



**TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DRESDEN**

Elektrotechnisches Institut

Prof. Dr.–Ing. W. Hofmann

JAHRESBERICHT ANNUAL REPORT	2011
--	-------------

Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe

Inhalt

1	Vorwort.....	5
2	Lehraufgaben.....	7
2.1	Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium an der Fakultät.....	7
2.2	Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium für andere Fakultäten	13
2.3	Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten	13
2.4	Exkursionen	17
3	Öffentlichkeitsarbeit.....	19
3.1	Veröffentlichungen	19
3.2	Vorträge und Berichte.....	22
3.2.1	Lehrstuhl und Institut.....	22
3.2.2	National und International.....	29
4	Forschung.....	39
4.1	Forschungsprofil	39
4.2	Forschungsprojekte	39
4.3	Dissertationen und Habilitationen	42
4.4	Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform	46
5	Ausstattung des Lehrstuhls	115
5.1	Forschungsversuchsstände	115
5.2	Lehrversuchsstände.....	117
5.3	Sonderausstattung	117
6	Personelle Besetzung.....	119
7	Anschrift	121
8	Impressum.....	123

1 VORWORT

Liebe Kollegen, Mitarbeiter und Freunde,

mit dem Jahresforschungsbericht 2011 ziehen wir wieder Bilanz des zu Ende gehenden Jahres.

Mit der starken Zunahme der Neuimmatrikulationszahlen im Herbst in den drei Diplomstudiengängen Elektrotechnik, Mechatronik und Regenerative Energiesysteme steht auch der Lehrstuhl vor qualitativ neuen Herausforderungen. Es wird dabei darum gehen, für den Ansturm zunächst im Grundstudium und später im Fachstudium mit den vorhandenen Mitteln gerüstet zu sein. Allein durch höheres persönliches Engagement der Mitarbeiter des Lehrstuhls wird die stark zunehmende Belastung nicht zu schultern sein, daher mein dringender Appell an die Verantwortlichen, Rektor, Kanzler und Dekan, durch zusätzliche Personal- und Sachmittel und nicht durch Stellenabbau, dieser neuen Situation zu begegnen.

Die Profilierung auf dem Gebiet der Forschung hat auch im letzten Jahr eine gute Entwicklung genommen. Hervorzuheben sind die Arbeiten im Rahmen von zwei Innovativen Wachstumskernen AUTOTRAM und LEANTEC, mit denen substantielle Fortschritte auf den Gebieten Kühlung und energieeffizienter Betrieb von Fahrmotoren sowie Leichtbaumotoren hoher Leistungsdichte erzielt werden. Ganz wesentlich für den Erkenntnisgewinn sind für den Lehrstuhl die Grundlagenarbeiten im Rahmen von DFG-Projekten, die dieses Jahr nochmals forciert werden konnten. Dabei wurde auch der



Grundstein für eine stärkere interdisziplinäre Zusammenarbeit mit anderen Fachgebieten wie der Aufbau- und Verbindungstechnik, der Integrativen Nanowissenschaft und dem Werkzeugmaschinenbau gelegt. Weitere gemeinsame Forschungsvorhaben, u.a. eine DFG-Forschergruppe mit dem Institut für Energietechnik, sind in Vorbereitung.

Die langjährigen wissenschaftlichen Kontakte zum Nagoya Institute of Technology wurden durch einen gemeinsamen Workshop in Japan gefestigt und zur Federal University of Minas Gerais in Brasilien durch gemeinsame Veröffentlichung von Forschungsergebnissen ausgebaut. Im nationalen Rahmen pflegt der Lehrstuhl enge wissenschaftliche Kontakte zum Institut für Elektrische Energiewandlung der TU Darmstadt, mit dem seit vielen Jahren ein gemeinsames jährliches Doktorandenseminar veranstaltet wird.

Für die geleistete Arbeit der Mitarbeiter und Studenten, die kollegiale Zusammenarbeit in Institut und Fakultät sowie die Unterstützung von vielen Seiten, insbesondere von der Deutschen Forschungsgemeinschaft, sei an dieser Stelle herzlich gedankt.

Ihr



Wilfried Hofmann

2 Lehraufgaben

2.1 Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium an der Fakultät

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Elektrische Maschinen 1, WS (3/0/0), SS (0/1/2)

Pflichtfach für Elektroenergietechnik (EET), Wirtschaftsingenieure

Stellmotoren (3/0/1), Pflichtfach Mechatronik (MT)

Grundlagen der elektromagnetischen Energiewandlung; Einphasen-Transformator; Drehstrom- und Spezialtransformatoren; Grundlagen der Drehfeldmaschinen; Induktionsmaschinen; Stromortskurve der Käfigläufermaschine; Betriebsverhalten der Käfigläufermaschine; Betriebsverhalten der Schleifringläufermaschine; Wechselstrom-Induktionsmaschinen; Synchronmaschinen; Vollpolläufer-Synchronmaschinen; Schenkelpolläufer-Synchronmaschine; Spezielle Synchronmaschinen; Grundlagen der Gleichstrommaschinen; Betriebsverhalten der Gleichstrommaschine; Linearmotoren und Sonderbauformen; Wachstumsgesetze und Maschinenausnutzung; Maschinenprüfung.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Elektrische Antriebe SS (3/1/0), WS (0/0/2)

Pflichtfach für Elektroenergietechnik, Mechatronik, Wirtschaftsingenieure

Grundlagen und Dimensionierung elektrischer Antriebe:

Einführung; Elektromechanische Energiewandlung; Erwärmungsvorgänge; Bewegungsvorgänge; Lösungen und Anwendungen der Bewegungsgleichung; Arbeitsmaschinen; Bewegungswandler; Motorauswahl für stationären Betrieb; Motorauswahl für dynamischen Betrieb

Drehzahl- und Drehmomentsteuerung von Antrieben:

Stromrichter gespeiste Gleichstromantriebe; Pulstellerspeiste Gleichstromantriebe; Drehzahlsteuerung von Drehstrom-Asynchronantriebe; Spannungsgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe; Frequenzgesteuerte Drehstrom-Asyn-

chronantriebe; Steuerung von Drehstrom-Synchronantrieben; Stell- und Schrittantriebe

Regelung von Antrieben :

Antriebsregelungen; Geregelt Gleichstromantriebe, Geregelt Drehstromantriebe; Anwendungen: Fahrzeugantriebe; Anwendungen: Werkzeugmaschinenantriebe, Mechatronische Systeme.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Elektromaschinendynamik (2/1/0)

Wahlpflichtfach für Elektroenergietechnik

Einführung in das Theoriengebäude; Dynamisches Verhalten der Gleichstrommaschine; Dynamisches Verhalten von Wicklungsanordnungen; Kraft- und Drehmomentbildung in Maschinen; Grundlagen der Raumzeigertheorie; Rechengesetze für Raumzeigergrößen; Raumzeigertheorie der Induktionsmaschine; Dynamische Betriebszustände der Induktionsmaschine; Übertragungsverhalten der Induktionsmaschine; Raumzeigertheorie der Synchronmaschine; Dynamische Betriebszustände der Synchronmaschine; Übertragungsverhalten von Synchronmaschinen; Nullsystem elektrischer Maschinen; Elektromagnetische Wellenvorgänge in Maschinen.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Geregelt Energiesysteme (2/0/0)

Wahlfach für alle Studienrichtungen

Einführung in die Modellierung der Regelstrecken moderner elektrischer Energieanlagen und deren Regelung, insbesondere Leistungsregelung.

Energie- und Leistungsgrundbegriffe; Synchronmaschine als Energiewandler; Modellierung von Synchrongeneratoren; Vereinfachtes Übertragungsverhalten von Synchrongeneratoren; Regelung von Synchrongeneratoren; Beispielregelung eines Turbogenerators; Asynchronmaschine als Energiewandler; Modellierung des einfach gespeisten Asynchrongenerators; Modellierung des doppelt gespeisten Asynchrongenerators; Regelung von Asynchrongeneratoren; Beispielregelung einer Windkraftanlage; Modellierung eines Solargenerators; Regelung eines Solargenerators; Netzregelung; FACT's.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Elektrische Maschinen 2 (2/1/0)

Wahlpflichtfach für Elektroenergietechnik

Wicklungen elektrischer Maschinen; Wicklungsentwurf; Wicklungsaufbau und -herstellung; Magnetischer Kreis; Magnetkreis mit Permanentmagneten; Magnetkreisentwurf; Stromwendung; Berechnung von Induktivitäten und Reaktanzen; Verluste elektrischer Maschinen; Erwärmung und Kühlung, Kräfte und Drehmomente; Prinzipieller Entwurfsgang; Optimierung; Entwurf einer Asynchronmaschine; Entwurf einer Synchronmaschine.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Direktantriebe und Magnetlagertechnik SS (2/0/1)

Wahlfach Elektroenergietechnik (EET) und Mechatronik (MT)

Direktantriebe

Einleitung; Torquemotoren; Hochgeschwindigkeitsantriebe; Linearantriebe; Anwendungen.

Magnetlagertechnik

Einleitung; Aktive Magnetlagerung; Passive Magnetlagerung; Auslegung von Magnetlagern; Dynamik magnetgelagerter Rotoren; Regelung eines Magnetlagers; Lagerlose Maschinen; Anwendungen

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

Schaltungstechnik (2/1/0)

Pflichtfach für Automatisierungstechnik, Elektroenergietechnik und Mechatronik

Bauelementmodelle und Verstärker, Analoge Grundsaltungen mit Bipolar- und Feldeffekttransistoren; Stromquellen und Stromspiegel, Referenzquellen; Differenzverstärker; Leistungsverstärker; Operationsverstärker; Aktive Filter; Signalgeneratoren; Digitale Grundsaltungen; Kombinatorische und sequentielle Schaltungen.

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

Entwurf von Antriebssystemen (2/1/0)

Wahlpflichtfach für Mechatronik (Makromechatronik) und Elektroenergietechnik

Grundlagen und Komponenten, Mechanisches Übertragungssystem; Auswahl und Dimensionierung elektrischer Antriebe; Stellantriebe und Schrittantriebe; Netzrückwirkungen von elektrischen Antrieben; Bewegungssteuerung und Technologiefunktionen; Informationsverarbeitung in Umrichtern; Feldbusse für elektrische Antriebe; Hard- und Softwarestruktur digitaler Reglerbaugruppen; Modellbildung und numerische Algorithmen; Methoden der Systemsimulation; Rechnergestützter Entwurf (Rapid Prototyping); Modelle der Elektroenergie-technik; Entwurf und Simulation des Bandantriebs einer Gurtbandförderanlage.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Automatisierte Antriebe und Antriebsregelung SS (2/1/2)

Wahlpflichtfach für Mechatronik (MT) und Elektroenergie-technik (EET)

Elemente des Antriebssystems

Energetische Komponenten; Informationstechnische Komponenten des Antriebssystems; Signalverarbeitungseinheiten.

Automatisierte Drehstromantriebe

Umrichterspeisung frequenzgesteuerter Antriebe; Pulssterverfahren zur Umrichterspeisung; Steuerverfahren für umrichtergespeiste Asynchronantriebe; Dynamisches Verhalten von Asynchronantrieben; Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine; Dynamisches Verhalten von Synchronantrieben; Steuerung und Regelung umrichtergespeister Synchronantriebe; Wechselwirkungen von Stellglied und Motor.

Systemintegration automatisierter Antriebe

Antriebe in Systemlösungen; Antriebssysteme mit komplexer Mechanik; Regelung von Antriebssystemen mit komplexer Mechanik; Funktionsintegrierte und Kombinationsantriebe.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann/Prof. Dr.-Ing. St. Bernet/Prof. Dr.-Ing. P. Schegner

Elektroenergie-technik (3/1/1)

Pflichtfach Elektrotechnik und Mechatronik

Grundlagen zu Aufbau und Wirkungsweise elektromagnetischer Energiewandler;

Elektromagnetische Energiewandlung (Durchflutungs-gesetz, Flussgesetze, Magnetwerkstoffe, Magnetfelder, Induktionsgesetz, Kraft- und Drehmomentbildung, Leistungsbilanz); Leistungstransformatoren (Wechselfelder, Spannungsinduktion, Einphasentrafo, Drehstromtrafo, Anwendungen); Gleichstrommaschinen, Synchronmaschinen (Magnetfelder, Spannungsinduktion, Drehmoment, Ersatzschaltbild, Betriebsverhalten, Anwendungen); Asynchronmaschinen (Magnetfelder, Schlupf, Spannungsinduktion, Drehmoment, Ersatzschaltbild, Betriebsverhalten, Anwendung)

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Technische Systeme (1/1/1)

Struktur Energietechnischer Systeme, Modellbildung für ereignisdiskrete, zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Systeme, Prozessanalyse mit deterministischen Testsignalen im Zeit- und Frequenzbereich, Systementwurf und Optimierung zeitkontinuierlicher Systeme, Quasikontinuierlicher Entwurf, Systementwurf und Optimierung von zeitdiskreten Systemen, Nichtlinearitäten in Systemen

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Aktorik – Teil 1 (2/0/0) und (0/0/2)

Elektrische Aktoren

Elemente zur Bewegungssteuerung, gesteuerte Aktoren, Grundprinzipien, Projektierungsgrundlagen, geregelte Aktoren, Elemente zur Leistungsflußsteuerung.

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Antriebssysteme (2/1/0)

Beschreibungsmöglichkeiten für Bewegungsabläufe, Dimensionierung des elektrischen Aktors, steuerbare Motorspeisquellen, der Motor als dynamisches Übertragungsglied, kontinuierliche, quasi-kontinuierliche und diskontinuierliche Regelung elektrischer Antriebe; Einführung in Bondgraphen.

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Anwendungsspezifische Echtzeitregler (2/1/0)

Quasikontinuierlicher Reglerentwurf; Grundlagen des Entwurfs diskontinuierlicher Regler; Angewandte Z-Transformation; Das Digitale Betragsoptimum (BOD); Schnelle Regler auf EEZ-Basis; Modellbildung und Nichtlinearitäten; Begrenzungsvarianten und graphische Reglerprogrammierung; Einführung in Bondgraphen als Streckenmodelle.

Dr.-Ing. N. Hildebrand / PD Dr.-Ing. habil. Ermisch (LE)

Transformatoren und Messwandler (2/1/1)

Leistungstransformatoren in der Elektroenergie-technik, Wachstumsgesetze und TK-Zahl; Aufbau, Ausführungsformen, stationärer Betrieb, nichtstationärer Betrieb; Wicklungsaufbau, Wicklungsausführungen; Begriffe, Isoliersysteme, Isolierstoffe für Transformatoren; Entwurf von Transformatoren: Kernauslegung, Wicklungsauslegung, Isolierungsgestaltung; Begriffe, Prinzipien, Materialien; Auslegung der Schenkelpresselemente, Kesselgestaltung; Sensoren zur Überwachung des Öls, Monitoring, EMV; Sensoren am Transformator; Klassifizierung von Wandlern; Stromwandler Elektromagnetisches Prinzip: Messwandler, Schutzwandler, leistungsarmer Wandler; Begriffe, Prinzipien, Eigenschaften, Beispiele; Spezielle Probleme bei der Anpassung der Leittechnik: Normen, Anpassung, Hilfsenergie; Zeitkonstanten des Wandlers, Stromwandler zum Schutz für Klasse P, Übertragungsverhalten; Begriff "leistungsarmer Wandler", Eigenschaften leistungsarmer Wandler, Auslegung.

2.2 Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium für andere Fakultäten

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

- Elektrische Antriebe für Maschinenbauer (2/1/0)
Wahlpflichtfach - Lehrexport für Fakultät Maschinenwesen
- Elektrotechnik für Fernstudium Maschinenbau (1/0/1)
Lehrexport für Fakultät Maschinenwesen

Dr.-Ing. N. Hildebrand

- Elektrotechnisches Praktikum (0/0/2)
Lehrexport für Fakultät Maschinenwesen

2.3 Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten

DIPLOMARBEITEN

Frank Paetow

„Aufbau eines Versuchstandes mit einem Z-Source-Wechselrichter.“

Betreuer: M. Sc. Arturo Arias

He Huang

„Thermisches Netzwerkmodell vergossener Wicklungsköpfe.“

Betreuer: Dipl. M. Festa

Yuanpeng Zhang

„Potenziale der Querkühlung zur Steigerung des Wirkungsgrades von Standard-Asynchronmaschinen.“

Betreuer: Dipl. M. Festa

Christian Hufenbach

„Untersuchung der Rotorverluste in einer Hochgeschwindigkeitsmagnetlagerung.“

Betreuer: Dipl.-Ing S. Krauß

Falk Hartmann

„Entwurf und Hardware-in-the-Loop-Simulation der energieeffizienten Regelung eines synchronen Antriebs für einen Hybridbus.“

Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Windisch

Norman Schwingal

„Untersuchung der Spannungsabweichung am Ausgang von Matrixumrichtern sowie Möglichkeiten zu deren Reduktion.“

Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß

Ria Kresse

„Vergleich moderner Zahnspulenwicklungen mit konventionell verteilten Wicklungen.“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten

Paul Damme

„Untersuchungen des Kommutierungsverhaltens von Umrichtern bei Steuerverfahren mit minimaler Gleichtaktspannung.“

Betreuer: Dipl.-Ing. B. Rückert

Stefan Wenzel

„Untersuchungen zu statischen und dynamischen Verlusten im Matrixumrichter.“

Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß

Sebastian Patzelt

„Online-Optimierung zur Effizienzsteigerung eines permanentmagneterregten Synchronantriebs.“

Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Windisch

Baoquan Hao

„Analyse des Einflusses von Maschinenparametern auf die Verlustbilanz großer elektrischer Generatoren.“

Betreuer: Dr.-Ing. E. N. Hildebrand

STUDIENARBEITEN

Stefan Tröger

„Aufbau einer einachsigen aktiven Magnetlagerung für Demonstrationszwecke.“

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Maximilian Fella

„Wicklungs- und Schaltungsauslegung schnell drehender Maschinen.“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten

Johannes Leipold

„Wirkungsgradbestimmung eines Asynchronmotors unter Verwendung der elektrischen Eingangsgrößen.“

Betreuer: Dr.-Ing. habil. Müller (TU Dresden)
Dr. L. E. Borges da Silva (UNIFEI Brasilien)

Daniel Zimmerman

„Implementierung einer Totzeitkompensation in der Stromregelung eines aktiven Magnetlagers.“

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Stefan Ulbricht

„Entwurf eines 3-poligen aktiven 3D-FEM Magnetlagers.“

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Michael Unger

„Automatisierung des Versuchsstandes zur Bestimmung der dynamischen Eigenschaften von Halbleiterbauelementen (S, SiC).“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth

Nico Remus

„Entwurf und Realisierung einer UCE-Messung zur Stromvorzeichenerkennung.“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten

Maria Schütze

„Entwurf der radialen Lageregelung eines 3-Poligen Kombilagers.“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten

Feras Abdalla

„Praktikumsversuch „Synchronmotor““

Betreuer: Dipl.-Ing. D. Wöhner

Tilman Apitzsch

„Untersuchung der Lebenszyklus-Kosten elektrischer Antriebsstränge in Elektro- und Hybridfahrzeugen.“

Betreuer: St. Tenner

Martin Burkhard

„Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme einer Temperaturregelung für den Versuchsstand zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens von Halbleitern (Si, SiC).“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth

Fanny Fischer

„Entwurf einer Axialflussmaschine für einen magnetgelagerten Schwungradspeicher.“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten

Alexander Leibenath

„Berechnung und Messung des Wärmewiderstandes von Kugellagern.“

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Michael Urban

„Automatisierung des Versuchsstandes zur Bestimmung der dynamischen Eigenschaften von Halbleiterbauelementen (S, SiC).“

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth

Gregor Schierz

„Entwurf und Simulation einer Antriebsregelung mit variabler Getriebeübersetzung.“

Betreuer: Dipl.-Ing. K. Benath

Benjamin Lübeck

Entwicklung eines Matlab-Tools für die Bewegungsplanung und die Dimensionierung elektrischer Antriebe

Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth

2.4 Exkursionen

Den Studenten wurde die Möglichkeit geboten, an folgenden Exkursionen teilzunehmen:

- VEM Sachsenwerk Dresden, Januar
- Wittur Electric Drives GmbH Dresden, Februar
- Transformatorenwerk der Siemens AG in Dresden, Dezember.

3 ÖFFENTLICHKEITSARBEIT

3.1 Veröffentlichungen

- [1] Benath, K.; Müller, V.; Hofmann, W.: High Efficient Winding Drives with Continuous Variable Transmission (CVT), European Power Electronics and Drives Conference - EPE, Birmingham, UK, 2011.
- [2] Chen, L.; Hofmann, W.: Modelling and control of one bearingless 8/6 switched reluctance motor with single layer of winding structure, European Power Electronics and Drives Conference - EPE, Birmingham, UK, 2011.
- [3] Chen, L.; Hofmann, W.: Speed Regulation Technique of One Bearingless 8/6 Switched Reluctance Motors with Simpler Single Winding Structure, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011.
- [4] Festa, M.; Hofmann, W.: Improved Performance through Multifunctional Material Utilization - Circumferential Cooling for Electric Motors, 1st International Electric Drives Production Conference - EDPC, Nürnberg, 2011.
- [5] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Extremely Efficient but Compact — A Circumferentially Cooled Induction Motor, International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS, Beijing, China, 2011.
- [6] Fleischer, E.; Hofmann, W.: Auslegung eines Asynchronversuchsmotors mit Massivläufer für ein Hochgeschwindigkeitsmagnetlager, 8. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz, 2011.
- [7] Fleischer, E.; Hufenbach, Ch.; Hofmann, W.: Experimentelle Bestimmung der Rotorverluste in einem homopolaren Magnetlager, VDE-VDI-Fachtagung Antriebssysteme, Nürtingen, 2011.
- [8] Jung, J.; Hofmann, W.: Investigation of Thermal Stress in the Rotor of Doubly-Fed Induction Generators at Synchronous Operating Point, IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, pp. 906-911, Niagara Falls, 2011.

- [9] Kasten, H.; Hofmann, W.: Electrical Machines with Higher Efficiency Through Combined Star-Delta Windings, IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, pp. 1390-1395, Niagara Falls, 2011.
- [10] Mendes, V.F.; de Sousa, C.V.; Silva, S.R.; Rabelo, B.; Hofmann W.: Modeling and Ride-Through Control of Doubly-Fed Induction Generators during Symmetrical Voltage Sags, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011.
- [11] Schuhmann, Th.; Hofmann, W.; Werner, R.: Improving Operational Performance and Energy Demand of Active Magnetic Bearings using Optimal State Estimation and State Feedback, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 9, 2011.
- [12] Tenner, S.; Günther, S.; Hofmann, W.: Loss Minimization of Electric Drive Systems Using a DC/DC Converter and an Optimized Battery Voltage in Automotive Applications, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, USA, 2011.
- [13] Tröger, A.; Hempel, T.; Würfel, M.; Hofmann, W.: Untersuchung der magnetischen Flussdichte in permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen in Außenläuferausführung, VDE-VDI-Fachtagung Antriebssysteme, Nürtingen, 2011.
- [14] Geitner, G.-H.; Kömürgöz, G.: Unified power flow based modelling of power split for Hybrid Electric Vehicles assuming three connections, IEEE CECNet International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks, Vol. 6, pp. 5464-5469, XianNing, China, 2011
- [15] Schützhold, J.; Hofmann, W.; Blümel, R.: Messung und Analyse der temperaturabhängigen Verluste im Synchronmotor der Antriebsachsen einer Schlauchbeutel-Verpackungsmaschine, Intern. ETG Kongress Fachtagung Energieeffiziente Antriebe und Leistungselektronik, ETG-Fachbericht 130, 5.12, pp. 153-159, Würzburg 2011

- [16] Windisch, Th.; Hofmann, W.: Energieeffizienz des Traktionsantriebs in einem seriell-hybriden Doppelgelenkbus, 1. Tagung Hybridnahverkehrsbusse, Haus der Technik Essen e.V., 2011.
- [17] Windisch, Th.; Hofmann, W.: Loss Minimization of an IPMSM Drive Using Precalculated Optimized Current References, IEEE Industrial Electronics Conference - IECON, Melbourne, Australia, 2011.
- [18] Benath, K.; Klenke, F.; Hofmann, W.: Ansätze zur Beurteilung der Energieeffizienz von Antriebssystemen, ETG-Kongress, Fachtagung Energieeffiziente Antriebe und Leistungselektronik, ETG-Fachbericht 130, P 72, pp. 253–258, 2011.
- [19] Klenke, F.; Hofmann, W.: Energy-efficient control of induction motor servo drives with optimized motion and flux trajectories, European Power Electronics and Drives Conference - EPE, Birmingham, UK, 2011.
- [20] Fleischer, E.; Hofmann, W.: Application of Soft Magnetic Composites in Active Magnetic Bearings, IECON, Melbourne, 2011

3.2 Vorträge und Berichte

3.2.1 Lehrstuhl und Institut

14.01.2011

H. Huang

Diplomabschlussvortrag:

„Thermisches Netzwerkmodell vergossener Wicklungsköpfe.“

P. Damme

Diplomzwischenvortrag:

„Untersuchungen des Kommutierungsverhaltens von Umrichtern bei Steuerverfahren mit minimaler Gleichtaktspannung.“

25.01.2011

F. Paetow

Diplomabschlussvortrag:

„Aufbau eines Versuchstandes mit einem Z-Source-Wechselrichter.“

Y. Zhang

Diplomabschlussvortrag:

„Potenziale der Querkühlung zur Steigerung des Wirkungsgrades von Standard-Asynchronmaschinen.“

18.02.2011

C. Hufenbach

Diplomabschlussvortrag:

„Untersuchung der Rotorverluste in einer Hochgeschwindigkeitsmagnetlagerung.“

S. Wenzel

Diplomzwischenvortrag:

„Untersuchung von statischen und dynamischen Verlusten im Matrixumrichter.“

04.03.2011

N. Schwingal

Diplomabschlussvortrag:

„Untersuchung der Spannungsabweichung am Ausgang von Matrixumrichtern sowie Möglichkeiten zu deren Reduktion.“

F. Hartmann

Diplomabschlussvortrag:

„Entwurf und Hardware-in-the-Loop-Simulation der energieeffizienten Regelung eines synchronen Antriebs für einen Hybridbus.“

T. Gedrange

Oberseminar:

„Beitrag der Windenergie zur elektrischen Energieversorgung.“

11.03.2011

H. Kasten

Forschungsvortrag:

„Berechnung der Wicklungsverluste.“

S. Patzelt

Diplomzwischenvortrag:

„Online-Optimierung zur Effizienzsteigerung eines permanentmagneterregten Synchronantriebs.“

22.03.2011

S. Günther

Forschungsvortrag:

„Energieeffiziente Regelung von Elektrofahrzeugen mit hochsetzenden Antriebsumrichtern.“

S. Tenner

Forschungsvortrag:

„Vergleich von hochsetzenden Wechselrichtern im elektrischen Antriebstrang von Kraftfahrzeugen.“

02.05.2011

H. Houenouvo

Forschungsvortrag:

„Diagnose von Mikrobürstenfeuern bei Reibkontaktierung von Bürsten/ Schleifringssystemen in DASM.“

B. Hao

Diplomzwischenvortrag:

„Analyse des Einflusses von Maschinenparametern auf die Verlustbilanz großer elektrischer Generatoren.“

06.05.2011

T. Bach

Forschungsvortrag:

„Beitrag zur Berechnung der Verteilung der Schiefastströme und Verluste im genuteten Massivläufer und Dämpfersystem bei Turbogeneratoren.“

S. Kunckel

Forschungsvortrag:

„Entwicklung eines in konventionelle Auslegungssoftware integrierbaren numerischen Verfahrens zur Berechnung des Magnetkreises von Synchrongeneratoren nach der FI-Methode.“

27.05.2011

R. Kresse

Diplomabschlussvortrag:

„Vergleich moderner Zahnspulenwicklungen mit konventionell verteilten Wicklungen.“

S. Krauß

Forschungsvortrag:

„Vergleich von spannungsbasierten Kommutierungsverfahren für den Matrixumrichter.“

10.06.2011

M. Festa

Forschungsvortrag:

„Quergekühlte Elektromotoren - Berechnung und Technologie.“

28.06.2011

E. Fleischer

Forschungsvortrag:

„Experimentelle Bestimmung der Rotorverluste in einem homopolaren Magnetlager.“

F. Bahr

Forschungsvortrag:

„Magnetlager mit hoher Steifigkeit und Präzision.“

08.07.2011

M. Eckart

Forschungsvortrag:

„Maschinenberechnung unter Nutzung von Mathcad.“

S. Miersch

Forschungsvortrag:

„Innenkühlung permanentmagneterregter Außenläufermaschinen am Beispiel eines Kleinwindenergiegenerators.“

15.07.2011

P. Damme

Diplomabschlussvortrag:

„Untersuchungen des Kommutierungsverhaltens von Umrichtern bei Steuerverfahren mit minimaler Gleichtaktspannung.“

S. Wenzel

Diplomabschlussvortrag:

„Untersuchungen zu statischen und dynamischen Verlusten im Matrixumrichter.“

S. Peng

Diplomzwischenvortrag:

„Verhalten des doppeltgespeisten Asynchrongenerators bei plötzlichem Netzspannungseinbruch.“

19.08.2011

S. Patzelt

Diplomabschlussvortrag:

„Online-Optimierung zur Effizienzsteigerung eines permanentmagneterregten Synchronantriebs.“

F. Klenke, Dipl.-Ing.:

Forschungsvortrag:

„Energieeffiziente Steuerung von Asynchronservoantrieben.“

26.08.2011

J. Jung

Forschungsvortrag:

„Betrachtungen zum Entwurf von permanenterregten Axialflussmaschinen mit konzentrierten Wicklungen.“

D. Wöhner

Forschungsvortrag:

„Asynchroner Anlauf von Schenkelpolsynchronmaschinen mit massiven Polen.“

02.09.2011

J. Schützhold

Forschungsvortrag:

„Analyse der Verluste und Energiesparpotenziale im elektrischen System der Schlauchbeutel-Verpackungsmaschine FPC4.“

M. Zimmermann

Diplomzwischenvortrag:

„Verlustminimierung im elektrischen Antrieb unter Berücksichtigung des thermischen Verhaltens der Leistungselektronik.“

30.09.2011

B. Hao

Diplomabschlussvortrag:

„Analyse des Einflusses von Maschinenparametern auf die Verlustbilanz großer elektrischer Generatoren.“

A. Jacob

Diplomzwischenvortrag:

„Erstellung eines modular aufgebauten Simulationstools zur thermischen Berechnung elektrischer Maschinen.“

T. A. Vu

Diplomzwischenvortrag:

„Regelung des doppeltgespeisten Asynchrongenerators unter unsymmetrischer Netzspannung.“

18.11.2011

E. Jenßen, Dipl.-Ing.

Forschungsvortrag:

„Reduzierung der Drehmomentwelligkeit von hochpoligen Reluktanzmaschinen.“

J. Döring, Dipl.-Ing.

Forschungsvortrag:

„Betrachtungen zum Entwurf von Transversalfluss-Reluktanzmotoren.“

25.11.2011

A. Tröger, Dipl.-Ing. (FH)

Forschungsvortrag:

„Energieeffizienzsteigerung der Beleuchtungstechnik in Wohngebäuden.“

M. Leubner

Diplomzwischenvortrag:

„Entwurf, Aufbau und Test einer kompakten Steuerungselektronik für den Matrixumrichter.“

13.12.2011

Prof. M. Bobojanov, Staatliche Technische Universität Taschkent (Usbekistan)

Spezialvortrag:

„Usbekistan, Technische Universität Taschkent und polumschaltbare Motoren.“

16.12.2011

M. Hohmuth, Dipl.-Ing. (FH)

Forschungsvortrag:

„Auslegung hochpoliger Transversalfluss Reluktanzmotoren.“

E. Jenßen, Dipl.-Ing.

Forschungsvortrag:

„Reduzierung der Drehmomentwelligkeit von hochpoligen Reluktanzmaschinen“

3.2.2 National und International

DOKTORANDENSEMINAR 06.09. – 11.09.2011 IM KLEINWALSERTAL

Die TU Darmstadt und die TU Dresden veranstalten seit einigen Jahren gemeinsam eine Seminarwoche. Um einer Vielzahl von Doktoranden und Mitarbeitern die Möglichkeit zu geben, sich in Form von Vorträgen und Diskussionsrunden weiterzubilden.

Wie schon in einige Male zuvor, ging es diesmal für 6 Tage nach Hirschegg ins Kleinwalsertal, einem der schönsten Hochgebirgstäler der Alpen. Der im Herzen des österreichischen Kleinwalsertal gelegene Ort Hirschegg liegt auf einer Höhe 1120 m und ist nur von Deutschland aus erreichbar.



06.09.2011

Chairman: Stefan Dewenter - TU Darmstadt

- Kasten, Henning (TU Dresden):
Zahnspulenwicklungen und verteilte Wicklungen im Vergleich.

- Dinh Ngoc, Nam Anh (TU Darmstadt):
Beurteilung des Oberwellengehalts von Drehfeldwicklungen mit Hilfe des GÖRGES-Diagramms.
- Arias, Arturo (TU Dresden):
Inbetriebnahme und Modellierung eines Z-Source-Wechselrichters.
- Barth, Henry (TU Dresden):
Verlustarmer Umrichter mit SiC-Bipolartransistoren.
- Gemeinder, Yves (TU Darmstadt):
Investigation of Influence of Bearing Load and Bearing Temperature on EDM Bearing Currents.
- Benath, Kenneth (TU Dresden):
Positionierantriebe mit variabler Getriebeübersetzung.

07.09.2011

Chairman: Dr.-Ing. Nicol Hildebrand - TU Dresden

- Hohmuth, Maik (TU Dresden):
Strom- und Spannungsmessung mit optischer Signalübertragung für hochpolige TFRM.
- Wang, Jinou (TU Darmstadt):
Vorausentwicklung für die Positionsschätzung eines sensorlosen Magnetlagers.
- Bahr, Falk (TU Dresden):
Aktive Magnetlager hoher Steifigkeit und Präzision.
- Klenke, Frederik (TU Dresden):
Energieeffiziente Steuerung von Asynchronservoantrieben.
- Mink, Fabian (TU Darmstadt):
RTAI-Echtzeitsystem zur Antriebsregelung.
- Suryana, Rahmat (TU Dresden):
Netzfrequenzregelung von doppelt gespeisten Asynchrongeneratoren mit Superkondensatoren als Energiespeicher.
- Nguyen, Van Binh (TU Dresden):
Regelung von doppeltgespeisten Asynchrongeneratoren beim Netzspannungseinbruch im Synchronbetrieb.
- Jung, Jakob (TU Dresden):
Toolentwurf zur Optimierung einer permanenterregten Axialflussmaschine.

08.09.2011

Chairman: Fabian Mink - TU Darmstadt

- Dewenter, Stefan (TU Dresden):
Simulation eines seriellen Hybridbusses mit Matlab/Simulink.
- Reis, Kersten (TU Darmstadt):
Vergleich zweier Radnabenantriebskonzepten.
- Strauch, Mirco (TU Darmstadt):
Das Elektrofahrrad als Lehrprojekt.
- Jenßen, Eike (TU Dresden):
Phasenkommutierung in hochpoligen Reluktanzantrieben.
- Rückert, Bastian (TU Dresden):
Kommutierungsverfahren zur Minimierung der Gleichtaktspannung bei einer direkten Leistungsregelung.
- Schützhold, Jörg (TU Dresden):
Messung und Analyse der temperaturabhängigen Verluste im Synchronmotor der Antriebsachsen einer Schlauchbeutel-Verpackungsmaschine.
- Zhang, Yuanpeng (TU Dresden):
Transiente Stromverdrängung und Zusatzverluste im Kurzschlussläufer bei hochdynamischer feldorientierter Regelung.
- Nguyen, Chi Dung (TU Dresden):
Verlustminimierung einer PMSM mit Online-Parameteridentifikation.

09.09.2011

Chairman: Dr.-Ing. Volkmar Müller - TU Dresden

- Dr.-Ing. Ade, Michael (TU Darmstadt):
Direct Drive Generatoren für Windkraftanlagen.
- Fleischer, Erik (TU Dresden):
Auslegung eines Asynchronversuchsmotors mit Massivläufer.
- Dr.-Ing. Körner, Olaf (TU Darmstadt):
Permanentmagnet-Maschinentechologie in der Traktion.
- Tröger, Andreas (TU Dresden):
Rastmomentuntersuchung in permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen.

- Wöhner, Daniel (TU Dresden):
Asynchroner Anlauf von Schenkelpolsynchronmaschinen mit massiven Polen.
- Windisch, Thomas (TU Dresden):
Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes einer Synchronmaschine vorab und während des Betriebs.
- Bach, Thomas (TU Dresden):
Verluste im permanent erregten Generator aufgrund von Stromüberschwingungen durch Umrichterspeisung
- Munteanu, Gabriel (TU Darmstadt):
Loss Measurement of a 40 kW High-Speed Bearingless PM Synchronous Motor.

10.09.2011

Chairman: Mirco Strauch TU Darmstadt

- Steinborn, Gunar (TU Dresden):
Thermische Berechnung eines geschalteten Reluktanzmotors in Transversalflussbauweise.
- Miersch, Sören (HTW Dresden):
Numerische Wärmeübergangsberechnung mit ANSYS CFX.
- Funieru, Bogdan (TU Darmstadt):
End effect simulation with reduced length electrical machines FEM models.
- Eckart, Martin (HTW Dresden):
Maschinenberechnung unter Nutzung von Mathcad.
- Günther, Sebastian (HTW Dresden):
Modellierung von PMSM einschließlich Harmonischer und Sättigung mit MATLAB/Simulink.
- Gholizad, Hooshang (TU Darmstadt):
Analytical Modeling of Variable Impedance Induction Machines.
- Günther, Stephan (TU Dresden):
Erweiterung des Grundwellenmodells einer Synchronmaschine mit Reluktanzeffekt.
- Houenouvo, Hermann (TU Dresden):
Untersuchung des Mechanischen Verhaltens und elektrischen Übertragungsverhaltens von der Protectoreinheit.

UNIV.-PROF. DR.-ING. W. HOFMANN

01.03.2011

Gastvortrag am Nagoya Institute of Technology (Japan):
“New Energy Research at Institute of Electrical Machines and Drives.”

01.07.2011

FhG IVI Dresden Automatisierungstechnisches Kolloquium:
„Moderne Regelstrategien in der elektrischen Antriebstechnik.“

26.09.2011

Festveranstaltung 125 Jahre Elektromaschinenbau und 50 Jahre Warenzeichenverband VEM in Wernigerode:
„Elektroantriebe – Gestern, Heute und Morgen (Festvortrag).“

27.09.2011

10. Technische Tage der VEM Gruppe 2011 in Wernigerode:
„Unkonventionelle Lösungsansätze zur Wirkungsgradsteigerung elektrischer Maschinen.“

05.10.2011

2. Essener Umrichtertage im Haus der Technik Essen
„Verhalten elektrischer Maschinen bei Frequenzumrichterbetrieb.“

08.11.2011

ETG Kongress 2011 Würzburg, Plenarvortrag
Fachtagung 5: „Energieeffizienz in Anwendungen der Antriebstechnik und Leistungselektronik.“

23.11.2011

Arbeitskreis 19 –Treffen in Dresden
„Lehre und Forschung am Elektrotechnischen Institut, Elektrische Maschinen und Antriebe.“

3.3 Kooperation

3.3.1 Forschung und Lehre

IAESTE-PRAKTIKANTENPROGRAMM

- Alexandros Nikolaidis - Zypern
„Revision of Test Rig Documentation,“
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Houenouvo
- Baccouche Sami - Tunesien
„Modelling of a new Magnetic Bearing.“
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Samsó Mungai Kionange - Kenia
„Revision of test Rig Documentaion.“
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Erik F. Karthe Ibarra - Mexiko
„Thermal Modelling of a switched-reluctance-motor with a Lumped capacitance model.“
Betreuer: Dipl.-Ing. G. Steinborn
- Laith Haddadin - Jordanien
„Magnetische Feldberechnungen mit MATLAB.“
Betreuer: Dipl.-Ing. J. Jung
- Belando Baca Eric - Spanien
„Comparison and implementation of hysteresis loss models with MATLAB.“
Betreuer: Dipl.-Ing. J. Döring
- Roberto Matinez Osorio - Spanien
„Simulating the powerflow in an induction motor.“
Betreuer: Dipl.-Ing. J. Schützhold
- Wided Zine - Tunesien
„Measuring the powerflow in a drivetrain containing an induction motor.“

- Betreuer: Dipl.-Ing. J. Schützhold
- Christian Cruz Jimenez - Kolumbien
„Modellierung von Wechselrichtern..“
 Betreuer: M. Sc. A. Arias
 - Juliana Almeida Rocha - Brasilien
„Design and Control of DC/DC Converters in Automotive Applications..“
 Betreuer: Dipl.-Ing. St. Tenner
 - Ekaterina Kelebay - Russia
„Design of an Active Magnetic Bearing..“
 Betreuer: Dipl.-Ing. F. Bahr
 - Samson Mungai Koinange - Kenia
„Revision of Test Rig Documentation.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
 - Abhinav Anand - Indien
„Modelling of Switched Reluctance Drives and Their Control.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. E. Jenßen
 - Belando Baca, Eric – Spanien
„Hysteresis Losses.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. J. Döring
 - Martinez Osario, Robert Vicente – Spanien
“Simulating the powerflow in a drivetrain containing an induction motor.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. J. Schützhold
 - Talanont, Naruepon – Thailand
„Simulation of doubly-fed induction generator using MATLAB.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. R. Suryana

- Cruz, Christian - Columbia
„Modellierung von Wechselrichtern.“
 Betreuer: M.Sc. A. Arias
- Saeid, Balaneshin Kordan – Iran
„Dependence of rotor current in doubly-fed induction generator on different grid voltage faults and operation points.“
 Betreuer: M. phil. Nguyen, V.B.
- Sementsiv, Petro –Ukraine
“Computational Implementation of a Method for the Selection of Drive Systems and Transmission Ratio.“
 Betreuer: Dipl.-Ing. K. Benath

GASTWISSENSCHAFTLER

Prof. M. Bobojanov, Staatliche Technische Universität
 Taschkent (Usbekistan)
 September – Dezember 2011

3.3.2 Gremien und Gutachten

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

- Ordentliches Mitglied der Deutschen Akademie der Technikwissenschaften (acatech)
- Ordentliches Mitglied der Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig (Technikwissenschaftliche Klasse)
- Member of Editorial Board of European Transaction on Electrical Power (ETEP) Wiley & Sons
- Member of Editorial Board of Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik), Springer Verlag
- VDE: Vorsitz des ETG-Fachbereiches A1: Elektrische Maschinen und Antriebe; Mechatronik: Mitglied ETG-Fachausschuss A1-1: Elektrische Antriebe in Kraftfahrzeugen; Mitglied im AK19 Elektrische Maschinen und Antriebe; Mitglied im ETG-Fachbereich Q1: Leistungselektronik; Mitglied Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik
- VDI
- EPE-Association, International Steering Committee
- IEEE: Senior Member; Industry Application Society; Power Electronics Society; Industrial Electronics Society; Reviewer IEEE Transaction on Industrial Electronics/Mechatronics
- Sondergutachter DFG, VW-Stiftung

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

- Reviewer IEEE Industrial Electronics Society Conference
- Reviewer IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

- VDE
- VDI-FA 823 Motion Control

Dr.-Ing. N. Hildebrand

- VDE
- VDE-Arbeitskreis 19 "Elektrische Maschinen und Antriebe"

Prof. Dr.-Ing. Heinz-Dieter Eberhardt

- Leiter des VDE-Arbeitskreises 19 "Elektrische Maschinen und Antriebe"

4 FORSCHUNG

4.1 Forschungsprofil

Das Forschungsprofil des Lehrstuhles Elektrische Maschinen und Antriebe ist geprägt durch folgende Forschungsgebiete und -bereiche:

- Grundlagen: Methodik, Modellierung, Simulation, Werkzeuge
- Magnetlager, Mechatronik
- Regenerative Energien: Windenergietechnik, Generatoren
- Hybrid- und Elektroauto: Fahrmotoren, Regelung, Stromrichter
- Kühlung elektrischer Maschinen
- Stromrichter, Industrieelektronik

4.2 Forschungsprojekte

DFG-Projekte

1. Energieoptimale Drehstromsteuerung und Auslegung von hochdynamischen Asynchronantrieben unter besonderer Berücksichtigung der transieneten Stromverdrängung
DFG – HO 1483/60-1, 2011 - 2013
2. Generalized Space Vector Modulation for Impedance Source Inverters Applied to Fuel-Cell-Based Isolated Electric Power Generation
DFG - HO 1483/53-1, 2008 - 2011
3. Direkte Leistungsregelung (DLR) zur Rotorspeisung von doppeltspeisenden Drehstrom-Asynchrongeneratoren mit optimaler Gleichtaktspannungsbildung
DFG - HO 1483/43-1, 2006 - 2012

4. Energieoptimaler Beschleunigungsantrieb und Downsizing-Schleifen.
DFG HO 1483/57-1, 2009 - 2011
5. Diagnose von Mikrobürstenfeuer bei Reibkontaktierung von Graphit/Graphit-Bürsten/Schleifringssystemen.
DFG HO 1483/54-1, 2009 - 2012
6. Verlustarme magnetische Radial-/Axiallagerung unter Verwendung von Pulververbundwerkstoffen.
DFG HO 1483/55-1, 2009 - 2011
7. Sensorunterstützte Einschrittkommutierung in Frequenzumrichter.
DFG HO 1483/52-2, 2010 - 2011
8. Direkte Regelung der Netz- und Lastgrößen eines Matrixumrichters mit optimalen netz- und lastseitigen Filtern. DFG HO 2010 - 2012

Industrieprojekte

1. Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet Wasserkraftgeneratoren für Voith Hydro, Heidenheim, 2003 - 2013
2. Entwicklung des Generatorsystems für hybride Antriebstechnologien (Bombardier).
FhG IVS Dresden, 2008 - 2011
3. Untersuchung zu kombinierten Stern-Dreieck-Schaltung für Standard-Drehstromasynchronmotoren.
VEM Motors GmbH Wernigerode, 2009 - 2011
4. Messtechnische Erfassung der elektrischen Leistungsverbraucher in der Verpackungsmaschine.
Theegarten Pactec GmbH & Co. KG Dresden, 2010 - 2011

5. Modellierung und Simulation geschalteter Reluktanzmaschinen in Transversalflussbauweise. BITZs engineering GmbH, 2011.
6. Permanenterregte Synchronmotoren für Hochgeschwindigkeitsanwendungen, LEVITEC GmbH, Lahnau, 2011.
7. Querkühlung für gehäuselose Drehstrommotoren. Hausforschung 2007 – 2011

SMWK

Entwurf und Optimierung von lagerlosen Motoren mit konzentrierten Wicklungen, Stipendium, 2006 - 2011

BMBF

Wachstums Kern Auto-Tram – Verbundprojekt: Verkehrssystemtechnik für hochkapazitive, nachhaltige Transportsysteme zwischen Bus und Bahn.
2008 – 2011

Wachstums Kern LEANTEC-Antrieb - Verbundprojekt: Grundlagen und Untersuchung zu Rotor und Stator; Auslegung, Optimierung und Prüftechnik; Anwendungsspezifische Antriebsregelung und Motoreprobung.
2011 - 2014

AiF

Entwicklung einer fahrdynamikabhängigen Antriebssteuerung für straßentaugliche Elektrofahrzeuge.
2009 – 2012

Entwicklung und prototypische Realisierung eines energieoptimalen Zufuhrsystems für Verpackungsmaschinen
2010 - 2011

SAB

Low Energy Living; 2009-2012

4.3 Dissertationen und Habilitationen

Dipl.-Ing. Thomas Schuhmann

„Optimale Zustandsschätzung und –regelung an Magnetlagern mit integrierten kapazitiven Lagesensoren.“

Aktive Magnetlager sind strukturinstabile Systeme. Sie bedürfen einer ständigen Messung und Regelung der Rotorlage. In der vorliegenden Arbeit wird die Integration eines berührungslosen kapazitiven Wegmesssystems in das Statorblechpaket aktiver radialer Magnetlager beschrieben. Die gewählte Sensoranordnung führt zur Kollokation der Orte der Lagemessung und der Kraftereinleitung, was eine geringere Empfindlichkeit gegenüber radialen Eigenschwingungen der Welle mit sich bringt. Es wird gezeigt, dass diese Sensorintegration zu einer Erhöhung der Steifigkeit und Dämpfung aktiver magnetischer Lager beiträgt.

Als Maßnahme gegen das aufgrund der Integration der Lagesensoren stärkere Messrauschen schlägt die Arbeit den Einsatz von diskreten stochastischen Zustandsschätzern vor. Basierend auf einem stochastischen Systemmodell, bekannten Eingangs- sowie verrauschten Messgrößen gestatten diese eine hinsichtlich der Varianz des Schätzfehlers optimale Rekonstruktion der Zustandsgrößen. Es werden verschiedene Ansätze zur Modellierung der Regelstrecke sowie deren Nachbildung mittels linearer und erweiterter KALMAN-Filter dargestellt. Neben den eigentlichen Zustandsgrößen wie der radialen Lage und Geschwindigkeit oder dem Steuerstrom erfolgt dabei auch die Schätzung konstanter sowie zeitlich veränderlicher Systemparameter, z. B. radiale Störkräfte, Kraft-Strom- oder Kraft-Weg-Faktoren. Ansätze für die Bestimmung der die Rauschprozesse charakterisierenden Autokovarianzmatrizen werden diskutiert.

Durch Nutzung des optimalen Lageschätzwertes für die Lageregelung lassen sich die durch Messstörungen bedingten Lageabweichungen des Rotors deutlich reduzieren, was wiederum den Einsatz von einfachen und robusten Sensoren gestattet. Die Rückführung der geschätzten radialen Störkraft auf den Lagesollwert führt darüber hinaus zu einer Verringe-

rung unwuchtbedingter Gehäusevibrationen und Rüttelkräfte, ohne dass hierfür ein zusätzlicher Drehwinkelgeber auf der Welle erforderlich ist.

Auf Basis der Schätzung des vollständigen Zustandsvektors durch das KALMAN-Filter zieht die Abhandlung den Vergleich zwischen einer klassischen PID-Lageregelung und einer optimalen Zustandsrückführung (LQG-Regelung) des Magnetlagers. Betrachtungen zur Wahl der Wichtungselemente des quadratischen Gütemaßes werden angestellt. Es zeigt sich, dass die optimal zustandsgeregelten Lagerstellerelemente ein günstigeres Führungs- und Störübertragungsverhalten aufweisen als konventionell mittels differenzierender Regler stabilisierter Magnetlager.

Die Untersuchung des Einflusses der optimalen Schätz- und Regelverfahren auf den Stellenergiebedarf aktiver magnetischer Lager bildet einen weiteren Aspekt der Abhandlung. Aufgrund der Rauschreduzierung mittels des KALMAN-Filters sowie der Optimierung der Steuerstromverläufe durch den Zustandsregler ergeben sich hier Einsparpotentiale an Stellenergie im zweistelligen Prozentbereich.

Dr.-Ing. Oliver Drubel

Habilitationsvortrag :

„Umrichter bedingte Phänomene in elektrischen Maschinen mittlerer und großer Leistung.“

Probevorlesung:

„Berechnung von wichtigen Maschinenparametern der Asynchron- oder Synchronmaschine.“

Kurzfassung:

Converter driven applications are applied in more and more processes. Almost any installed wind-farm, ship drives, steel mills, several boiler feed water pumps, extruder and many other applications operate much more efficient and economic in case of variable speed solutions. The boundary conditions for a motor will change, if it is supplied by a converter. An electrical machine, which is operated by a converter, can no

longer be regarded as an independent component, but is embedded in a system consisting of converter and motor.

An overview of existing converter designs for large electrical machines will be given and methods for the appropriate calculation of machine phenomena, which are implied by converters, will be derived. In the power range above 500 kVA a wide variety of converter types exists. Either diode rectifiers as well as voltage source converters are dominant converter types in several applications. Additionally cyclo-converters and other current source inverters are still applied in some niche markets. The converter design is different for the individual converter types as well. Voltage source inverters are built f.i. as two-, three- or multi-level converters. The explanation of the individual phenomena is analysed either on machine converter systems, where a phenomena is especially distinct, or for the most dominant converter machine combinations within the market. In wide industrial segments the asynchronous machine supplied by a voltage source converter is this dominant system. Nevertheless shaft voltages can be excellently investigated on large turbo-generators with load commutated current source inverters (LCI). Due to the converter inherent higher voltage harmonics and pulse frequencies special phenomena are caused inside the machine. These phenomena can be the reason for malfunction. Additional losses create additional temperature increases or voltage peaks mean higher stress levels for the insulation. Torque ripple can occur, which endanger the mechanical shaft system and last but not least shaft voltages are induced, which are sometimes sufficient in amplitude to damage bearings or to disturb sensors of the protection arrangements.

Variable speed means also, that effects, which would be related to the grid frequency for direct on line applications, will occur for a variable fundamental frequency. Electromagnetic forces, which act as source for noise, will be activated with variable frequencies. Eigen-modes, which have not been excited from the grid frequency, may be dominant due to resonance effects at converter imposed speeds. Direct on line machines can be operated at low damped over-critical speeds, if the distance to the closest critical speed is for instance

15%-20% of the rated speed. In a variable speed application this constraint is not sufficient.

Low damped critical speeds should not occur within the complete speed control range and 15%-20% beside of it. Last but not least two typical converter applications will be analyzed, which are typical for most of the converter applications. Both have certain relevance for the global warming. Converter pump drives will contribute towards energy efficiency in a system and the consideration of efficiencies in steel mill applications means a real challenge regarding their overload requirements.

Most chapters are based on the authors' industrial experience in combination with available literature. Deep investigations in insulation systems are important to design a machine, which is appropriate for converter applications. Due to the authors' lack of experience in this area, chapter 8 is based strongly on the work from Dr. Kaufhold.

4.4 Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform

Antrieb mit hochpoligem Transversalfluss Reluktanzmotor in Scheibenläuferbauweise

Dipl.-Ing. Maik Hohmuth

Im Rahmen des vom BMBF geförderten Projekts „Leantec“ soll eine hochpolige Transversalfluss Reluktanzmaschine untersucht und optimiert werden, welche auf Grund ihrer speziellen Bauweise über hohe Leistungs- und Drehmomentdichten verfügt. Für die Ansteuerung dieses hochpoligen Motors werden Stromrichter benötigt, welche Phasenströme bis etwa 400 A bereitstellen können. Eine modellgeführte Regelung dient zum Ausgleich der für Reluktanzmotoren typischen starken Drehmomentschwankungen. Für die Berechnung der lageabhängigen Sollströme wird eine FPGA – basierte Steuereinheit verwendet, wodurch eine kurze Zykluszeit realisierbar ist.

Reluktanzmotoren sind schon seit vielen Jahren bekannt, ihr Vorteil liegt vor allem in ihrem einfachen und robusten Aufbau. Durch den passiven Läufer werden weder teure Permanentmagnete noch eine Erregerwicklung im Rotor benötigt. Nachteilig ist die relativ geringe Kraftdichte, welche sich mit klassischen, also Longitudinal – Reluktanzmotoren, erreichen lässt [1].

Nach [2] lässt sich die Kraftdichte einer elektrischen Maschine steigern, wenn seine Polpaarzahl erhöht wird. Da sich bei Longitudinal – Maschinen (**Figure 1**) in der Nut zwischen den Statorzähne die Wicklung befindet, wird durch die Erhöhung der Polpaarzahl, bei gleichem Maschinendurchmesser, der Querschnitt für die Wicklung immer geringer.

Bei einer Transversalflussmaschine wird die Wicklung als zur Welle konzentrischer Ring ausgeführt (**Figure 2**). Das Feld verläuft in Richtung der Welle, also transversal. Bei dieser Bauweise sind Feld- und Stromführung räumlich entkoppelt. Die Polteilung kann unabhängig vom Wicklungsquerschnitt variiert werden. Dadurch ist es möglich, Maschinen mit kleinen Polteilungen und großen Polpaarzahlen herzustellen. Die

Ringwicklung kann aus Hohlleitern bestehen, wodurch eine effiziente Innenleiter - Kühlung realisiert werden kann. Für ein geringes Trägheitsmoment wird der Rotor aus kohlefaserverstärktem Kunststoff gefertigt, in dem die Rotorzähne eingeklebt werden. Als magnetisches Aktivmaterial wird SMC (Soft Magnetic Composites) eingesetzt.

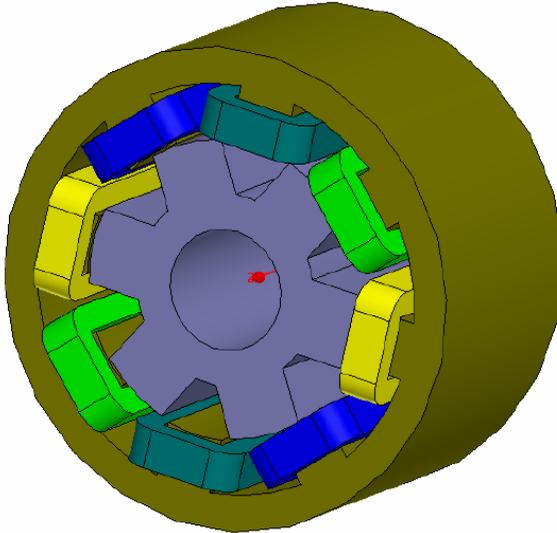


Figure 1: Longitudinally flux reluctance motor

Durch ein FPGA-basiertes Steuermodul können die Ψ - I -Kurven der Reluktanz - Maschine modellbasiert nachgebildet werden. Aus diesen Ψ - I -Kurven wird ein lageabhängiger Sollstrom berechnet, welcher mit einem Hystereseregler und speziell entwickelten Wechselrichter Topologien in den Motor eingepreßt wird. Damit lassen sich, die für Reluktanzmotoren typischen Drehmomentschwankungen weitestgehend ausgleichen.

Für den Betrieb des hochpoligen Reluktanzmotors werden verschiedene Stromrichtertopologien untersucht. Zum einen, die bei konventionellen Reluktanzantrieben verbreitete, Asymmetrische Halbbrücke (**Figure 3**), deren Vorteil im einfachen Aufbau und der geringen Anzahl an Halbleiterbauelementen liegt und zum anderen ein Boost - Stromrichter

(Figure 4), welcher eine Phasenspannung bereitstellen kann, die deutlich über der Zwischenkreisspannung liegt.

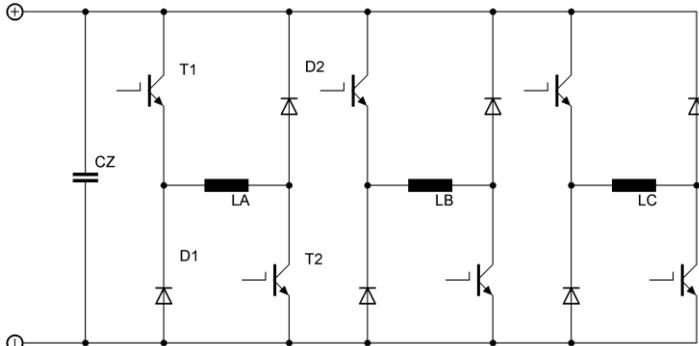


Figure 3: Asymmetrical half-bridge

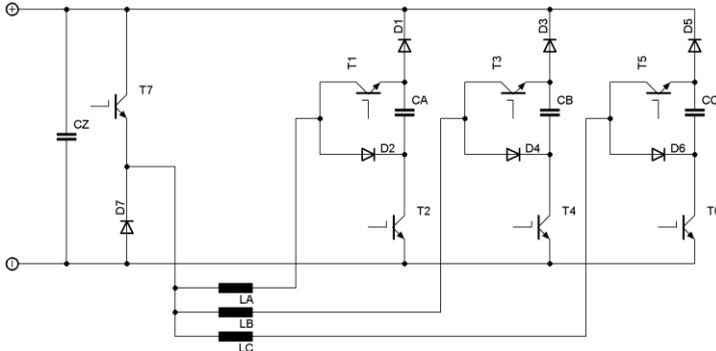


Figure 4: Boost converter

Mit dem Boost - Stromrichter lässt sich der Drehzahlbereich des Reluktanzmotors erweitern, jedoch ist hierfür ein Mehraufwand an Halbleiterbauelementen und zusätzliche Boostkondensatoren notwendig. Je nach Auslegung des Motors und Anforderung an den Gesamtantrieb muss untersucht werden, welche Stromrichtertopologie notwendig und sinnvoll ist.

Für die verschiedenen Stromrichter werden die Verlustkennfelder (Figure 5) berechnet. Anhand dieser Kennfelder kann das Antriebssystem optimiert werden, um einen großen Gesamtwirkungsgrad zu erzielen.

High pole transverse flux reluctance motor drive with disc-rotor design

As part of the BMBF-funded project “Leantec” a high pole transverse flux reluctance machine, which due to its special design features high power and torque density, should be examined and optimized. For the control of this high-pole motor power converters are needed that provide phase currents up to about 400A. A model-driven control serves as a compensation for the typical high torque fluctuation occurring within a reluctance motor. For the calculation of the position-dependent currents, a FPGA based control unit that is capable of realizing short cycle times is used.

Reluctance motors are well known for many years. Their benefits lie in their simple and robust construction. Because of the passive rotor neither expensive permanent magnets, nor a field winding within the rotor is needed. A disadvantage is the relatively low power density, which is provided by the classic longitudinal reluctance-motors [1].

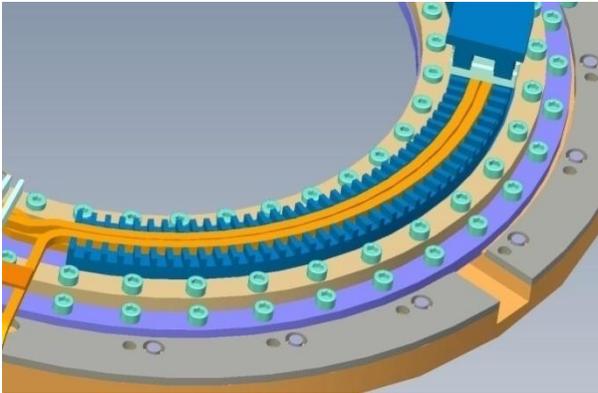


Figure 2: Transverse flux reluctance motor

In reference to [2] the power density of electric machines can be increased by increasing the number of pole pairs. Since within Longitudinal-machines the winding is placed between the notch and the stator teeth, the profile of the windings is decreasing, when the number of pole pairs is increased while keeping the same machine diameter.

In a transverse flux machine the winding is performed as a concentric ring to the shaft (**Figure 1**). The field extends in the direction of the shaft, so transverse. In this design, field and current leadership are spatially decoupled. The pole pitch can be varied independently of the winding cross-section. This makes it possible to produce machines with small pole pitches and large numbers of pole pairs. The ring winding may consist of waveguides, whereby an efficient inner conductor-cooling can be realized. For a small moment of inertia the rotor is made of carbon fiber reinforced plastic, where the rotor teeth are glued. Active as a magnetic material SMC (soft magnetic composite) is used.

Due to the use of an FPGA-based control module, model-driven Ψ -I-curves of the reluctance-machine can be simulated. With these Ψ -I-curves a position-dependent reference current, which is embossed with a special developed hysteresis controller and inverter topologies in the engine, can be calculated. This largely compensates torque variations, which are typical for reluctance motors.

For the operation of the high-pole reluctance motor different converter topologies are examined. On the one hand, wide spread amongst conventional reluctance drives, asymmetric half-bridge (**Figure 3**), whose advantage in the simple design and the small number of semiconductor devices and on the other hand a Boost-Static converter (**Figure 4**) which can provide a phase voltage, well above the DC bus voltage. With the boost-converter the speed range of the reluctance motor can be extended, however, additional expenditure on semiconductor devices and boost-capacitors is needed. Depending on the motor-design and requirements of the overall drive, it is necessary to investigate which converter topology is necessary and useful.

For the different converters, the loss characteristics (**Figure 5**) are calculated. Using these maps, the drive system can be optimized to achieve a high overall efficiency.

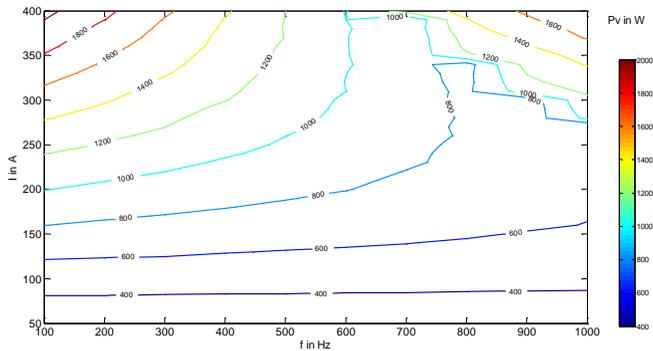


Figure 5: Loss map asymmetrical half-bridge

References

- [1] Fischer, R.: Elektrische Maschinen, Carl Hanser Verlag München Wien, 2006
- [2] Jajtic, Z.: Vortriebskraftoptimierung bei der elektrisch erregten Transversalflußmaschine, Dissertation, TU-Braunschweig, 1994
- [3] Lange, A.: Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe in elektrischen Maschinen großer Leistung. In: Pulvermetallurgie in Wissenschaft und Praxis Band 18 (2002), S. 247 – 266

Aktive Magnetlager hoher Steifigkeit und Präzision

Dipl.-Ing. Falk Bahr

Aktive Magnetlager verzeichnen aufgrund der Berührungsfreiheit mit einstellbarer Rotorpositionierung allgemein für Hochdrehzahlenwendungen und speziell im Fachbereich Fertigungstechnik eine wachsende Akzeptanz. Der Einsatz magnetgelagerter Werkzeugspindeln hat dabei bereits in den letzten Jahren einen entscheidenden Beitrag zur Verbesserung der Bauteilqualität bei den Zerspanungsprozessen Drehen (Figure 1), Fräsen und Schleifen geliefert.

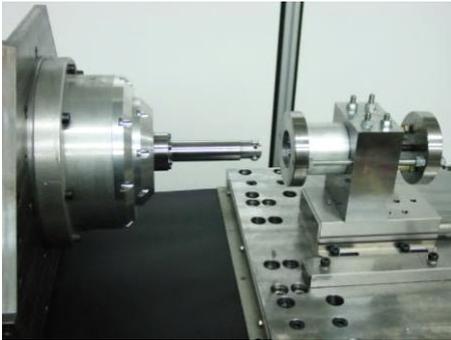


Figure 1: Turning spindle [Rud06]

Dabei wird einerseits die Fertigung hochpräziser Werkstücke hinsichtlich Oberflächenqualität und spezieller unrunder Konturen hoher Güte verfolgt. Andererseits liegt das Ziel in der Hochleistungszerspanung mit sehr hohen Schnittgeschwindigkeiten. Neben der maßgeblichen Wärmeabfuhr durch den Span ergeben sich durch die reduzierte Mindestabtragtiefe geringere Schnittkräfte, wodurch der Werkzeugverschleiß gesenkt wird. [Sko05] Gelingt es, die Präzision in Kombination mit hohen Bearbeitungsdrehzahlen bzw. hohen Schnittgeschwindigkeiten weiter zu steigern, ist ein Wegfall des Schleifprozesses in der Endbearbeitung denkbar.

Die vergleichsweise geringe, frequenzabhängige Steifigkeit von Magnetlagerungen führt jedoch hinsichtlich hochgenauer Positionierungs- und Präzisionsbearbeitungsanforderungen zu Einschränkungen. Im Fokus der aktuellen Magnetlager-Forschungsaktivitäten stehen daher die Erhöhung der dynami-

schen Steifigkeit und Präzision aktiver Magnetlager. Ziel ist es, die dynamische Steifigkeit und Dämpfung einer aktiven Radialmagnetlagerung mit einer flussbasierten Regelung unter Nutzung der gemessenen Luftspaltinduktion zu erhöhen. Die Präzisionspositionierung soll des Weiteren durch den Einsatz schnell schaltender Leistungselektronik verbessert werden. Unter Beachtung anwendungsspezifischer Kriterien für Werkzeugspindeln wird die Steigerung der Axiallagerdynamik durch materialtechnische Ansätze verfolgt.

Messung der Luftspaltinduktion und flussbasierte Regelung

Die Erhöhung von Steifigkeit und Dämpfung soll durch eine flussbasierte Regelung erzielt werden. Im Vergleich zu steuerstromstrombasierten Regelungen verzeichnet diese für Führungs- und Störübertragungsverhalten geringere Einschwingdauern und Überschwingen sowie eine reduzierte bleibende Regelabweichung bei Störkraftanregung [Abd93]. Das Verfahren zeigt darüber hinaus geringere Empfindlichkeit gegenüber Parameterschwankungen, Robustheit gegen Rauschen und bietet den Vorteil der kollokierten Messwerterfassung [Zla90, Ble94].

Für die Absolutwerterfassung der magnetkraftbildenden Luftspaltinduktion ist der Einsatz berührungsloser Hall-Sensoren oder magneto-resistiver Sensoren möglich. Die Integration der Flussdichtesensoren im Luftspalt erweist sich infolge der extrem begrenzten Bauraumhöhe (max. 300 μm bei magn. Luftspaltweite 500 μm) sowie mechanischer und thermischer Beanspruchungen als die grundlegende Herausforderung hinsichtlich Sensordesign, -fertigung und -montage. Extrem dünne Sensorelemente mit höchsten Zuverlässigkeits- und Lebensdauernanforderungen, die Induktionsmessungen bis 2,2 T ermöglichen, sind im Luftspalt zu integrieren. Dazu wird die Herstellung einer flexiblen Leiterplatte mit vereinzelt, oberflächenmontierten Halldies zur Redundanz als Lösungsansatz verfolgt, sodass eine Gesamtsensorikhöhe im eingebauten Zustand von 200 μm inkl. Klebschichtauftrag zur Montage erzielbar ist. Neben stoffschlüssigen sind ebenso formschlüssige Verbindungen über einen Montagerahmen zur Montage

des Sensormodules möglich. **Figure 2** zeigt beispielhaft die Integration des Sensors im magnetischen Lagerluftspalt.

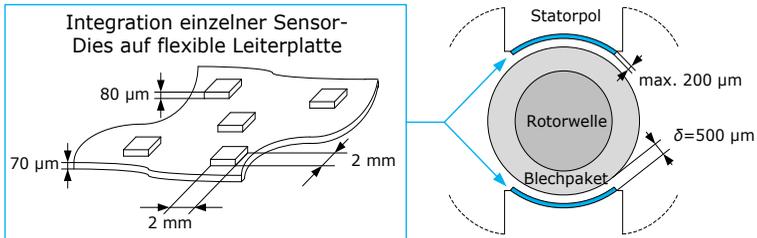


Figure 2: Integration of flux density sensors

Experimentell wurde die flussbasierte Regelung für die einachsige Lagerung einer schwebenden Kugel mit einem kommerziellen Hallsensor nach **Figure 3** voruntersucht. Die lineare Kaskadenstruktur aus Lageregelung mit unterlageter Flussregelung wurden mit der klassisch unterlagerten Stromregelung verglichen. Die Voruntersuchung zeigt in **Figure 4** das Führungsverhalten infolge einer Sollwertsprunganregung.

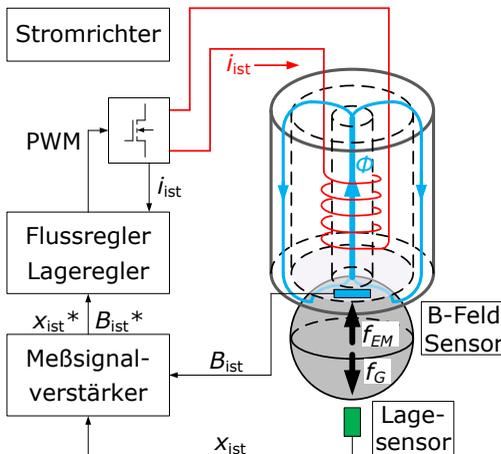


Figure 3: Experiment levitating ball

Mit flussbasierter Regelung werden um 40 % geringere Regelabweichungen und kürzere Einschwingdauern im Vergleich zur Stromregelung erzielt. Die Robustheit gegenüber Parameterschwankungen (Temperatur, Sensorposition) ist höher. Durch die direkte Messung des kraftbildenden Arbeitsflusses

ist eine höhere Steifigkeit bei einer störfahnen äußeren Kraftanregung festzustellen. Der hohe Streufluss einfluss ist bei der voruntersuchten Anordnung zu beachten.

Schnell schaltende Leistungselektronik

Die präzise Rotorpositionierung erfordert einerseits bei permanent-vormagnetisierten Lagern schnell schaltende Vollbrücken zur Regelung geringer Steuerströme, und andererseits eine hohe Pulsfrequenz, um ein Brückenfrequenzmesssystem zur Rotorpositionserfassung hoher Dynamik zu ermöglichen. Hierfür sollen Gallium-Nitrid-Feldeffekt-Transistoren (GaN-HEMT, High-electron-mobility transistor) mit sehr kurzen Totzeiten und deutlich reduzierten Durchlassverlusten am Magnetlagersystem untersucht werden, sodass sehr kurze Einschaltauern zur Reduzierung anderenfalls auftretender Sägestromcharakteristiken realisiert werden können. Diese Schalttransistoren können selbstsperrend ausgeführt werden, sodass eine unipolare Gate-Treibergestaltung möglich ist [Hil11]. GaN-HEMTs weisen im leitenden Zustand einen um bis zu Faktor 6 kleineren Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ als vergleichbare MOSFET-Bauelemente auf, sodass insbesondere auch bei hohen Lastströmen die Durchlassverlustleistung erheblich gesenkt werden kann. In einem Vorversuch wurde mit einer Tiefsetzsteller-Topologie nach **Figure 5a** ein Doppelpuls mit GaN-HEMTs geschaltet. Das Oszillogramm 5b zeigt die Schalthandlung anhand von Gatespannung u_{GS} , Lastspannung u_L und Laststrom i_L . Die Ein- und Ausschaltvorgänge des oberen und unteren Halbbrückentransistors S1 und S2 werden durch die Drain-Source-Spannungen u_{DS} in **Figure 5c** dargestellt. Schaltzeiten von 20 ns mit Spannungsanstiegen von $du/dt=5,1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ wurden in der experimentellen Voruntersuchung erreicht.

Steigerung der Axiallagerdynamik auf Basis verlustarmer Magnetmaterialien

Für das Fräsen hochgenauer Oberflächen ist die Dynamik der Axiallagerung von entscheidender Bedeutung. Axialen Anordnungen mangelt es aufgrund ihres Aufbaus mit Massivteilen (Axiallagerscheibe und Statorclauen) stark an Dynamik, da der Aufbau des magnetischen Flusses durch die Ausbildung von

Wirbelströmen verzögert wird. Zur Steigerung der Axiallagerdynamik sollen daher verlustarme Magnetmaterialien aus Pulververbundwerkstoff für flussführende Komponenten untersucht werden. Mit einer relativen Permeabilität von $\mu_r \approx 400$ und einer Sättigungsinduktion von $B_{\text{sat}} \approx 1,5$ T weisen Pulververbundwerkstoffe im Vergleich zu paketierte Elektrolechen einen um Faktor 500 größeren elektrischen Widerstand auf. Die elektrische Isolierung zwischen den 160 μm großen Pulverpartikeln verkürzt die Wirbelstrombahnen, sodass die Verzögerung des magnetischen Flussaufbaus und die Wirbelstromverluste reduziert werden können [Fle10].

Active Magnetic Bearings with High Stiffness and Precision

Due to contact-free operation with adjustable rotor-positioning, active magnetic bearings (AMB) achieve increasing acceptance in high-speed applications, especially in machining. During the last years AMB-spindle systems for turning, milling and grinding have improved the quality of work pieces significantly (**figure 1**).

Such systems are applied for manufacturing components with highly precise surfaces and special curved geometries. Furthermore, machining with very high cutting speeds is favorable due to the following reasons: The heat dissipates by the swarf and the cutting depth is reduced as well. Thus cutting forces and tool wear are reduced [Sko05]. In case of increasing precision and machining speeds, grinding after precise milling can be avoided.

Compared to conventional bearings, AMBs are characterized by a low, frequency dependent stiffness. Thus highly precise positioning is limited. Ongoing AMB research at the Department of Electrical Machines and Drives focusses on the increase of dynamic stiffness and precision of AMBs. To improve the dynamic stiffness and damping, a flux control based on the measurement of air gap flux density can be used. Furthermore, precise positioning is improved by fast switching power electronic devices. Considering specific spindle criteria,

the increase of axial dynamics with new materials has to be analyzed.

Measurement of air gap flux density and flux based control

Stiffness and damping can be increased with flux based control algorithms. Concerning transient response, flux based control offers reduced response times, reduced overshooting and less steady-state deviation after disturbance excitations compared to current based controls [Abd93]. This method is characterized by less sensitivity in case of variation of parameters, high robustness concerning noise and offers the advantage of collocated measuring [Zla90, Ble94].

Hall- or magneto resistive sensors can be used for the non-contact measurement of the air gap induction that characterizes the magnetic force. The sensor integration inside very small air gaps (300 μm with 500 μm magnetic air gap) is the basic challenge regarding sensor design, manufacturing and assembling. Extreme thin sensors with highest requirements on reliability and operating life time have to be integrated to detect magnetic fields up to 2.2 T with a resolution of 1 mT. The basic idea is to mount discrete hall dies on flexible PCBs. With this approach a total height of 200 μm can be achieved. **Figure 2** exemplifies the sensor integration inside the air gap of an AMB geometry.

Flux based control was tested with an experimental setup of a levitating ball (airgap 5 mm) (**figure 3**).

The flux density is measured by a commercial hall sensor with a thickness of 1 mm. Linear cascaded control algorithms were used and an inner closed flux loop control was compared to a closed current loop control. A step response of both types is shown in **figure 4**. Flux control gains with reduced deviation of up to 40 % and smaller response times. By using direct flux density measurement a higher stiffness in case of force disturbances was noticed. However for this first test setup the high leakage flux has to be considered.

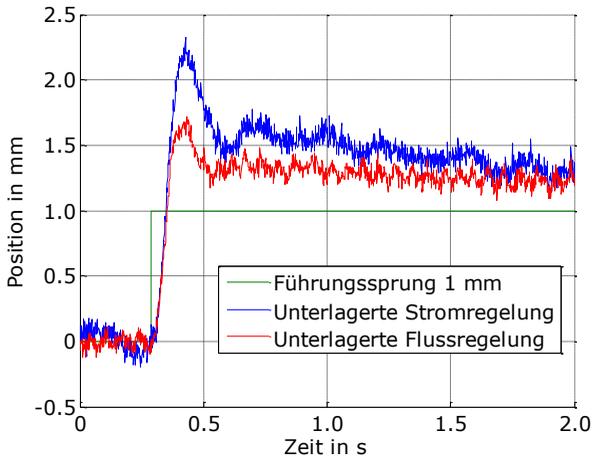
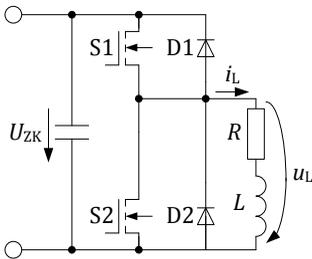


Figure 4: Comparison of flux- and current control

Fast switching power electronics

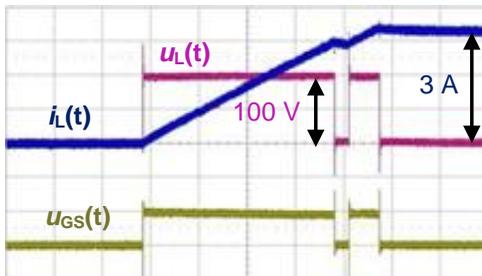
Precise rotor positioning requires fast switching power electronic devices to control small currents, especially for permanent-magnet biased systems. Thus saw-tooth current characteristics can be avoided by switching very small duty cycles. Moreover a high switching frequency is needed to realize a bridge-frequency position measurement system with high bandwidth. For this purposes, Gallium-Nitride field-effect transistors (GaN-HEMTs, High-electron-mobility transistors) with short delay times and very small conducting losses have to be implemented and analyzed in the magnetic bearing system. Due to their normally-off characteristic, GaN-HEMTs can be driven by unipolar gate units [Hil11]. The on state resistance of GaN-HEMTs is up to 6 times higher than of similar MOSFET devices. At operating points with high load currents, conducting-state power losses can be reduced immensely. A preliminary experiment at our department shows double pulse switching operation of a buck converter (**figure 5a**). Gate-source-voltage u_{GS} , load voltage u_L and load current i_L are presented in **figure 5b**. The drain-source voltages $u_{DS_{1/b}}$ of transistors S1 and S2 during switching operations are shown in fig. 5c. Turn on and turn off times of 20 ns and a voltage rise of $du/dt=5.1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ were measured with the first test setup.

a. Schaltung, $U_{ZK}=100\text{ V}$, $R=0,5\ \Omega$, $L=1,62\text{ mH}$



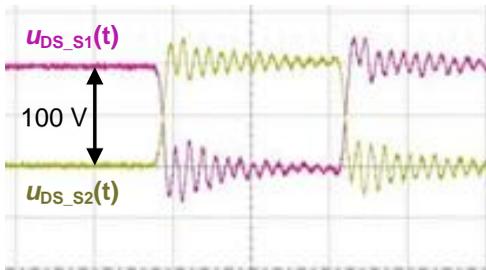
Tiefsetzsteller-Topologie

b. Verlauf von Lastspannung u_L , Laststrom i_L , Doppelpuls Gate-Source-Spannung u_{GS}



u_{GS} : 5 V/div, u_L : 50 V/div, i_L : 1 A/div, t : 20 μs /div

c. Schaltvorgang: Drain-Source-Spannung u_{DS} von S1 und S2



u_{DS} : 50 V/div, t : 100 ns/div

Figure 5: Switching characteristics of GaN-HEMTs

Increase of axial dynamic based on low-loss magnetic materials

Axial dynamics have a significant influence on milling processes of highly precise surfaces and geometries. In case of using massive iron for thrust bearing components (stator and rotor disc), magnetic flux in all flux carrying parts is delayed by eddy currents. Therefore low-loss magnetic material has to be analyzed and tested to increase axial dynamics. For stator and rotor components soft magnetic composites (SMC) are suitable. With a relative permeability of 400 and a saturation flux density of 1.5 T the electrical resistance of SMC is up to 500 times higher compared to laminated cores. The electrical insulation between the iron particles (diameter 160 μm) reduces the eddy current paths. Thus, the decrease of magnetic flux delay and the reduction of eddy current losses are possible [Fle10].

References

- [Abd83] M. M. Abdelfatah et al.: A Comparison between Current and Flux Control in Magnetic Bearing Systems. In: Proceedings of the American Control Conference, San Francisco, 1983.
- [Ble94] H. Bleuler et al.: New Concepts for cost-effective Magnetic Bearing Control. In: Automatica, Vol. 30, No. 5, S. 871-876, New Orleans, 1995.
- [Fle09] E. Fleischer et al.: Einsatz von Pulververbundwerkstoffen in aktiven Magnetlagern zur Reduzierung der Rotorverluste. In: ETG-Kongress, ETG Fachbericht 119 , pp. 35-40. Düsseldorf, 2009.
- [Hil11] O. Hilt et al.: Bauteile aus GaN – Sicht auf die Halbleitertechnologie. Bauelemente der Leistungselektronik, Bad Nauheim, 2010.
- [Rud06] H. Rudolph et al.: Abschlussbericht "Magnetspindel" f. VolkswagenStiftung, Institut für Werkzeugmaschinen und Steuerungstechnik (IWM), Institut für Regelungs- und Steuerungstheorie (RST) Technische Universität Dresden, 07.04.2006.

- [Sko05] T. Skopecež et al. (Hrsg.): Grundlagen der Hochgeschwindigkeitsbearbeitung – HSC. Verlag der Westböhmischen Universität in Pilsen (CZ), Pilsen, 2005.
- [Zla90] D. Zlatnik et al.: Cost-Effective Implementation of Active Magnetic Bearings. In: Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB), Tokio, 1990.

Definition und Beurteilung der Energieeffizienz als energetische Kenngröße von Antriebssystemen

Dipl.-Ing. Kenneth Benath

Mit dem Trend steigender Energiekosten rückt zunehmend der Energieverbrauch elektromechanischer Antriebssysteme in den Fokus der Industrie. Deren Aufgabe ist es, elektrische in mechanische Energie zu wandeln oder umgekehrt. Die Energiewandlung ist erforderlich, um eine gewünschte Zustandsänderung herbeizuführen, die den Nutzen der Anwendung darstellt. Eine Zustandsänderung im hier verwendeten Sinne kann beispielsweise eine Änderung der Lage, Geschwindigkeit, oder Form eines Körpers darstellen. Bei der Energiewandlung entstehen allerdings Verluste in Form von Wärme, wie bspw. durch Reibung einer Antriebsspindel, die in den meisten Anwendungsfällen nicht weiter nutzbar ist.

Für eine Einschätzung der anfallenden Verluste bezeichnet der Wirkungsgrad η das Verhältnis von abgegebener und zugeführter Leistung an einem definierten Arbeitspunkt.

$$\eta = \frac{P_{AB}}{P_{ZU}} = \frac{P_{AB}}{P_{AB} + P_V} \quad (1)$$

Die Angabe des Wirkungsgrades, bspw. in Datenblättern für Motoren, bezieht sich immer auf einen vorher festgelegten Bemessungspunkt. Der Wirkungsgrad dient häufig zur Beurteilung des Motors und als Auswahlkriterium für die Antriebsdimensionierung. Motorenhersteller sind daher bestrebt ihre Motoren derart auszulegen, dass sie einen möglichst hohen Wirkungsgrad im angegebenen Bemessungspunkt haben. Bestrebungen in diese Richtung werden auch deutlich in den hierzu eingeführten neuen Energieeffizienzklassen [1]. Bei vielen Anwendungen werden Motoren jedoch nicht stationär in ihrem Bemessungspunkt betrieben. Außerhalb des Bemessungspunktes, wenn sich die abzugebende Leistung bzw. Drehzahl und Drehmoment ändern, kann der Wirkungsgrad erheblich von den Datenblattangaben abweichen. Für einen Betriebszyklus, bei dem der Motor unterschiedliche Arbeitspunkte durchläuft, kann daher auf Basis des angegebenen

Wirkungsgrads keine Aussage zu den entstehenden Verlusten getroffen werden.

Eine mögliche Konsequenz kann sein, dass Motoren mit einem höheren Wirkungsgrad für einen typischen Betriebszyklus mehr Verluste in Form thermischer Energie erzeugen, als Motoren mit einem kleineren Wirkungsgrad, die bspw. einen besseren Teillastwirkungsgrad haben oder eine geringere Eigenmasse, die bei häufigen Beschleunigungsvorgängen ein geringeres Effektivmoment erfordern. In [2] wurden bspw. drei unterschiedliche Antriebskonfigurationen für die Anwendung in einem Rollenförderer untersucht. Das Ergebnis zeigt für diesen speziellen Anwendungsfall, dass der Motor der Energieeffizienzklasse IE2 eine deutlich höhere Leistungsaufnahme hat, als der Vergleichsmotor der Klasse IE1. Für die richtige Auswahl und Dimensionierung eines elektromechanischen Antriebs ist folglich ohne Kenntnis des gesamten Wirkungsgradkennfelds eine andere Kenngröße erforderlich, die die absoluten Verluste über einen gesamten Betriebszyklus bewertet, um eine effiziente Energieverwendung zu erzielen. In [3] werden hierzu beispielsweise ISO-Effizienzkurven zur Angabe des arbeitspunktabhängigen Wirkungsgrads von Motor, Umrichter oder deren Kombination in den jeweiligen Kennfeldern vorgeschlagen.

In [4] und [5] ist eine Definition der Energieeffizienz für Bewegungssysteme angegeben:

$$\varepsilon = \frac{\int p_m(t) dt}{\int p_{el}(t) dt} = \frac{\Delta E_m}{\Delta E_{el}}, \quad (2)$$

wobei p_m bzw. p_{el} die mechanisch abgegebene bzw. elektrisch zugeführte Leistung eines elektromechanischen Energiewandlers darstellen. Diese Definition bringt das Verhältnis der absoluten Änderung der mechanischen und elektrischen Energie zum Ausdruck. Für typische Positionierantriebe erhält man nach Gl. (2) einen sehr kleinen Wert für die Energieeffizienz, weil das Integral über die abgegebene mechanische Leistung lediglich den geringen mechanischen Verlusten der Antriebskonfiguration entspricht. Die derart definierte Energieeffizienz ist demzufolge unter Umständen irreführend, da im

Falle einer Rückspeisung der mechanischen Energie der Zähler der Gl. (2) und somit die Energieeffizienz kleiner wird. Ein Nachteil dieser Definition ist, dass dieser Wert im Extremfall Null werden kann, obwohl für den Anwender ein Nutzen entstanden ist, indem der Körper in eine andere Position bewegt wurde.

Ein anderer und allgemeiner Ansatz soll mit der nachfolgenden Definition von Energieeffizienz erfolgen, mit welcher der Nutzen und Aufwand der Energieverwendung mit elektromechanischen Antriebssystemen bewertet werden kann. Die in [6] beschriebene Definition der Energieeffizienz $\tilde{\varepsilon}$ basiert auf der Festlegung von Nutzen und Aufwand. Das Ziel einer jeden technischen Anwendung ist die Änderung eines Zustands, wie beispielsweise eine Änderung der Lage, Geschwindigkeit oder Form eines Körpers. Hierfür ist es erforderlich Energie zu wandeln. Nutzbare Energie ist folglich jede Energieform, die für eine erneute Energiewandlung verfügbar ist.

Die vorgeschlagene Definition der Energieeffizienz $\tilde{\varepsilon}$ ist nach Gl. (3) das Verhältnis von nutzbarer und aufgewendeter Energie, wobei die Verlustenergie gleich der Differenz aus aufgewendeter und nutzbarer Energie ist. Anhand von Gl. (3) wird ersichtlich, dass die Energieeffizienz umso größer ist, je geringer die Verluste sind.

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{E_{\text{NUTZEN}}}{E_{\text{AUFWAND}}} = \frac{E_{\text{NUTZEN}}}{E_{\text{NUTZEN}} + E_V} \quad (3)$$

Entsprechend der **Figure 1** kann die Energieeffizienz für das dargestellte Antriebssystem mit Gl. (4) angegeben werden.

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{E_{AB} + E'_{AB}}{E_{ZU} + E'_{ZU}} = \frac{E_{AB} + E'_{AB}}{E_{AB} + E'_{AB} + E_V} \quad (4)$$

Nach dieser Überlegung wurde festgelegt, dass jede von einem System abgegebene Energie aus Sicht dieses Systems als Nutzen für ein angrenzendes System aufgefasst werden kann. Der Energieaufwand des Systems stellt die dem System zugeführte Energie dar. Dies entspricht der durch das System nach außen bereitgestellten Nutzenergie zuzüglich der im System entstandenen Verlustenergie. Die Änderung

ΔE_S der Energie in einem systeminternen Energiespeicher wird entsprechend einer Erhöhung oder Reduktion als Nutzen bzw. Aufwand berücksichtigt.

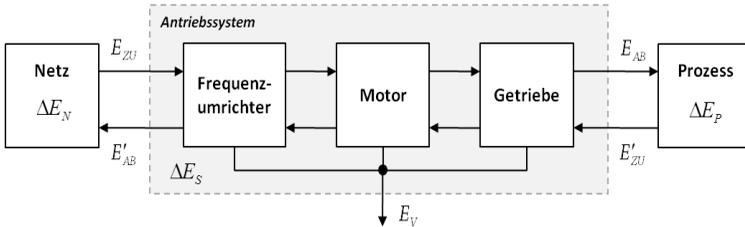


Figure 1: Provided and absorbed energy of an electromechanical drive system

In Berechnungsbeispielen wurden für Positionierantriebe verschiedene Energie- und Energieeffizienzgrößen betrachtet. Dabei wurde zwischen Fall 1, der Prozessänderung in Form unterschiedlicher Bewegungsverläufe bei gleichbleibendem Antriebssystem, und Fall 2, unterschiedliche Antriebskonfigurationen bei gleichbleibendem Bewegungsverlauf, unterschieden (siehe **Figure 2**). Die Energieeffizienz $\tilde{\epsilon}$ ist im Fall des energieoptimalen Positioniervorgangs geringer, obwohl die absolute Verlustenergie im Motor niedriger ist als im zeitoptimalen Fall. Die Ursache hierfür liegt in der Definition von Nutzen und Aufwand. Vergleicht man beide Positioniervorgänge miteinander, dann wird die Last zwischenzeitlich auf ein höheres Energieniveau beschleunigt, wodurch ein größerer Nutzen erbracht wird. Beim Bremsen wird ebenfalls eine höhere kinetische Energie von Motor und Last zurück ins elektrische System abgegeben. Insgesamt erfolgt ein größerer Energieaustausch über den Motor bei verglichen geringfügig höherer Verlustenergie. Die vorgestellte Definition der Energieeffizienz $\tilde{\epsilon}$ kann für die Auswahl einer geeigneten Antriebskomponente bei einem vorgegeben Prozess verwendet werden. Mit Angabe der prozessabhängigen Energieeffizienz $\tilde{\epsilon}$ zu den zu vergleichenden Komponenten, kann vergleichend eine Aussage zu der zu erwartenden Verlustenergie der Einzelkomponente und weiter eine Aussage über die Auswirkung auf die Verlustenergie des Gesamtsystems getroffen werden.

Definition and Evaluation of Energy Efficiency as Characteristic Parameter of Drive Systems

At times of rising energy costs it is particularly important for the industry to focus on the energy consumption of electro-mechanical drive systems. Their aim is to transform electrical into mechanical energy or vice versa. The transformation of energy is necessary to change a state in the desired way. For instance, this can be the change of position, velocity or shape of a body, which is the benefit of the energy transformation. During this transformation heat losses occur which could no longer be used in most of all applications. The efficiency η from eq. (1), which is the ratio of the supplied and absorbed power at a rated point, is often used to assess the losses of a drive system.

$$\eta = \frac{P_{AB}}{P_{ZU}} = \frac{P_{AB}}{P_{AB} + P_V} \quad (2)$$

The indication of the efficiency, e.g. in data sheets of motors, relates to a prior defined point of operation. The efficiency as a characteristic value is often used as an important selection criterion for the drive dimensioning. Therefore, manufactures of motors strive to provide motors with a high efficiency at their rated point. Ambitions in that way become apparent in the introduction of the energy efficiency classifications [1]. But in many applications the motor will not operate stationary at the rated point. The efficiency can extremely deviate from the data sheet when torque or speed is out of the rated point. For this reason, the efficiency cannot provide information of the losses during a whole duty cycle of the application. That means that motors with higher efficiency can produce more losses during a duty cycle than a motor with lower efficiency, for example as a result of better efficiency in part-load operation or a smaller mass that reduces the root mean square of motor torque. The investigations in [2] show that situation on the example of three different drive systems for roll promoters. The results show that the motor of the efficiency class IE2 has much higher power consumption as the motor of the efficiency class IE1. Therefore, another characteristic value is necessary to select and size the drive system without

knowledge of the efficiency under all operation conditions. The authors in [3] propose the declaration of ISO-efficiency curves for the motor and the inverter or the combination of them to overcome this problem.

In [4] and [5] a definition of energy efficiency for the assessment of motion systems is given with:

$$\varepsilon = \frac{\int p_m(t)}{\int p_{el}(t)} = \frac{\Delta E_m}{\Delta E_{el}} \quad (2)$$

and the power p_m and p_{el} stands for the mechanical provided and electrical absorbed energy of the drive system. This definition expresses the ratio of the absolute change of the mechanical and electrical energy. In case of typical positioning drives the energy efficiency in eq. (2) becomes very small, because of the low mechanical energy that is absorbed only by the mechanical losses. For this reason, the definition in eq. (2) can be confusing because the numerator in eq. (2) will get smaller rapidly when mechanical energy will be recovered into electrical energy. In extreme cases the energy efficiency becomes zero, although the user gains a benefit due to the motion of the body.

Another general definition of energy efficiency will be proposed to assess the benefit and costs of energy consumption in electromechanical drive systems. The energy efficiency $\tilde{\varepsilon}$ in [6] is based on the definition of benefit and costs. The benefit of any technical application is the change of a state, e.g. the position, velocity or shape of a body. Therefore, it is necessary to transform energy. With this consideration, a benefit is any kind of energy which remains available for further energy transformations. The proposed definition in eq. (3) is from the system's point of view the ratio of imparted and consumed energy, whereas the loss energy is the difference of consumed and imparted energy. It is obvious through eq. (3) that the energy efficiency increases the less the energy losses are.

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{E_{\text{benefit}}}{E_{\text{cost}}} = \frac{E_{\text{benefit}}}{E_{\text{cost}} + E_V} \quad (3)$$

In combination with picture 1, the energy efficiency of the shown drive system can be formulated with eq. (4).

$$\tilde{\varepsilon} = \frac{E_{AB} + E'_{AB}}{E_{ZU} + E'_{ZU}} = \frac{E_{AB} + E'_{AB}}{E_{AB} + E'_{AB} + E_V} \quad (4)$$

In this way, it is stated that the energy provided by a drive system is from the system's point of view the imparted energy for an adjacent system. The consumed energy is the energy used by the drive system. The change ΔE_S of an energy storage will be considered in case of an increase or decrease as additional imparted or used energy. Some examples of positioning drive systems have been calculated. A distinction was made between case 1, the process was changed through different motion laws with otherwise similar drive components, und case 2, different drive components were compared with otherwise a similar process (s. **figure 2**). The introduced definition of energy efficiency $\tilde{\varepsilon}$ can be useful for the selection of a drive component for similar processes. In case of a fixed process, the energy efficiency provides information of the energy losses in the associated drive component and the effect of energy losses in the whole drive system.

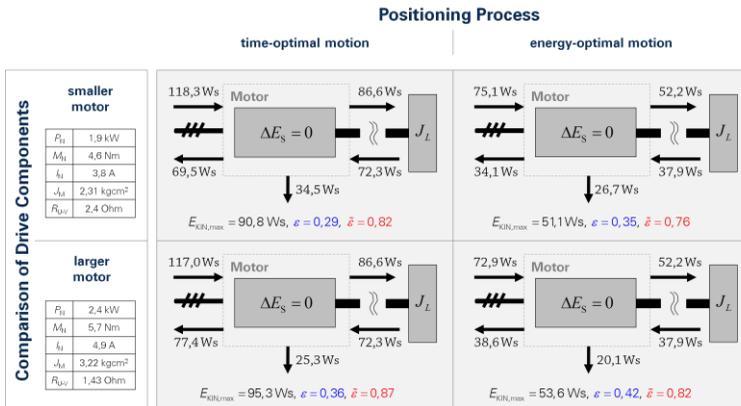


Figure 2: Comparison of energy efficiency values according to the definitions in formula (2) and (4) for different motor sizes and positioning processes

References

- [1] ErP-Richtlinie 2009/125/EG. 2009.
- [2] Hohnsbein, Thorsten; Klaus, Uwe; Kiel, Edwin. Energieeffiziente Antriebe in der Fördertechnik. SPS/IPC/DRIVES Nürnberg: VDE Verlag GmbH, 2010.
- [3] Deprez, W.; Lemmens, J.; Vanhooydonck, D.; Symens, W.; Stockman, K.; Dereyne, S.; Driesen, J.. Iso Efficiency Contours as a Concept to Characterize Variable Speed Drive Efficiency. International Conference on Electrical Machines - ICEM Rom, 2010.
- [4] VDI-Richtlinie 3547: Gütebewertung für Bewegungssysteme und gesteuerte Bewegungsabläufe. VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik, 2003.
- [5] Schönfeld, R. Gütebewertung für Bewegungssysteme und gesteuerte Bewegungsabläufe - Zur Richtlinie VDI/VDE 3547. Energietechnische Gesellschaft im VDE. Tagungsband Elektrisch-mechanische Antriebssysteme. Fulda: VDE Verlag GmbH, 2004.
- [6] Benath, K.; Klenke, F.; Hofmann, W.: Ansätze zur Beurteilung der Energieeffizienz von Antriebssystemen. ETG-Kongress 2011, Fachtagung Energieeffizienz in Antrieben und Leistungselektronik., ETG Fachbericht Nr. 115, S. 1-6, Würzburg, Nov. 2011

Berechnung des Kühlluftvolumenstromes und des thermischen Verhaltens eines Kleinwindenergiegenerators mit intensivierter Statorrohrkühlung

M.Sc. Sören Miersch

Einführung und Zielstellung

Unter dem Aspekt der getriebelosen Anlagenausführung und der Möglichkeit zur günstigen Integration in die Gesamtanlage empfiehlt sich für Kleinwindenergieanlagen der Einsatz eines hochpoligen permanentmagneterregten Außenläufergenerators. Für die Bewältigung der für diesen Maschinentyp typischen Kühlproblematik bietet es sich an, einen Kühlkörper im Statorrohr zu integrieren. Durch das Öffnen der Rotornabe soll der Wind ohne die Verwendung weiterer Gebläse als Kühlmedium genutzt werden (vgl. Figure 1a). [1, 2]

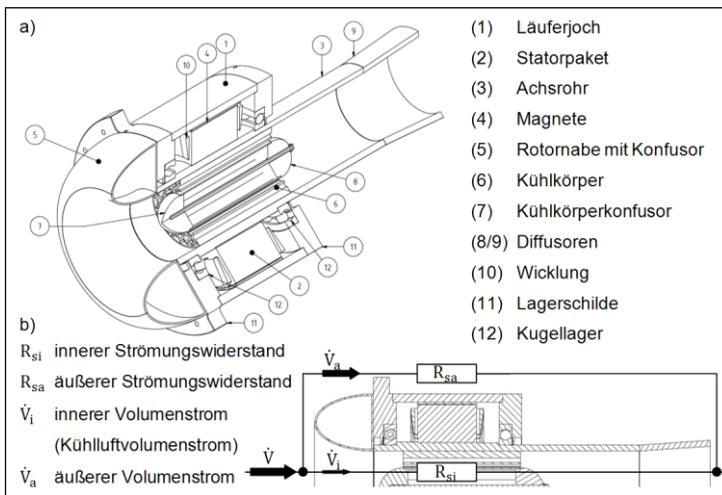


Figure 1: Small wind energy generator with intensified stator cooling [2]

Es ist das Ziel, den zur Verfügung stehenden Kühlluftvolumenstrom in Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit und das stationäre thermische Verhalten des Generators zu berechnen.

Berechnung des Kühlluftvolumenstromes und des thermischen Verhaltens

Bei Kenntnis des C_w -Wertes der Anlage ist gemäß dem in **Figure 1b** dargestellten theoretischen Modell eine iterative Berechnung des Kühlluftvolumenstromes in einer Druckbilanz möglich. Aufgrund der starken gegenseitigen Beeinflussung der Strömungsabschnitte im Kühlsystem ist jedoch bei der Berechnung der Druckverluste nach [3, 4] mit Abweichung im unteren zweistelligen Prozentbereich zu rechnen. Demnach ist dieses Verfahren lediglich für eine erste Abschätzung des Kühlluftvolumenstromes geeignet. Eine Alternative dazu bietet die numerische Strömungssimulation mit dem Programm ANSYS® CFX. [2]

Für das CFD-Modell können Symmetrieeigenschaften genutzt werden, wodurch sich die Berechnungs- und Auswertungszeiten deutlich reduzieren (vgl. **Figure 2a**). Die Flügelebene wird vorerst nicht modelliert. Demnach wird in Bezug auf die Kühlung der schlechteste Fall gerechnet. Bei dem in **Figure 2b** dargestellten Berechnungsgitter handelt es sich um ein hybrides Tetraedergitter mit Prismenschichten zur Wand-schichtauflösung. Im Bemessungspunkt ($v_w = 12 \text{ m/s}$) wird ein dimensionsloser Wandabstand $y^+ \approx 1$ erreicht. Für die Beschreibung der Turbulenz wurde das SST-Strömungsmodell verwendet. Wesentliche Randbedingungen sind der Referenzdruck (10^5 Pa), die Fluidtemperatur (20 °C), die Strömungsgeschwindigkeit am Eintritt ($2 - 16 \text{ m/s}$) und der relative statische Druck am Austritt (0 Pa). In Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit ergeben sich die in **Figure 2c** dargestellten Kühlluftvolumenströme. Entscheidend für die maximale Erwärmung des Generators ist der Volumenstrom im Bemessungspunkt, da in diesem die maximalen Verluste des Generators auftreten. Bei höheren Windgeschwindigkeiten wird die zugeführte mechanische Leistung begrenzt. [2]

Das thermische Verhalten des Generators wurde mit einem experimentell angepassten FEM-Modell berechnet. Im Bemessungspunkt ergibt sich lediglich eine Übertemperatur der Wicklung von $\approx 50 \text{ K}$. Der Hauptwärmestrom stellt sich zwischen der Wicklung und dem Kühlkörper ein (ca. 60 % des Gesamtverlustes). [2]

Zusammenfassung und Ausblick

Aufgrund der komplexen Geometrie des Kühlsystems und der gegenseitigen Beeinflussung der Strömungsabschnitte empfiehlt sich für die Berechnung des Kühlluftvolumenstromes der Einsatz der numerischen Strömungssimulation. Die Effektivität des entworfenen Kühlsystems konnte belegt werden und aufgezeigte thermische Reserven sind z. B. für eine Leistungserhöhung des Generators um ca. 40 % bzw. zu dessen Überlastungsschutz nutzbar. Im kommenden Bearbeitungsabschnitt sind verifizierende Windkanalmessungen geplant.

Calculation of the cooling air flow and the thermal performance of a small wind energy generator with intensified stator tube cooling

Introduction and Objectives

Under the aspect of the gearless system design and the possibility of favourable integration of small wind turbines into the overall system, we recommend the use of a high pole permanent magnet external rotor generator. One idea to solve the typical cooling problems of this type of machine is to integrate a dissipator in the stator. By opening the rotor hub the wind can function as a cooling medium without installing an additional fan (see **figure 1a**). [1, 2]

The project, by definition, will calculate the cooling air flow as a function of wind speed and the steady-state thermal performance of the generator.

Calculation of the cooling air flow and the thermal performance

By knowing the C_w value of the system an iterative calculation of the cooling air flow in a pressure relation according to the theoretical model depicted in **figure 1b** is possible. Due to the strong mutual interaction of the flow sections in the cooling system, a deviation in the low two-digit percentage range is expected in the calculation of pressure losses according to [3, 4]. Hence, this method is suitable only for a first estimate of the cooling air flow. An alternative is the computational fluid dynamics simulation using the ANSYS® CFX. [2]

We can reduce the time for calculation and analysis significantly by using the symmetry properties for the CFD model (see **figure 2a**). For the time being the wing plane is not modelled. Therefore the worst case is calculated in relation to the cooling ($R_{sa} \downarrow \rightarrow \dot{V}_i \downarrow \rightarrow R_{th} \uparrow \rightarrow T \uparrow$). The calculation grid depicted in **figure 2b** is a hybrid tetrahedral grid with prismatic layers for wall layer resolution. At the design point ($v_w = 12 \text{ m/s}$) the dimensionless wall distance is $y^+ \approx 1$. For the description of the turbulence, we used the SST flow model. Essential boundary conditions are the reference pressure (10^5 Pa), the fluid temperature ($20 \text{ }^\circ\text{C}$), the flow velocity at the inlet (2 - 16 m/s) and the relative static pressure at the outlet (0 Pa). **Figure 2c** shows the cooling air flow depending on the wind speed. The volume flow at the design point is pivotal for the maximum heating of the generator, since here the maximum losses of the generator occur. At higher wind speeds the mechanical power supply is limited. [2]

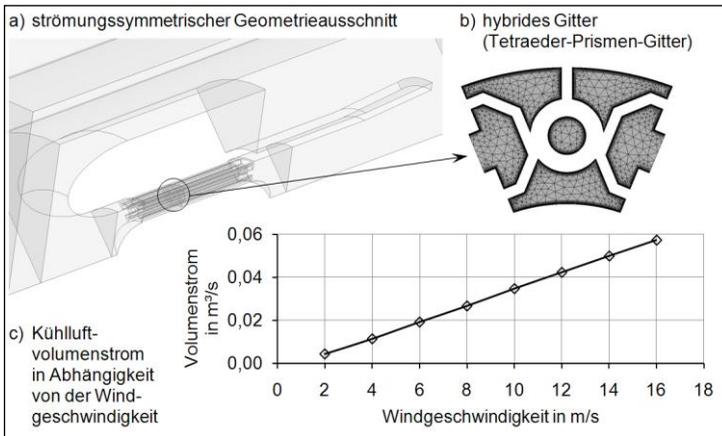


Figure 2: CFD simulation of the cooling air flow [2]

The thermal performance of the generator was calculated using an experimentally fitted FEM model. The excess temperature at the design point is only $\approx 50 \text{ K}$. The main heat flow is established between the winding and the dissipator (about 60 % of the total loss). [2]

Summary and Outlook

Due to the complex geometry of the cooling system and the mutual interaction of the flow sections, we recommend the use of computational fluid dynamics simulation for the calculation of the cooling air flow. The effectiveness of the designed cooling system is proved. The demonstrated thermal reserves are available for a power increase of the generator by approximately 40 % or for its overload protection. To verify the results wind tunnel tests are planned.

References

- [1] Miersch, S.; Burkhardt, T.; Michalke, N.: Entwicklung eines effizienten Kühlsystems für permanentmagneterregte Außenläufermaschinen bei Einsatz in Kleinwindenergieanlagen. ETG-Kongress Düsseldorf 2009, Paper 3.27. Berlin: VDE Verlag, 2009
- [2] Miersch, S.; Eckart, M.; Michalke, N.: Innenkühlung permanentmagneterregter Außenläufermaschinen am Beispiel eines Kleinwindenergiegenerators. VDI/VDE-Tagung Antriebssysteme 2011, VDI-Bericht 2138, S. 337-346. Düsseldorf: VDI Verlag GmbH, 2011
- [3] Verein Deutscher Ingenieure VDI-Gesellschaft Verfahrenstechnik und Chemieingenieurwesen (GVC) (Hrsg.): VDI-Wärmeatlas. 10., bearb. und erw. Aufl. Berlin: Springer-Verlag, 2006
- [4] Kays, W.M.: Loss Coefficients for Abrupt Changes in Flow Cross Section With Low Reynolds Number Flow in Single- and Multiple-Tube Systems. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, ASME 72 (1950), S. 1067-1074

Untersuchung der magnetischen Flussdichte in permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen in Außenläuferausführung

Dipl.-Ing. Andreas Tröger

Antriebe für Lüftungsgeräte kleiner Leistungsklassen, welche für Haushalte und Wohnungen eine immer größere Rolle spielen, erreichen in vielen Fällen nicht die bestmögliche Energieeffizienz. Dies ist der geringen installierten Leistung geschuldet, welche absolut nur geringe Verlustleistungen zur Folge hat und somit nur geringen wirtschaftlichen Optimierungsanreiz bietet. Der Anteil der Klein- und Kleinstantriebe am Gesamtenergieverbrauch ist aufgrund der hohen Stückzahl jedoch nicht zu vernachlässigen. Um das Betriebsverhalten und die Energieeffizienz dieser Antriebe zu verbessern, wurde der Einfluss der Magnetisierung auf das Betriebsverhalten permanentmagnetisch erregter Synchronmotoren (PMSM) kleiner Leistungen näher untersucht. Dabei lag besonderes Augenmerk auf Ungleichförmigkeiten der Induktionsspannung und des Rastmomentes. Hierzu wurden Simulationsmodelle angefertigt, welche für weiterführende Arbeiten herangezogen werden sollen. Um verlässliche Ergebnisse zu erhalten, wurden die Ergebnisse der Simulation anhand von Messungen an diesen PMSM überprüft.

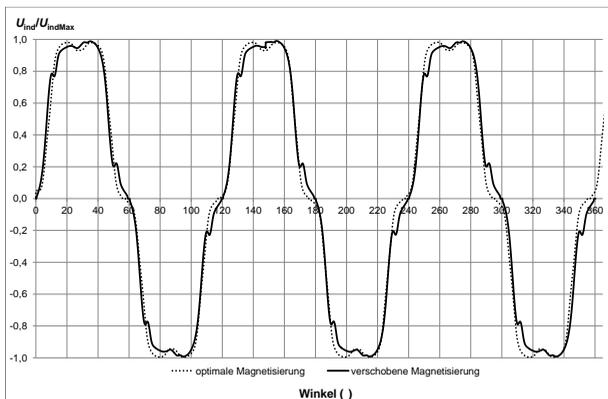


Figure 1: Synchronous generated voltage U_p

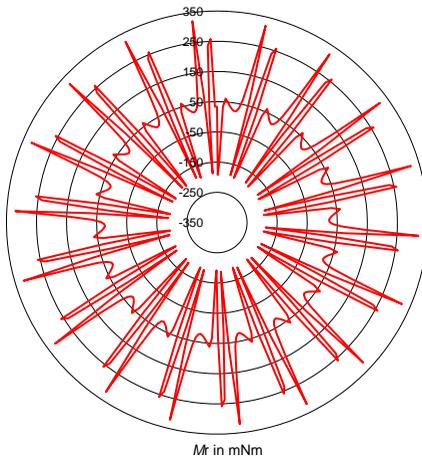


Figure 2: Cogging torque at displaced magnetization

Es sind noch weitere Untersuchungen nötig, um genaue Auswirkungen zu indizieren, bzw. Abweichungen aufgrund des Simulationsmodell oder des Messaufbaus auszuschließen. Den genauen Einfluss der verschobenen Magnetisierung auf das Rastmoment und den daraus resultierenden Geräuschpegel, welcher durch das gesamte Antriebssystem verursacht wird, soll im Weiteren näher untersucht werden. Weiterhin sollen Strategien erarbeitet werden, um jenen Effekten entgegen zu wirken. Da Abweichungen und Toleranzen grundlegend in jedem technischen Prozess zu erwarten sind, soll eine Regelstrategie entwickelt werden, welche mit den Daten der vorhandenen Sensoren, Kenndaten und Sollwertvorgaben diese Rastmomente minimiert. Gleichzeitig kann eine Neutralisierung einer verschobenen Magnetisierung durch Verringerung der Oberschwingungen die dadurch hervorgerufenen Verluste verringert werden und somit die Energieeffizienz verbessert werden.

Investigation of magnetic flux density within permanent magnet excited synchronous machines with external rotors

Drives used for ventilation units of low power classes become more and more important for homes and apartments. In many cases they don't reach their possible energy efficiency. This is

due to the small installed engine load, which dissipate low power loss (absolutely) and therefore offers just small economic motivation to optimization. The ratio of small and micro drives in total energy consumption is not negligible due to the high piece number. To improve the operating performance and the energy efficiency of these drives, the influence of magnetization on the operating performance of permanent magnet excited synchronous motors with just minor performance was examined. Special attention was paid to non-uniformities of the induced voltage and the cogging torque. For this purpose simulation models were created, which are used for further work. To get reliable results the simulation results were compared to measurements at this PMSM.

To indicate exactly these effects due to deviations of the simulation model or the measurement setup more studies are needed. The influence of the cogging torque caused by a shifted magnetization on a noise level, which is caused by an entire drive system, should be investigated more detailed. Furthermore, strategies should be developed to counteract those effects. One cannot deny that, there are always deviations and tolerances in technical processes expected. Thus, a control strategy needs to be developed, which minimizes the cogging torque. The available sensors, which identify the set points of the machine, can be used. At the same time, a neutralization of a shifted magnetization by reducing the harmonics can increase the energy efficiency.

References

- [1] Boermann, F.: Hochdynamische Synchron-Servomotoren in innovativer Zahnwickeltechnologie. Elektrisch-mechanische Antriebssysteme. 2004, 219 – 233
- [2] Won, S.-H.: Effect of the Incomplete Magnetization of Permanent Magnet in the Characteristics of BLDC Motor. IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 45 No. 6, 2009, S. 2847-2850
- [3] Phyu, H.N.: Effect of Magnetization on Torque Pulsation of the PM BLDC Motor, Electrical Machines and Systems. ICEMS 2008, S. 3685-3690

- [4] Nürnberg, W., Hanitsch, R.: Die Prüfung elektrischer Maschinen. Berlin: Springer 1987
- [5] Müller, G., Ponick, B.: Theorie elektrischer Maschinen. Weinheim: WILEY-VCH 2009
- [6] Müller, G., Vogt, V., Ponick, B.: Berechnung elektrischer Maschinen. Weinheim: WILEY-VCH 2008
- [7] Effizienz- und Einsparpotentiale elektrischer Energie in Deutschland, VDE-Studie, ETG VDE, 2008
- [8] Park, S.-C.: Influence on Brushless DC Motor Performance Due to Unsymmetric Magnetization Distribution in Permanent Magnet, Transactions on Magnetics. 2000, S. 1898-1901
- [9] Heinzl, F: Analysen zur Optimierung von Magnetkreisen permanent-magnetisch erregter Synchronmotoren für Ventilator-Antriebe mittels der Finiten Elemente Methode. Diplomarbeit. Zwickau 2011

Verlustminimale Steuerung von Elektrofahrzeugen mit hochsetzenden Antriebsumrichtern

Dipl.-Ing. Stephan Günther, Dipl.-Ing. Stephan Tenner

In batteriebetriebenen Elektrofahrzeugen wird die elektrische Maschine typischerweise mit einem 2-Level-Wechselrichter mit Gleichspannungszwischenkreis betrieben. Diese konventionelle Topologie besitzt jedoch zwei wesentliche Nachteile:

1. Die Batteriespannung verringert sich mit abnehmendem Ladezustand (SOC – state of charge) deutlich. Um den Motor auch mit einer stark entladene Batterie noch in allen Arbeitspunkten betreiben zu können, muss die Batteriespannung deutlich größer gewählt werden (siehe **Figure 1** links).

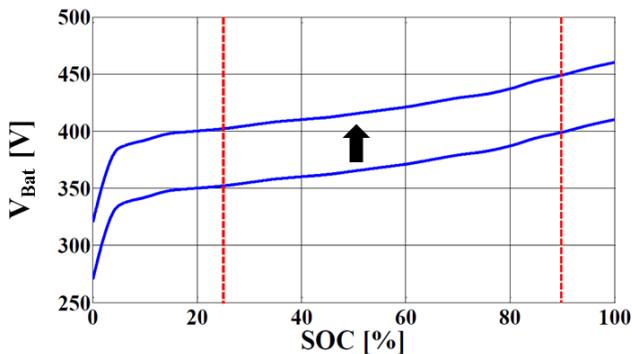


Figure 1: Relation between battery voltage V_{Bat} and state of charge SOC

2. Ein Großteil der Arbeitspunkte von typischen Fahrzyklen liegt im Teillastbereich. In diesen Bereichen sind geringe Zwischenkreisspannungen ausreichend. Die vorhandene Zwischenkreis- bzw. Batteriespannung wird daher sehr schlecht ausgenutzt, da sie nur in wenigen Arbeitspunkten erforderlich ist (siehe **Figure 2**).

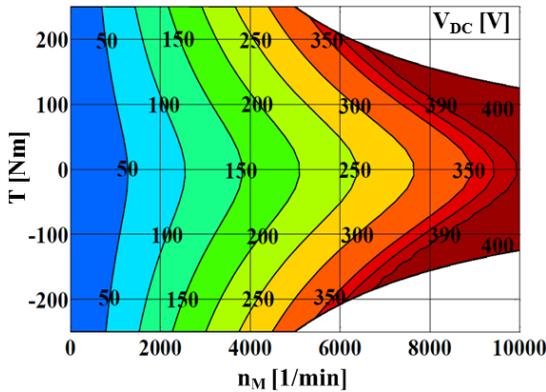


Figure 2: Required DC-link voltage for a system without DC-DC-converter and $V_{Bat} = 400V$

Durch den Einsatz eines Boost-Converters können die beschriebenen Nachteile vermieden werden. Die variable Zwischenkreisspannung kann nun als zusätzlicher Freiheitsgrad bei der energieoptimalen Sollwertvorgabe berücksichtigt werden (siehe **Figure 3**). Für ein gefordertes Drehmoment T^* , einer Drehzahl ω_M sowie einer Batteriespannung V_{Bat} werden die Sollströme I_d^* und I_q^* bzw. die Zwischenkreisspannung V_{DC}^* so gewählt, dass die Verluste im Antriebsstrang minimal sind. Folgende Verluste werden bei der Berechnung der optimalen Sollwerte berücksichtigt:

- Innere Verluste in der Batterie (Innenwiderstand)
- Schalt- und Durchlassverluste im Hochsetzsteller sowie Wechselrichter
- Kupfer- und Eisenverluste im Motor

Das resultierende nichtlineare Optimierungsproblem wird mithilfe des Monte-Carlo-Algorithmus numerisch gelöst. Die berechneten verlustminimalen Sollwerte werden anschließend in Look-Up-Tables abgespeichert.

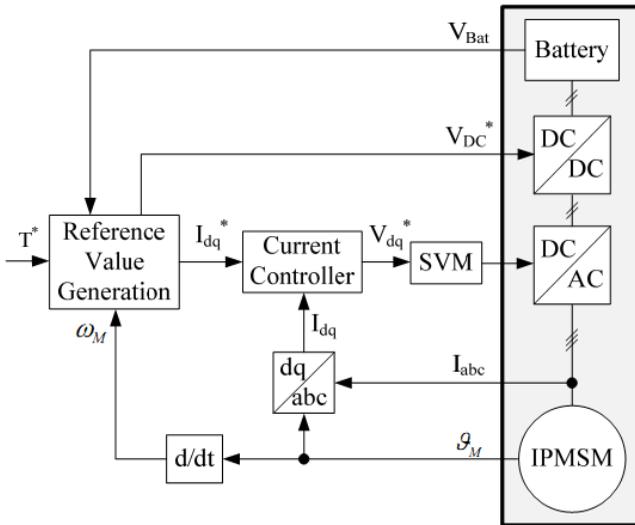


Figure 3: Loss minimization control structure with variable DC-link voltage

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass durch den Einsatz eines Hochsetzstellers und gleichzeitiger Verringerung der Batteriespannung die Effizienz des Antriebsstranges gesteigert werden kann. In **Figure 4** ist die Verlustdifferenz für ein System mit und ohne Hochsetzsteller zu sehen. Dabei wurde für das System mit Hochsetzsteller die Batteriespannung von 400 V auf 300 V reduziert. Die weißen Kreuze symbolisieren die Arbeitspunkte des Fahrzyklus SFTP-US06. Dies ist ein besonders aggressiver Fahrzyklus mit einem großen Anteil an hohen Geschwindigkeiten und längeren Beschleunigungsphasen. Negative Werte bedeuten, dass die Verluste im jeweiligen Arbeitspunkt durch den Einsatz des Hochsetzstellers reduziert werden können. Es ist ersichtlich, dass insbesondere bei geringen Drehzahlen Effizienzvorteile durch einen Boost-Converter erzielt werden können. Dagegen muss bei höheren Drehzahlen mit Einbußen bei der Effizienz gerechnet werden, da die Batteriespannung nicht mehr ausreicht und die Zwischenkreisspannung hochgesetzt werden muss. Dadurch treten zusätzliche Verluste im Hochsetzsteller auf. Je weiter die Spannung der Batterie reduziert wird, desto mehr verschiebt sich der Bereich des Effizienzvorteils durch den Ein-

satz eines Hochsetzstellers in Richtung geringerer Drehzahlen. Generell gilt, dass der Einspareffekt im Wesentlichen vom betrachteten Fahrzyklus abhängt. Je mehr Arbeitspunkte im Bereich geringer Drehzahlen liegen (z.B. Stadtfahrzyklen), desto größer sind die Energieeinsparungen. In Tabelle 1 sind die erzielten Einsparungen für versch. Fahrzyklen durch den Betrieb mit einer optimalen Batteriespannung und einem hochsetzenden Antriebsumrichter zusammengefasst.

Loss Minimization Control of Electric Vehicles Using a DC/DC Converter

In battery supplied electric vehicles, the electrical machine is fed by a voltage source inverter (VSI) with a DC-link that is typically coupled to a high-voltage battery. This conventional structure has two significant disadvantages:

1. The battery voltage strongly depends on the state of charge (SOC). The lower the SOC, the lower the battery voltage (see **Figure 1**). Therefore, a higher battery voltage has to be chosen to ensure the operation at all working points.
2. The majority of the working points of typical driving cycles are located in the part-load operational range. In these areas, lower DC-link voltages are sufficient. However, it is not possible to adjust the DC-link voltage. Therefore, the installed battery and DC-link voltage are unnecessary high for most of the operating points (**figure 2**).

These disadvantages are avoided by using a DC/DC converter. Now, the variable DC-link voltage can be used as an additional degree of freedom for the reference value generation (see **figure 3**). For a specified torque T^* , machine speed ω_M and battery voltage V_{Bat} , the optimal reference values I_d^* , I_q^* and V_{DC}^* have to minimize the target function F , which is based on the total losses of the drive train. The following losses are considered:

- Internal battery losses
- Switching and conducting losses of the DC/DC converter and voltage source inverter
- Copper and iron losses of the motor.

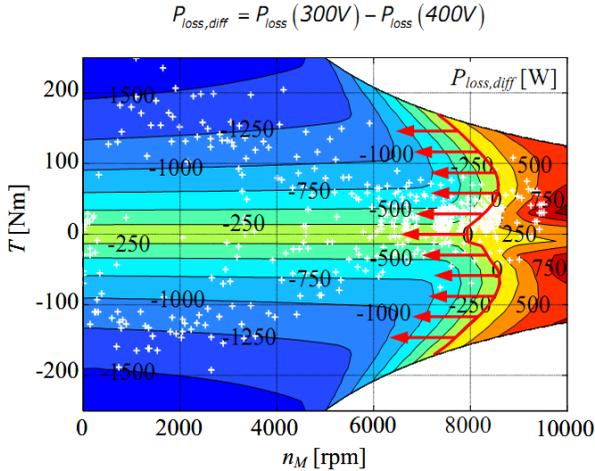


Figure 4: Loss difference between a system (with and without DC/DC converter)

The nonlinear optimization problem is solved numerically by using the Monte Carlo algorithm. The resulting optimal reference values are stored in look-up-tables.

The results have shown that there is a considerable energy saving potential by using a DC/DC converter and reducing the battery voltage at the same time. A comparison between a traction drive with and without boost converter is given in **Figure 4**. It shows the loss difference between both examined drives. The battery voltage is reduced from 400 V to 300 V. Furthermore, the operating points of the SFTP-US06 driving cycle are denoted as white crosses. It is an aggressive driving cycle with high speed and high acceleration driving behavior. At lower speeds, the operation with a DC/DC converter shows substantial efficiency advantages. For higher speeds, the supplied battery voltage is not sufficient and the DC-link voltage is boosted to a desired value. The additional converter losses are leading to advantages for a system without boost converter at higher speeds. By reducing the battery voltage, the area of efficiency advantage shifts to lower speeds. The overall energy saving potential mainly depends on the distribution of the operating points of the driving cycle. The more operation points occur at lower speeds, the higher

the advantage by using a boost converter and a reduced battery voltage. The results of the calculation are summarized for different driving cycles in Table 1.

Driving cycles		US06	HWFET	IM240	NEDC	FTP-75	NYCC
Optimal battery voltage	$V_{Bat,opt}$ [V]	300	250	150	125	125	100
Energy demand with DC/DC converter ($V_{Bat,opt}$)	$E_{Bat,opt}$ [kWh / 100 km]	21.25	15.17	14.42	14.05	13.49	18.19
Energy demand of a conv. drive ($V_{Bat} = 400$ V)	$E_{Bat,conv}$ [kWh / 100 km]	21.70	15.88	16.12	16.23	16.21	32.07
Energy savings	$1 - \frac{E_{Bat,Opt}}{E_{Bat,conv}}$	2.1 %	4.5 %	10.6 %	13.4 %	16.8 %	43.3 %

Table 1: Energy savings for different driving cycles

References

- [1] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasu: Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 41, no. 5, pp. 511-517, 1994
- [2] D. Pohlentz, J. Böcker: Efficiency Improvement of an IPMSM Using Maximum Efficiency Operating Strategy, 14th EPE-PEMC, pp. T5-15 – T5-19, Ohrid, Republic of Macedonia, Sept. 2010
- [3] T. Schoenen, M. S. Kunter, M. D. Hennen and R. W. De Doncker: Advantages of a Variable DC-Link Voltage by Using a DC-DC Converter in Hybrid-Electric Vehicles, VPPC, Lille, France, Sept. 2010
- [4] S. Tenner, S. Günther, W. Hofmann: Loss Minimization of Electric Drive Systems Using a DC/DC Converter and an Optimized Battery Voltage in Automotive Applications, VPPC, Chicago, USA, Sept. 2011

Rotorerwärmung beim asynchronen Anlauf von Schenkelpolsynchronmaschinen mit massiven Polen

Dipl.-Ing. Daniel Wöhner

Der asynchrone Anlauf von großen Schenkelpolsynchronmaschinen bietet sich unter bestimmten Umständen (verfügbarer Platz, zulässige Erwärmung, Netzbedingungen, verwendete Arbeitsmaschinen) als geeignete Hochlaufvariante in Pumpspeicheranlagen an [1]. Daneben gibt es den Synchronanlauf und den Anlauf mit einem Anwurfmotor/-turbine als gängige Methoden. Für den asynchronen Hochlauf stehen grundsätzlich zwei Rotorbauarten zur Verfügung – lamellierte Pole mit Dämpferkäfig und Pole massiver Bauart. Schenkelpolsynchronmaschinen mit Massivpolen haben beim asynchronen Anlauf Vorteile gegenüber Maschinen mit einem Dämpferkäfig. So ist das mittlere Drehmoment größer und damit die Anlaufzeit geringer. Der Einsatz solcher Maschinen bietet sich insbesondere beim asynchronen Schweranlauf an, d.h. beim Anlauf mit großen Gegenmomenten, da massive Pole besser den auftretenden Kräften widerstehen können und im Vergleich zu einem Dämpferkäfig eine ungleich größere Wärmekapazität besitzen [2]. Nachteilig ist die geringere Enddrehzahl als bei Maschinen mit Dämpferkäfig [3] und die größeren Verluste im stationären Betrieb. Die Berechnung der maximalen Übertemperatur in der Poloberfläche beim Hochlauf soll anschaulich über ein aus der Verlustleistungsbilanz abgeleitetes thermisches Widerstandsnetzwerk gezeigt werden. **Figure 1** stellt einen in axialer Richtung stromdurchflossenen Bereich massiver Bauart dar (Strompfad in der Poloberfläche).

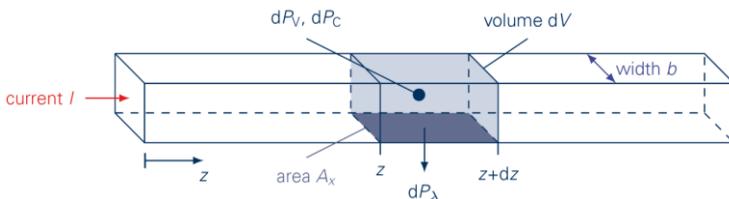


Figure 1: Balance of losses in a solid current carrying zone of the pole surface [4]

Dabei entstehen ohmsche Verluste (dP_V) im betrachteten Volumenelement (dV), die wiederum gespeichert (dP_C) und in tiefere Zonen des Pols abgeleitet werden (dP_λ). Eine vergleichende Berechnung zeigte, dass sonstige Wärmeübergänge (Konvektion und Strahlung) an der Poloberfläche während der Hochlaufzeit vernachlässigt werden können. Ebenso werden Randeffekte in axialer und Umfangsrichtung vernachlässigt [3].

Das Problem wird also eindimensional (Gleichung (1)). Neben den bekannten Materialparametern (spezifische Masse ρ , Wärmeleitfähigkeit λ und spez. Wärmekapazität c) erfordert die Bestimmung der Verlustleistung als Funktion von Ort und Zeit einige Mühe.

$$\frac{dP_V(x,t)}{\lambda A dx} = -\frac{\rho c}{\lambda} \frac{d\vartheta}{dt} - \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} \quad (1)$$

Bei einem angenommenen linearen Anstieg der Drehzahl während des Hochlaufs (**Figure 2**) entsprechen die rotatorische Energie E_{rot} des Wellensatzes und die notwendige Beschleunigungsarbeit durch Gegenmomente E_{Load} am Ende des Hochlaufs der im Rotor umgesetzten Wärme ΔE_{th} (**Gleichung (2)**) [5].

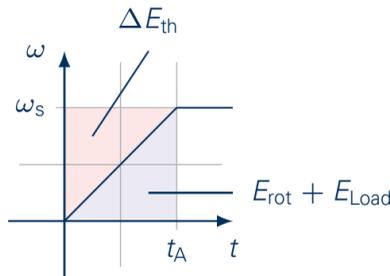


Figure 2: Simplified characteristic of an asynchronous run-up

$$\Delta E_{th} = \underbrace{\omega_s \cdot \int_0^{t_A} M_L s dt}_{E_{Load}} + \underbrace{\frac{1}{2} J \omega_s^2}_{E_{rot}} \quad (2)$$

$$P_V = P_\delta \cdot s = \frac{2\Delta E_{th}}{t_A} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_s}\right) \left(1 - \frac{x}{\delta}\right)^2 \quad (3)$$

Die Lösung der Gleichung (2) über das Ersatzschaltbild der Maschine, den Drehzahl-Drehmoment-Verlauf der Arbeitsmaschine und die Schwungmomente ergibt die Gesamtwärme im Rotor, die mit Gleichung (3) in eine zeitliche und örtliche Abhängigkeit gebracht werden kann, wobei die Eindringtiefe δ ebenfalls schlupfabhängig ist. Mit Hilfe eines Widerstandsnetzwerkes (**Figure 3**) kann Gleichung (1) gelöst werden.

Der Temperaturverlauf (**Figure 4**) zeigt ein deutliches Maximum vor Erreichen der Synchrondrehzahl, was auf die gute thermische Leitfähigkeit des massiven Pols zurückzuführen ist. Ebenso erreicht die Temperatur ihr Maximum in tiefer gelegenen Schichten erst zu einem späteren Zeitpunkt.

Damit steht ein einfaches Modell zur Berechnung des Verlaufs der Übertemperatur in der Poloberfläche beim asynchronen Anlauf zur Verfügung. Darauf aufbauend, sollen die getroffenen Vereinfachungen in späteren Arbeiten genaueren Modellen weichen.

Rotor heating during asynchronous start-up of solid salient-pole synchronous machines

The asynchronous start-up of large salient-pole synchronous machines can be used under certain circumstances (available space, permitted heating, grid stability, used work machine) in pumped storage power plants [1]. The synchronous start-up and the start-up with a pony motor are also often used. Basically there are two types of rotors available for asynchronous run-up – laminated rotor poles with a damper cage and poles made of solid steel without a damper cage. Salient-pole synchronous machines with solid poles have several advantages during start-up in comparison to machines with laminated rotor poles. For instance the average torque is larger during start-up and as a result the start-up period is shortened. More advantages appear if these machines operate under heavy load starting conditions because solid poles withstand occur-

ring forces and heating much better than laminated poles with a damper cage can do. This is mainly due to the solid structure with its much higher thermal capacity and robustness compared to a damper cage [2]. However there are disadvantages. The torque decreases severely when the slip is getting small. This can be a problem, when load torque increases in the same time [3]. The rotor heating during steady-state operation is larger compared to a laminated rotor core. The calculation of the maximum temperature rise at the pole surface during start-up is demonstrated. Therefore the governing balance of losses is solved with an equivalent thermal model.

Figure 1 shows a solid current carrying zone of the pole surface. Due to the finite electrical conductivity in the volume dV ohmic losses occur (dP_V) which are stored (dP_C) or dissipated in lower regions of the pole shoe (dP_λ). A comparative calculation shows that other possible ways of heat transfer (radiation and convection) do not have a reasonable influence on the results. Therefore radiation and convection are neglected. Axial and circumferential boundary effects are also neglected [3]. So the calculation is getting one-dimensional (eqn. (1)). Among the known material properties (mass density ρ , thermal conductivity λ and the specific thermal capacity C) the estimation of the losses as a function of the time and position takes some effort.

Assuming a linear increase of speed during run-up (**Figure 2**) the rotational energy E_{rot} of the shaft set and the required acceleration-work due to the load torque E_{Load} corresponds to the heat ΔE_{th} impressed in the rotor surface during start-up (eqn. (2)) [5].

Eqn. (2) can be solved with the help of the equivalent electrical network of the machine; the torque vs. speed characteristic of the load and the moments of inertia resulting in the total heat of the rotor. The corresponding loss function is the result of this heat with factors representing the time and local dependencies (eqn. (3)). Thereby the skin depth δ is also slip-dependent. With the help of the equivalent thermal model (**Figure 3**) eqn. (1) can be solved.

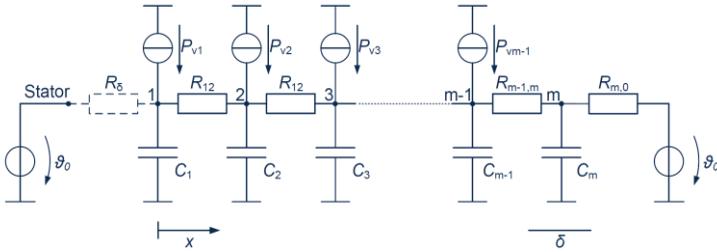


Figure 3: Equivalent thermal model

The temperature curve (Figure 4) shows a clear maximum before the rotor has reached synchronous speed. This is a proof for the good thermal conductivity of the solid rotor pole. In regions situated below the rotor surface the maximum of the temperature is staggered right.

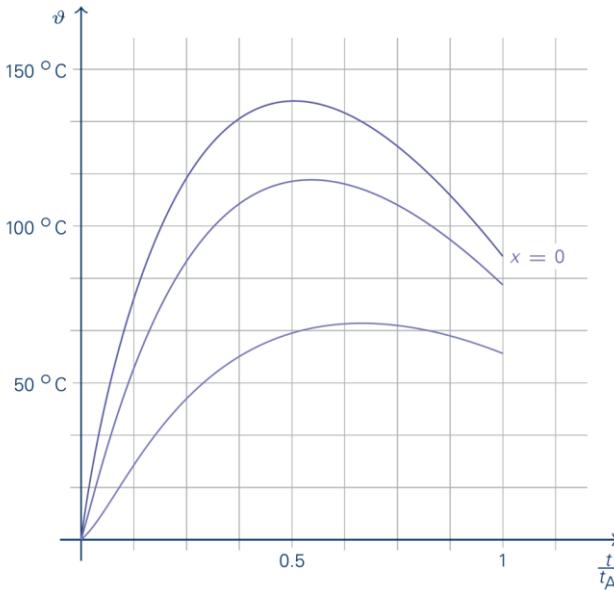


Figure 4: Temperature rise during start-up for different distances from the surface

A simple model for the calculation of the characteristic of the temperature during asynchronous start-up has been presented. Later on the simplifications made at this point shall be replaced by more exact models.

References

- [1] Hammons, T. J. & Loughran, J. (1970). Starting methods for generator/motor units employed in pumped-storage stations. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers 117, Nr. 9, S. 1829–1840.
- [2] Nicolaide, A. (1971). Untersuchung der Charakteristiken der Synchronmaschinen mit massiven Schenkelpolen bei asynchronem Anlauf. Archiv für Elektrotechnik (54).
- [3] Sattler, P. K. (1962). Erwärmung der massiven Polschuhe von Synchronmotoren beim asynchronen Anlauf. Elektrotechnische Zeitschrift 83, Nr. 24, S. 807–810.
- [4] Böhme, H. (1992). Mittelspannungstechnik. Verlag Technik GmbH.
- [5] Canay, I.-M. (1974). Asynchronanlauf einer grossen 230-MVA-Synchronmaschine im Pumpspeicherwerk «Vianden 10». Brown Boveri Mitteilungen Bd. 61, S. 313–318.

Spannungsgeführte Kommutierungsverfahren für den Matrixumrichter und deren Auswirkungen auf Eingangsstrom, Ausgangsspannung und Effizienz

Dipl.-Ing. Sebastian Krauß

Aktuelle Tendenzen in der Matrixumrichterforschung zielen auf eine Erhöhung der Zuverlässigkeit. Besondere Beachtung findet dabei die Kommutierung des Laststromes zwischen zwei Eingangsphasen, die zum einen sicher gegenüber Ausgangsstromunterbrechung und Eingangsspannungskurzschluss sein muss aber auch möglichst geringen Einfluss auf die Qualität der Stellgrößen und Effizienz des Umrichters haben soll. Gestaffelte Kommutierungsverfahren [1] bieten die Möglichkeit, den Laststrom sicher von der Startphase auf die Zielphase zu führen. Merkmale der Kommutierung sind dabei die Anzahl der Schritte, die Anzahl der an der Kommutierung beteiligten Eingangsphasen, sowie die erforderlichen Messgrößen. Spannungsgeführte Kommutierungsverfahren nutzen die Information über das Vorzeichen der Matrixeingangsspannungen, während stromgeführte Verfahren auf der vorzeichenrichtigen Messung des Laststromes beruhen. Ersteres ist zu bevorzugen, da die Messgröße konstante Amplituden- und Frequenzverhältnisse aufweist. Nachfolgende Untersuchungen sind an spannungsgeführten gestaffelten Kommutierungsverfahren in 4 Schritten [2] bzw. 2/3 Schritten [3] durchgeführt worden. Die Besonderheit des 2/3-Schritt-Verfahrens ist eine Kurzschlussicherheit von 30 Grad Eingangsspannungswinkel. Damit kann uneingeschränkte Spannungsfestigkeit vorausgesetzt werden. Die Definition der Stellgrößen soll am Ersatzschaltbild des Matrixumrichters im komplexen Bildbereich (**Figure 1**) vorgenommen werden.

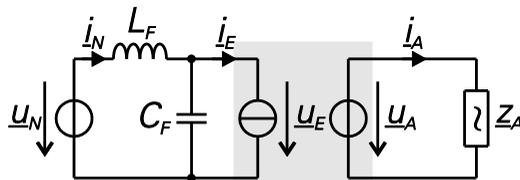


Figure 1: Equivalent circuit of a matrix converter in complex plane

Referenzgrößen des Modulationsverfahrens (Raumzeigermodulation nach [4]) sind der Phasenwinkel des Eingangsstroms sowie Amplitude und Phasenwinkel der Ausgangsspannung. Während der Pulsperiode (**Figure 2**) nimmt die Schaltmatrix 13 Schaltzustände an, die in jedem Teilumrichter zu vier Kommutierungen und damit bedingt durch das Kommutierungsverfahren zu Schaltverlusten und Abweichungen in den Referenzgrößen führen.

SC1 →	2	1	1	1	1	1	3	1	1	1	1	1	2
SC2 →	2	2	1	1	1	3	3	3	1	1	1	2	2
SC3 →	2	2	2	1	3	3	3	3	3	1	2	2	2
PWM period T_{PWM}													

Figure 2: Exemplary modulation period of a space vector modulation [4] with input phase number [4] (sc=single converter)

Numerische Berechnungen zeigen in Abhängigkeit der Lage von Eingangsstrom-, Ausgangsspannungsphasenwinkel und Laststromwinkel die Ergebnisse aus **Figure 3**. Bezüglich der relativen Spannungsabweichungen (**Figure 3, links**) zeigt die kurzschluss sichere 2/3-Schritt-Kommutierung trotz reduzierter Schrittzahl ein schlechteres Verhalten. Die relative Differenz der Schaltverluste beider Verfahren (**Figure 3, rechts**) zeigt eine deutlich Erhöhung der Schaltverluste an den Sektorgrenzen bis ca. 30% und bestätigt damit die Tendenz der Ausgangsspannungsabweichung. Ursächlich für dieses Verhalten ist das Auftreten einer Zwischenkommutierung im 2/3-Schritt-Verfahren auf eine unbeteiligte dritte Eingangsphase, die weder der Start- noch der Zielphase der Kommutierung entspricht. Aus den Zusammenhängen ist nun folgende Erkenntnis abzuleiten: Die Kommutierung im Matrixumrichter ist grundsätzlich ein Kompromiss zwischen Kurzschlussicherheit und Effizienz- bzw. Qualitätsanforderungen. Weitere Optimierungsmöglichkeit besteht in der Verwendung hybrider Kommutierungsverfahren, die Vorzeicheninformationen sowohl von Eingangsspannung als auch von Ausgangsstrom verarbeiten (Einschrittkommutierung).

Voltage-Based Commutation Methods for Matrix Converters and their Impact on Input Current, Output Voltage and Converter Efficiency

Present trends in matrix converter research activities are focused on improvements of system reliability. In particular, the load current commutation between two input phases should be safe concerning output current interruption and input voltage short circuit. Moreover, the impact of the commutation method on control quantities quality should be as small as possible. Staggered commutation policies, as investigated in [1], are well suited for safe current commutation from starting to final phase. Properties of staggered commutation methods are the number of steps, the number of involved input phases as well as the required measuring quantities. Voltage-based commutation methods are fed by the sign information of the input voltages, as current-based commutation methods rely on the information of the output current sign. The former is to prefer, because of the amplitude and frequency permanence of the measuring quantity. The following investigations have been done for a classical 4-step [2] respectively a 2/3-step [3] commutation method, providing a short circuit reliability of 30 degree input voltage phase. Matrix converter control quantities are defined with the complex equivalent circuit, shown in **Figure 1**. The command quantities of the modulation scheme (symmetrical space vector modulation [4]) are input current phase as well as output voltage phase and magnitude. During a single modulation period (**Figure 2**), the switch matrix passes through 13 switching states. As a consequence, there are four commutations per single converter (output phase), resulting in control quantity deviations and switching losses depending on the commutation method. Results of numerical calculations, depending on input current, output voltage and load current phase, are depicted in **Figure 2**. Regarding the output voltage deviation (**Figure 3**), the short circuit safe 2/3-step commutation method shows significantly worse behavior despite of a reduced number of switching steps. Taking into account the related difference of the switching losses (**Figure 3, right**), an increased value is recognizable, especially next to the sector borders (about 30%). The behavior of both charts

shows similar tendencies. The reason for that is the appearance of an intermediate commutation to an uninvolved third input voltage phase, which is typical for the 2/3-step commutation method. The following knowledge can be deduced out of the previous context: matrix converter commutation is basically a trade-off between short circuit reliability and quality resp. efficiency demands. Further opportunity in optimization can be found in hybrid commutation methods, based on sign information of input voltages as well as output currents (one-step commutation).

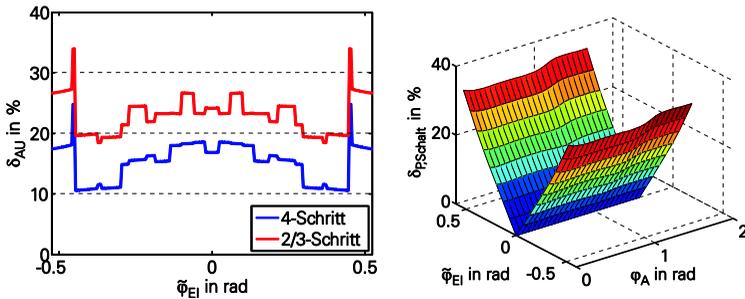


Figure 3: Relative output voltage error (left) and related difference of switching losses (right) with:

$$\delta_{AU} = \frac{|\underline{u}_A - \underline{u}_{A,Ref}|}{|\underline{u}_{A,Ref}|} \quad \delta_{P,Schalt} = \frac{P_{Schalt,2/3} - P_{Schalt,4}}{P_{Schalt,4}}$$

Parameter:

Totzeit (dead-time): 2 μ s;

Dauer Pulsperiode (PWM period): 100 μ s

Modulationsgrad (modulation index): 0,5

Ausgangsspannungsphase (angle output voltage): 0

References

- [1] Ziegler, M.: Untersuchungen zur gestaffelten Kommutierung in Matrixumrichtern mit Pulsweitenmodulation, Dissertation TU Chemnitz, 2003
- [2] Alesina, A.; Venturini, M. G. B.: Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC/AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No. 1, Jan. 1989

- [3] Krauss, S.; Hofmann, W.: Investigation of a 2/3-Step Voltage-Based Commutation Method for Matrix Converters, angenommen für APEC 2012, 5.-9.2. 2012, Orlando, Florida, USA
- [4] Casadei, D.; Serra, G.; Tani, A.; Zarri, L.: Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.

Energiemonitoring und Leistungsflussoptimierung von dezentralen Antrieben in Verpackungsmaschinen

Dipl.-Ing. Jörg Schützhold

An moderne Verpackungsmaschinen werden hohe Anforderungen hinsichtlich Flexibilität und Produktivität gestellt. Daher liegt der Fokus bei der Herstellung dieser Maschinen bislang auf der zuverlässigen und kostenoptimalen Realisierung der Verpackungsfunktion.

Allerdings hat der Energieverbrauch einer solchen Anlage aufgrund der zunehmenden Verknappung der Ressourcen und den damit steigenden Energiekosten einen zunehmenden Anteil an den Lebensdauerkosten. Außerdem erhöht sich die Wettbewerbsfähigkeit energieeffizienter Verpackungsmaschinen mit ressourcenschonenden Herstellungsverfahren. Damit steigt aktuell der Einfluss der Energieeffizienz auf die Kaufentscheidung des Kunden.

Die ersten Schritte zur Steigerung der Energieeffizienz sind die Identifizierung und Untersuchung der Energieverbraucher einer Verpackungsanlage. Dazu wurden in Zusammenarbeit mit der THEEGARTEN-PACTEC GmbH & Co. KG an den Antriebssträngen der in **Figure 1** dargestellten Schlauchbeutel-Verpackungsmaschine Messungen des Leistungsflusses durchgeführt.

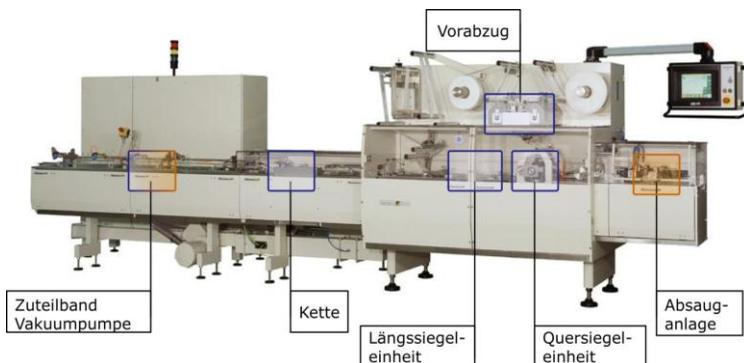


Figure 1: FPC4 wrapping machine with marked position of the main drives

Die Antriebstechnik der einzelnen Arbeitsstationen ist, wie für flexible Hochleistungsmaschinen dieser Art üblich, durchgängig über dezentrale Servoantriebe realisiert. Die Positionen der entsprechenden Arbeitsstationen sind in **Figure 1** blau markiert. Ein solcher Servoantriebsstrang besteht aus einem Frequenzumrichter, einem permanentmagneterregten Synchronmotor mit Sinus-Kommutierung und einem Vorschaltgetriebe. Des Weiteren werden für die Verpackungsfunktion diverse Hilfsantriebe benötigt (orange), welche als direkt ans Netz angeschlossene Asynchronmotoren ausgeführt sind.

Anhand der Leistungsmessung wird die Verteilung der Energieverbraucher in der betrachteten Verpackungsmaschine aufgezeigt. Ca. 90 % der Gesamtleistung wird von den Antriebssystemen in der Maschine aufgenommen. Dieser Leistungsfluss teilt sich auf die Hilfsantriebe mit ca. 60 % und auf die Servoantriebsachsen mit ca. 30 % auf.

Die aus den Messungen resultierenden Lastprofile der Arbeitsstationen ermöglicht eine energieoptimale Auslegung der einzelnen Servoantriebsachsen. Durch eine angepasste Auswahl von Motorbaugröße und Getriebeübersetzung sowie durch Einführung von energieoptimalen Stellvorgängen [1] werden die entstehenden Gesamtverluste in Umrichter, Synchronmotor und Getriebe um durchschnittlich 10 % reduziert. Des Weiteren ergibt sich neben dem Potenzial der Energieeffizienzsteigerung eine Variationsmöglichkeit der Servoantriebsachsen zur gleichzeitigen Leistungssteigerung der gesamten Anlage um 25 %.

Bei den Hilfsantrieben der Verpackungsmaschine zeigt sich das größte Energiesparpotenzial. Durch den Einsatz eines zusätzlichen Umrichters wird ein drehzahlvariabler Betrieb der Asynchronmotoren ermöglicht. Die Motordrehzahl wird auf den minimalen Wert eingestellt, welcher je nach Produktionsgeschwindigkeit und Packguteigenschaften technisch ausreichend ist. In **Figure 2** wird die berechnete Umrichtereingangleistung des Antriebs der Vakuumpumpe dargestellt. Bei linearer U/f -Steuerung ergibt sich eine Leistungsreduktion (hellgrüner Bereich) im Vergleich zum aktuellen Arbeitspunkt

(roter Punkt). Allerdings fällt die Leistung erst ab einer verminderten Drehzahl unter den aktuellen Wert aufgrund der zusätzlichen Umrichterverluste. Bei Verwendung einer energieoptimalen Flussregelung des Rotorflusses [2] (i.A. „Flussreduktion“ genannt) wird der Motorwirkungsgrad gesteigert. Die dadurch reduzierte Eingangsleistung (dunkelgrüner Bereich) kompensiert die zusätzlichen Umrichterverluste.

Die energieoptimale Ansteuerung ermöglicht eine Reduzierung der Leistungsaufnahme der Hilfsantriebe um ca. 50 % im produzierenden Betrieb bei gleichbleibender Funktionalität. Bei zusätzlicher Implementierung eines Intelligenten Energiemanagements in der Anlagensteuerung kann der Energieverbrauch der Anlage im Stand-By Betrieb um ca. 70 % gesenkt werden.

Werden die Hilfs- sowie Servoantriebe nach den erarbeiteten Lösungen energieoptimal ausgelegt, ergibt sich eine Effizienzsteigerung der Schlauchbeutelverpackungsmaschine. Die erreichbare Reduktion der elektrischen Eingangsleistung im produzierenden Betrieb beträgt insgesamt ca. 40 % (von 3,5 kW auf 2,1 kW). Die eingesparte Energie ist äquivalent zu einer Verringerung des CO₂-Austoßes in der Stromerzeugung von sechs Tonnen CO₂ pro Maschine und Betriebsjahr.

Energy monitoring and power flow optimization of decentralized drives in packaging machines

Modern packaging machines have demanding requirements regarding flexibility and productivity. The focus of engineering lies therefore in a reliable functionality of the packaging process.

In times of increasing resource shortages and rising energy costs the engineering focus slightly shifts to the energy consumption of such machines. The electrical energy leads to a significant part of a packaging machines lifetime cost. Additionally the competitiveness rises with higher energy efficiency because of the current costumers demand for green products.

First steps for increasing energy efficiency are the identification and analysis of the energy consumers in a packaging machine. For this reason, the power flow in a high speed wrapping machine (**Figure 1**) of the company Theegarten-Pactec GmbH & Co. KG was measured. As common practice, decentralized servo drives are consistently used for driving the different work stations. The positions of these work stations are marked by blue rectangles in **Figure 1**. Each of the connected servo drives consists of a frequency converter, a permanently excited synchronous motor (sinusoidal commutation) and a gearbox. Furthermore, different auxiliary drives (orange in **Figure 1**) are necessary for supporting the main packaging function. For the auxiliary drives, induction motors directly connected to the grid are used.

The results of the power flow measurements reveal the distribution of the energy consumers in the packaging machine. Approximately 90 % of the input power is consumed by the drive system. This power divides into the servo drives with 30% and the auxiliary drives with 60 % of the total power consumption.

Knowing the load profiles of the servo drives also enables their energy efficient design. By adjusting motor size and gear transmission and introducing energy optimal speed trajectories [1], the energy efficiency of the servo drives is increased. The total power losses inside the drivetrains are reduced by an average of 10 %. Besides the potential for increasing efficiency, a variation of the servo drives is developed for simultaneously increasing the maximum production speed of the packaging machine by 25 %.

The highest potential for energy savings is found in the auxiliary drives. By installing an additionally frequency converter the speed of the induction motors becomes adjustable. As a consequence, the speed is reduced to its technologically necessary minimum, which depends on production speed and package properties. The calculated input power of the converter in the drivetrain of the vacuum pump is found in **Figure 2**. Using a common linear V/f control method, a power reduction (light green area) relative to the actual duty point (red dot)

is achieved. The zone of power reduction starts at a slightly lower speed than nominal speed due to the additional converter losses. By implementing an energy optimal control of the motor flux [2], the motor efficiency is increased. The input power is further reduced (dark green area) and the additional converter losses are compensated.

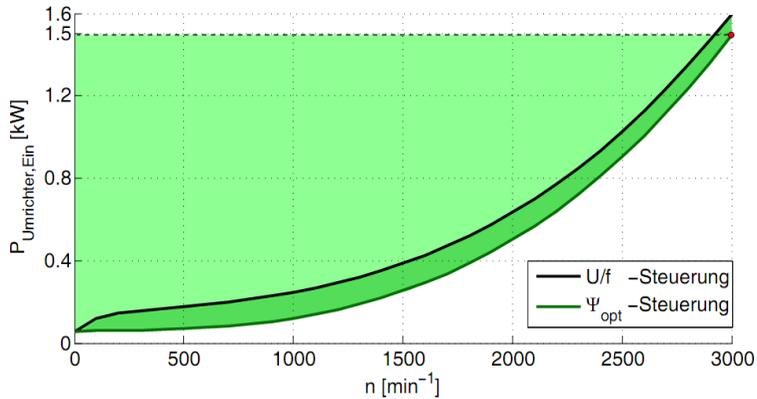


Figure 2: Input power of the frequency converter in the vacuum pump drivetrain during linear V/f and energy optimal control

Energy optimal control results in a reduction of the input power of the auxiliary drives by 50 % during packaging process without reducing functionality. The additional implementation of an intelligent energy management in the system control of the packaging machine can further reduce the energy consumption of the whole machine during stand-by operation by 70 %.

Assuming an energy optimal design of both servo drives and auxiliary drives, the achievable electrical power reduction of the wrapping machine FPC4 during packaging process is approximately 40 % (3.5 kW to 2.1 kW). The savings in electrical energy are equivalent to a reduction of CO₂ emission in the power generation process of six tons of CO₂ per machine, per year.

References

- [1] Hofmann, W.: Energieoptimale Stellvorgänge und deren Auswirkung auf die Auslegung von rotatorischen und linearen Stellantrieben. Böblingen: ETG-Fachbericht 113, 2008.
- [2] Stichweh, H.; Einhaus, A.: Energieeffiziente Regelung einer Asynchronmaschine mit einem Frequenzumrichter, Nürnberg: Konferenzbeitrag SPS/IPC/DRIVES, 2010.

Verlustminimierung eines permanentmagneterregten Synchronmotors (IPMSM) mit Online-Parameteridentifikation

M.Sc.E.E. Chi Dung Nguyen

Wegen seiner Vorteile für Elektrofahrzeuge wird derzeit große Aufmerksamkeit auf IPMSM gelegt. Für diese ist eine hohe Energieeffizienz besonders wichtig, da sie die maximale Reichweite und die erforderliche Batteriegröße direkt beeinflusst. Die vorliegende Untersuchung konzentriert sich auf die Bestimmung verlustminimaler Arbeitspunkte und einen adaptiven Such-Algorithmus, um die optimale Trajektorie zu verfolgen.

Verluste des IPMSM beinhalten Kupferverluste, Eisenverluste, Zusatzverluste und mechanische Verluste. Die Gesamtverluste lassen sich als eine Funktion der Ströme in d- und q-Richtung (i_d, i_q) wie folgt beschreiben:

$$P_v = k_1 i_d^2 + k_2 i_q^2 + k_3 i_d + k_4$$

Dabei sind k_1 , k_2 , k_3 und k_4 von den Motorparametern und aktueller Drehzahl abhängig.

Figure 1 zeigt eine prinzipielle Darstellung des bekannten Verfahrens der rotororientierten Stromregelung, das eine Entkopplung zwischen der Drehmomenten- und der Flussregelung erlaubt. Mit Hilfe der Stromregelung konvergieren die Ströme in d- und q-Richtung i_d, i_q sehr schnell mit den Sollgrößen I_d^*, I_q^* .

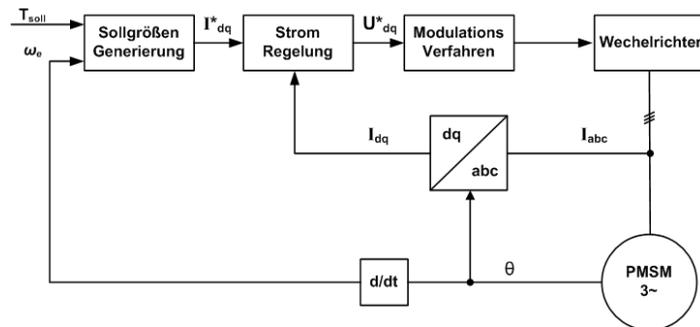


Figure1: Field-oriented control principle

Eine Minimierung der Motorverluste, wie in Gleichung (1) gezeigt, wird durch eine Suche nach angepassten Sollgrößen für die Ströme in d- und q-Richtung aus der Drehmomentanforderung und der aktuellen Drehzahl erreicht.

Mit Hilfe der Ferraris-Lösung kann man zwar exakt die Arbeitspunkte im Ankerstellbereich und Feldschwächbereich berechnen, aber dieses Verfahren erscheint wenig geeignet für eine Echtzeitimplementierung. Das Problem wurde durch eine Tabelle (LUT, Look-up-Table) gelöst: die optimalen Sollgrößen werden off-line berechnet und in der LUT gespeichert. Ein weiteres Problem stellt jedoch die Motorparameterschwankung dar. Dieses Problem kann nicht allein durch LUT gelöst werden.

Die hier vorgeschlagene Methode basiert auf der LUT, die durch die Ferraris-Lösung erstellt wird, und einem adaptiven Algorithmus, wie in **Figure 2** und **3** dargestellt. Ein PI-Regler wird verwendet, damit der Arbeitspunkt hin zum Minimum im Ankerstellbereich und hin zum Schnittpunkt zwischen der Spannungsbegrenzung und der Kurve konstanten Drehmoments im Feldschwächbereich konvergiert, wenn die Motorparameter geändert werden. Die Werte \hat{R}_s und \hat{L}_{dq} sind Online-Schätzungen der Motorparameter mit Hilfe der APA (Affine Projection Algorithms).

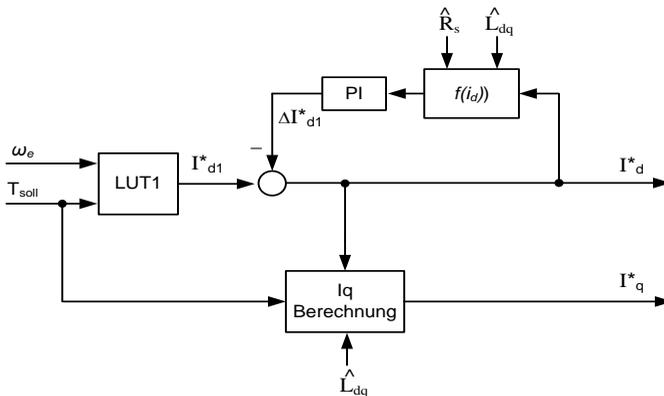


Figure 2: Adaptive Search Algorithm in the Basic region

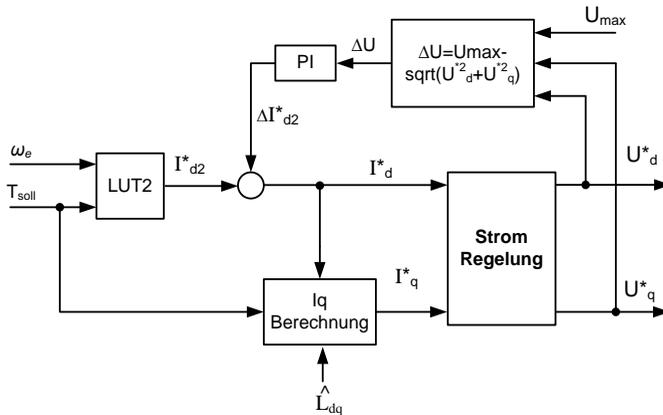


Figure 3: Adaptive Search Algorithm in the field weakening region

Die vorgeschlagene Regelstrategie wird mit Hilfe von Matlab/Simulink geprüft. Die Simulationsergebnisse werden in **Figure 4** angegeben. **Figure 4a**, **4c** und **4d** sind Kurven geschätzter Parameter die mit Hilfe des APA gewonnen werden. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die geschätzten Werte in kurzer Zeit den realen Werten folgen. **Figure 4b** zeigt die Effizienzkurve, die Werte über 0,96 erreicht.

Loss-Minimizing control of a interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) with online parameters identification

Nowadays the IPMSM is receiving increased attention for electric vehicles (EVs) because of its advantages. High efficiency is particularly important in EVs since it relates directly to the travel distance per charge and battery size. The present study focuses on determining losses of minimal operating points and an adaptive search algorithm to track the optimal trajectory regarding varying motor parameters.

Motor losses include copper loss, iron loss, stray loss and mechanical loss. Summing the aforementioned losses, the total loss is a function of d- and q-axis currents (i_d , i_q) described as formula (1), in which k_1 , k_2 , k_3 and k_4 depend on motor parameters.

Figure 1 presents the field-oriented control law that allows a decoupling between the torque and flux control. Using the current controller, the d- and q- axis currents converge very quickly to set point values I_d^*, I_q^* . Therefore a minimization of the motor losses, as equation (1) shown in, is achieved by searching the appropriate currents in d-and q-axis from the set-point of the torque and actual speed.

With help of Ferrari's solution, the operating point with in both basic speed range and field-weakening range can be calculated exactly, but this method seems to be very unsuitable for real-time implementation. The problem was solved by a table (LUT Look-Up Table): optimal values are calculated before use and stored in LUT. However another problem arises with variation of motor parameters. This problem cannot be solved via LUT only.

The proposed method is based on LUT, which is created via Ferraris solution, and an adaptive search algorithm, shown in **Figure 2** and **3**. A PI controller is used, additionally when the motor parameters vary. The operating point will converge to the minimum in basic speed range or to intersection of the voltage limit and constant torque curve in field weakening. The values \hat{R}_s and \hat{L}_{dq} are online estimated motor parameters found by means of APA (Affine Projection Algorithms).

The proposed control strategy was verified using Matlab / Simulink. **Figure 4a**, **4c** and **4d** are estimated motor parameter curves applying APA. The simulation results show that the estimated values converge to the real values in a short time. **Figure 4b** shows the efficiency curve, the variable reaches numerical values over 0.96.

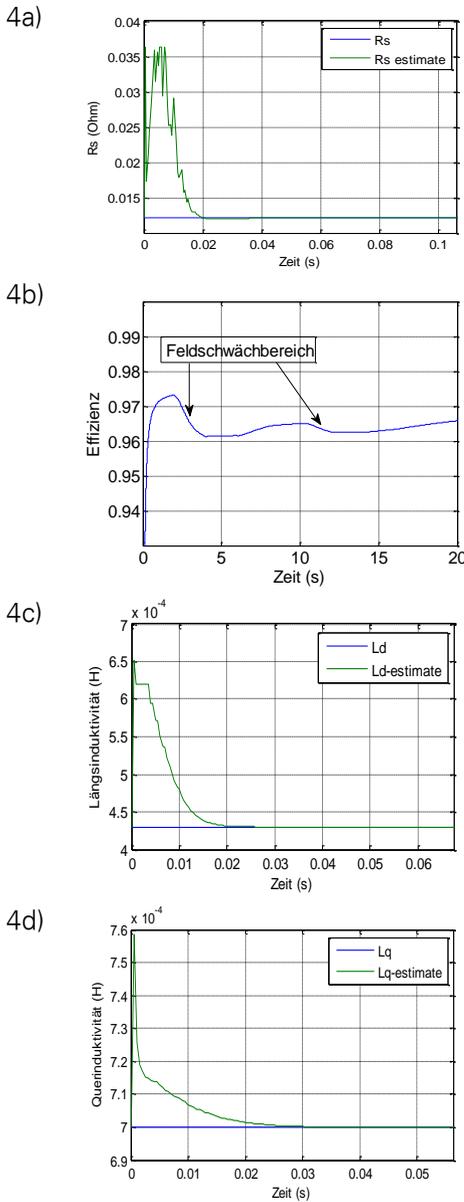


Figure 4: Simulation results

References:

- [1] Junggi Lee, Kwanghee Nam, Seoho Choi, and Soonwoo Kwon, "Loss-Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations", IEEE Transactions Power Electronics, vol. 24, no. 4, April. 2009
- [2] Th. Windisch, W. Hofmann, "Verlustminimierung einer geregelten PMSM mit Reluktanzeffekt als Fahrmotor für einen Serienhybrid", ETG-Fachtagung und Elektromobilitäusstellung - EMA, ETG Fachbericht 126, pp. 127-132, 2010
- [3] Mohamed, Y.A.-R.I, Lee, T.K, "Adaptive Self-Tuning MTPA Vector Controller for IPMSM Drive System", IEEE Transactions on Energy conversion, vol. 21, no. 3, September. 2006

Optimierung zur Kompensation von Parameterschwankungen für PM-Maschinen mit vergrabenen Magneten

Dipl.-Ing. Thomas Windisch

Permanentterregte Synchronmaschinen mit im Rotor vergrabenen Magneten zeichnen sich durch ihre nichtlineare Drehmomentcharakteristik aus. Durch die magnetische Anisotropie im Rotor ergibt sich neben dem PM-Anteil ein zusätzlicher Reluktanzanteil im Drehmoment. Dieser hängt von den Induktivitäten in Längs- und Querrichtung und damit vom magnetischen Kreis ab. Bei hoch ausgenutzten Maschinen ergibt sich deshalb eine starke Sättigungsabhängigkeit des Drehmoments.

Für die energieeffiziente Regelung einer solchen Maschine, muss in jedem Betriebspunkt möglichst das Wertepaar (I_d^*, I_q^*) gefunden werden, welches das geforderte Drehmoment bei der aktuellen Drehzahl innerhalb der durch die Umrichterspeisung vorgegebenen Strom- und Spannungsgrenzen mit minimalen Verlusten einstellt [1]. Eine herkömmliche Regelungsstruktur, bei der die gesuchten Wertepaare in Tabellen im Block „Sollwertvorgabe“ hinterlegt sind, zeigt Figure 1.

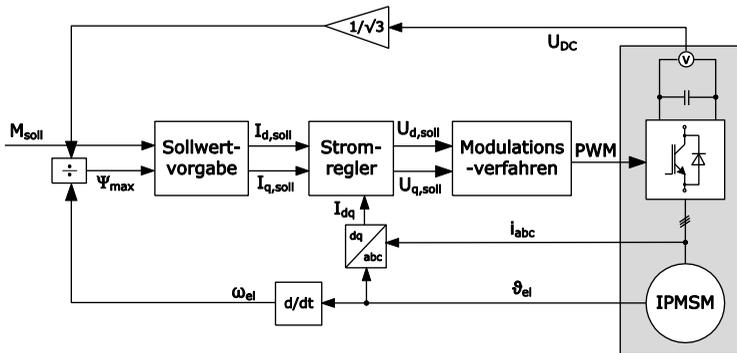


Figure 1: Conventional control structure

Vorabberechnung der verlustminimalen Stromsollwerte

Die Verluste im Antriebssystem (Maschine und Frequenzumrichter) sind bei sehr drehmomentstarken Antrieben in erster

Linie abhängig von der Höhe des Stroms durch die Ständerwicklungen. Somit lässt sich mit ausreichender Näherung jeweils der Punkt, der das Drehmoment mit minimalem Strom einstellt, als Verlustminimum bezeichnen (MTPA-Punkt, Maximum-Torque-per-Ampere).

Das mit nominellen Parametern auf analytischem Weg berechnete Drehmoment stimmt bei hoher Sättigung nicht mit der Realität überein [2]. Aus diesem Grund kann eine statische 2D-FEM-Berechnung des Magnetkreises vorgenommen werden, um auf die Flussdichten im Luftspalt und damit auf das Drehmoment zu schließen. Die Regelung der Maschine geschieht im rotorfesten, feldorientierten Koordinatensystem. Ihr liegt ein Grundwellenmodell zu Grunde. Eine Verfälschung der mittleren Flussdichten durch Oberwellen im Luftspaltfeld und durch Nutharmonische, die nicht zur Bildung eines mittleren Drehmoments beitragen, muss ausgeschlossen werden. Aus diesem Grund muss die Berechnung mehrfach unter Drehung des Rotors vorgenommen werden. Der Rotor muss dabei so lange gedreht werden, bis seine Längsachse die Anzahl an Nuten überstrichen hat, die der Lochzahl entspricht. **Figure 2** zeigt beispielhaft Flusslinien und Flussdichte im magnetisch aktiven Teil der untersuchten Maschine. Stellen hoher Sättigung sind dunkel verfärbt, so in den Statorzähnen und an den Außenseiten der Magnete.

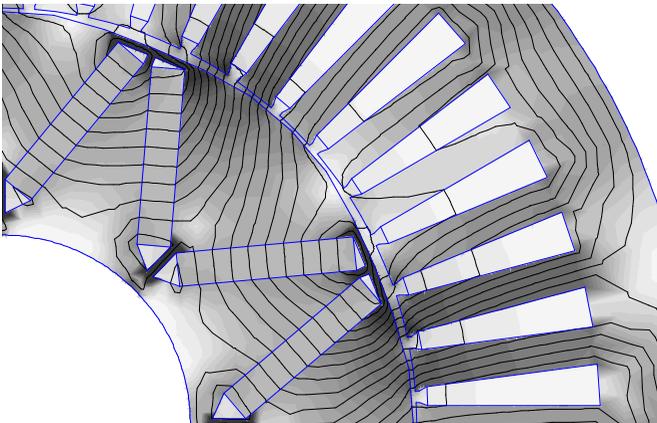


Figure 2: Flux density plot in rated conditions

Ist die Berechnung der Flussdichten erfolgt, kann durch Integration auf die Flussverkettungen und damit auf die Induktivitäten und das Drehmoment geschlossen werden. Nachdem die nichtlineare Drehmomentcharakteristik auf diese Weise ermittelt wurde, kann nun für jedes Drehmoment unter Lösung einer Optimierungsaufgabe ein Wertepaar (i_d^* , i_q^*) gefunden werden, welches das Drehmoment mit minimalem Strom einstellt.

Nachführung der Stromsollwerte, um Temperaturabhängigkeiten auszugleichen

Die Maschine soll unter schwankenden Außentemperaturen mit einer Luftkühlung betrieben werden. Der MTPA-Punkt ist abhängig von der Temperatur im Rotor, da die Remanenzflussdichte der Permanentmagnete mit steigender Temperatur abnimmt. Das hat zur Folge, dass bei steigender Temperatur ein höherer d-Strom vorgegeben werden sollte, um entsprechend mehr Reluktanzmoment ausnutzen zu können.

Im Rahmen einer Diplomarbeit wurde ein Verfahren untersucht, welches es möglich macht, den MTPA-Punkt automatisch nachzuführen und damit Temperaturschwankungen auszugleichen [3]. Mit Hilfe eines hochfrequenten Testsignals und anschließender Filterung des Drehmomentsignals wird auf die Lage des Arbeitspunktes relativ zum MTPA-Punkt geschlossen. Dabei muss das Drehmoment nicht gemessen werden, sondern kann in der Praxis aus der aufgenommenen Leistung ermittelt werden. **Figure 3** zeigt die veränderte Regelungsstruktur. Da die Zeitkonstanten der Erwärmung der Maschine sehr groß sind, kann die Aufschaltung des Testsignals und anschließende Korrektur des Stromwinkels hin zum MTPA-Punkt periodisch im Abstand von mehreren Minuten erfolgen. Die Funktion des Anpassungsalgorithmus wurde in einem Simulationsmodell untersucht, in dem die MTPA-Trajektorie mit nominellen Parametern vorgegeben wurde, das Modell der Maschine allerdings sättigungsbehaftet war. Das Ergebnis der Optimierung ist eine höhere Drehmomentausbeute bei gleichem eingepreßtem Strom, wie **Figure 4** zeigt.

Control Optimization for Maximum Efficiency of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines under Parameter Variations

Interior permanent magnet synchronous machines (IPMSM) show nonlinear torque characteristics. The magnetic anisotropy in the rotor provides an additional reluctance torque besides the pm-torque. This torque part depends on the inductances in direct and quadrature direction and therefore on the magnetic circuit. Thus highly exploiting this type of machine results in a strong dependency on magnetic saturation.

For the energy efficient control a set of reference currents (I_d^* , I_q^*) have to be found, that provides the torque set point within the voltage and current limits given by the inverter with minimal power losses [1]. A conventional control structure in which the reference currents are stored in look-up-tables is shown in **Figure 1**.

Pre-calculation of loss minimal current references

The power losses in the machine and the inverter depend foremost on the current in the stator windings regarding high torque drives. Therefore as a first approximation it is possible to constitute this operating point as a loss minimum that provides the torque with a minimal stator current (MTPA point, Maximum-Torque-per-Ampere).

The torque that one can calculate analytically using nominal parameters differs from the reality for high saturation [2]. For this reason a static 2D-FEM-calculation of the magnetic circuit can be made to determine the air gap flux density and the torque. The machine is controlled in field oriented coordinates based on a fundamental wave model of the machine. A false calculation of the average flux density due to harmonics in the air gap field has to be avoided. The harmonics also caused by stator slots and teeth don't contribute to an average torque. For this reason the calculation has to be executed repeatedly while turning the rotor. The rotor has to be turned until its direct axis swept over the number of stator slots per pole and stator winding strings. **Figure 2** shows flux lines and a flux density plot in the magnetic active part of the machine under

investigation. Areas of high magnetic saturation have a dark color, i.e. in the stator teeth and on the outer side of the magnets.

With the results of the flux densities the flux linkages and the inductances can be calculated by integration and finally the torque can be determined. After the nonlinear torque characteristics are identified, solving optimization problems gives sets of (I_d^*, I_q^*) that provide the desired torque with a minimal stator current.

Online-Optimization to compensate temperature dependencies

The machine shall operate under changing ambient temperatures with an innovative air cooling technique. The MTPA operating point depends on the temperature in the rotor, because the remanence flux density of the magnets decreases with rising temperature. Therefore with increasing temperature a higher direct axis current should be indicated to use more reluctance torque.

In a diploma thesis an algorithm was investigated that allows to track the MTPA operating point automatically and thus to compensate temperature variations [3]. With the help of a high frequency test signal and by filtering the answer in the torque signal the position of the operating point in relation to the MTPA point can be determined. The torque signal doesn't have to be measured but can be calculated from the active electrical power consumed by the machine. **Figure 3** shows the adapted control structure.

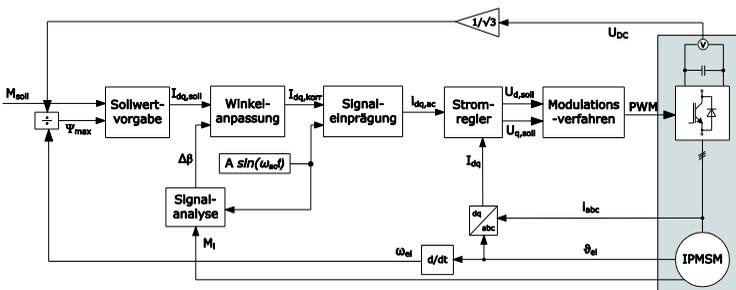


Figure 3: Adapted control structure with online optimization

Since the time constants of the machine warming are very high, the addition of the test signal and the correction of the current angle to the MTPA point can be executed periodically at intervals of several minutes.

The correct functionality of the algorithm was investigated using a simulation model in which the MTPA trajectory was indicated using nominal parameters but the machine model was implemented regarding saturation effects. The result of the online optimization is a higher torque production at the same current magnitude, as shown in Figure 4.

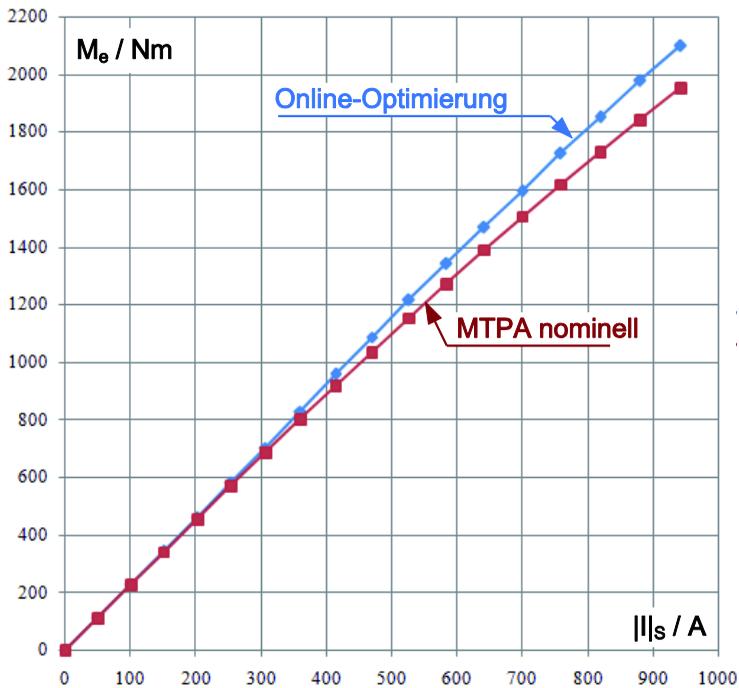


Figure 4: Higher torque per current determined with online optimization

References:

- [1] D. Pohlenz, J. Böcker: „Efficiency improvement of an IPMSM using maximum efficiency operating strategy“ in Proc. EPE/PEMC 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, September 2010
- [2] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, M. Trlep: “Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, pp. 1264-1271, October 2003
- [3] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, L. Sgarbossa: „Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, No. 1, pp. 105-114, February 2011

5 AUSSTATTUNG DES LEHRSTUHLS

Neben Arbeitsräumen für Diplomanden, Studienarbeiter, Gastwissenschaftler, IAESTE-Studenten, die mit modernster Büro- und Rechentechnik ausgestattet sind, verfügt der Lehrstuhl über eine Vielzahl von Versuchsständen für Forschung und Lehre.

- Lichthof (354 qm)
- 7 Forschungslabore (400 qm)
- 3 Lehr- und Praktikumslabore (112 qm)
- 1 PC-Pool

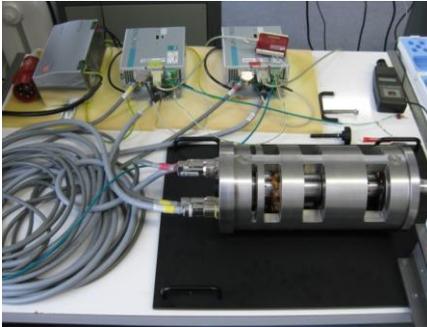


5.1 Forschungsversuchsstände

- Labor Energiesystemtechnik mit Netznachbildung, Filtertechnik und Modellanlage für Windenergie und zur Untersuchung von Netzzrückwirkungen



- Optimale Bewegungssteuerung mit Rotations- und Linearantrieben
- Matrixumrichter, Z-Source-Inverter
- Rechnergestützte Bewegungssteuerung: automatisierter Entwurf des Programmcodes für Steuergeräte
- Feldverteilung und Wirbelströme in massiven Rotoren
- Aktive Magnetlager
- Schleifringprüfstand
- Arbeitsplatz FEM-Modell der Vollpolmaschine
- Magnetlagerversuchsstand für die Lehre von Levitec (Praktikum geplant) Hochgeschwindigkeitsmagnetlager für Forschung, z.B. für Untersuchung von Rotorverlusten



- Feld- und Wirbelstromverteilung in Ständerdruckplatten
- Versuchsstand zur Messung des Wärmewiderstands von Wälzlagern
- Versuchsstand zur Messung der Verluste im quergekühlten Statorblechpaket



5.2 Lehrversuchsstände

- Schrittmotoren, Switched-Reluctance Motor
- Binäre Steuerungen in der elektrischen Antriebstechnik
- Antriebsregelung, Buskommunikation, technologisch verkettete Antriebe am Netz (4 stromrichter gespeiste Antriebssätze Gleichstrommotor - Drehstrommotor (je 10 kW)
- Drehstromtrafo
- Feldorientierte Regelung (sensorloser Betrieb)
- Stoßkurzschluss bei Synchronmaschinen
- Gleichstrom- und Drehstromstellantriebe
- Bewegungssteuerung, graphische Programmierung, Echtzeitcodegenerierung, Profibus (3 Drehstromstellantriebe)
- Weitere Versuchsstände zur Vertiefungsausbildung elektrische Maschinen und Antriebe in den Studiengängen Elektroenergie-technik und Mechatronik

5.3 Sonderausstattung

- Separate Netzeinspeisung 0...400 V über Stelltrafo, 100A
- Zwei Umformersätze 3x400 V, 190 kVA (bis 400 Hz) und 120 kVA (50 Hz / 60 Hz)
- Schwerlastversuchsfläche mit Zufahrt und Hallenkran (3 t)
- Pendelmaschinen zur Motorenprüfung
- Hochwertige Speicheroszilloskope (Bandbreite 600 MHz), Drehmomentmesswellen (2 Nm... 200 Nm), Power-Analyzer, Echtzeitrechensysteme (Fa. dSpace)

6 PERSONELLE BESETZUNG

Lehrstuhlinhaber

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann

Emeriti:

Prof. (i.R.) Dr.-Ing. habil. Peter Büchner

Prof. (i.R.) Dr.-Ing. Manfred Liese

Prof. (i.R.) Dr.-Ing. habil. Germar Müller

Sekretariat

Peggy Martin

Wissenschaftliche Mitarbeiter

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Gert-Helge Geitner

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Volkmar Müller

Dr.-Ing. Nicol Hildebrand

M. Sc. Arturo Arias

Dipl.-Ing. Thomas Bach

Dipl.-Ing. Falk Bahr

Dipl.-Ing. Henry Barth

Dipl.-Ing. Kenneth Benath

M. Sc. Li Chen

Dipl.-Ing. Jan Döring

Dipl.-Ing. Marco Festa

Dipl.-Ing. Erik Fleischer

Dipl.-Ing. Stephan Günter

Dipl.-Ing. Maik Hohmuth

Dipl.-Ing. Ahotondji Tomi Hermann Houenouvo

Dipl.-Ing. Jacob Jung

Dipl.-Ing. Henning Kasten

Dipl.-Ing. Frederick Klenke

Dipl.-Ing. Sebastian Krauß

M.Sc.E.E. Chi Dung Nguyen

M. phil. Van Binh Nguyen

Dipl.-Ing. Bastian Rückert

Dipl.-Ing. Jörg Schützhold

Dipl.-Ing. Gunar Steinborn

M. Sc. Rahmat Suryana

Dipl.-Ing. Stephan Tenner

Dipl.-Ing. Andreas Tröger

Dipl.-Ing. Thomas Windisch
Dipl.-Ing. Daniel Wöhner
Dipl.-Ing. Yuanpeng Zhang

Freie Mitarbeiter

Prof. (i.R.) Dr.-Ing. Heinz-Dieter Eberhardt
Prof. (i.R.) Dr.-Ing. habil. Germar Müller

Fachpersonal

Sylvia Schad
Dipl.-Ing. Axel Rusch

Doktoranden

Dipl.-Ing. Rufin Biandu
Dipl.-Ing. (FH) Christian Ehrenreich
Dipl.-Ing. Bernd Chebulski
Dipl.-Ing. (FH) Martin Eckart
Dipl.-Ing. Stephan Kunckel
Dipl.-Ing. Fouzey Salem
M.Sc. Sören Miersch

Praktikant

Thomas Salomon

Studentische Hilfskräfte:

Ludwig Schlegel, Robert Seifert, Ferdinand Rüger, Rico Hennig, Lauritz Berg, Gunar Steinborn, Martin Leubner, Alexander Bunzel, Zheng Cai, Marc Stübig, Stefan Ulbrich, Michael Elst

7 ANSCHRIFT

Postanschrift:

Technische Universität Dresden
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
Elektrotechnisches Institut
01062 Dresden

Sitz:

Helmholtzstr. 9
Görgesbau, Raum 206/207
01069 Dresden

Telefon, Fax, E-Mail:

Lehrstuhlinhaber: 0351-463-37634
wilfried.hofmann@tu-dresden.de
Sekretariat: 0351-463-33223
peggy.martin@tu-dresden.de
Fax: 0351-463-33655

Website: <http://ema.et.tu-dresden.de>

8 IMPRESSUM

Anbieter:

Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
Elektrotechnisches Institut
01062 Dresden

Kontakt:

Telefon: 0351-463-33186
Telefax: 0351-463-33655
e-Mail: sylvia.schad@tu-dresden.de

Verantwortlich:

Redaktion: Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner
Gestaltung und Betreuung: Sylvia Schad