



**TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DRESDEN**

Elektrotechnisches Institut

Prof. Dr.–Ing. W. Hofmann

JAHRESBERICHT ANNUAL REPORT	2010
----------------------------------------	-------------

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
2.2.1	Fakultät für Maschinenbau	13
2.2.2	Zusatzvorlesungen.....	13
2.3	Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten	13
2.4	Exkursionen	16
3	Öffentlichkeitsarbeit.....	17
3.1	Veröffentlichungen	17
3.2	Vorträge und Berichte.....	19
3.2.1	Lehrstuhl und Institut	19
3.2.2	National und International.....	32
4	Forschung	37
4.1	Forschungsprofil.....	37
4.2	Forschungsprojekte	37
4.3	Dissertationen	39
4.4	Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform ..	43
5	Ausstattung des Lehrstuhls.....	105
5.1	Forschungsversuchsstände.....	105
5.2	Lehrversuchsstände.....	107
5.3	Sonderausstattung	107

6	Personelle Besetzung	109
7	Anschrift.....	111
8	Impressum	113

1 VORWORT

Liebe Kollegen, Mitarbeiter und Freunde,

mit dem Jahresforschungsbericht 2010 wollen wir wieder eine Bilanz des letzten Jahres vorlegen.

Die Neustrukturierung des Lehr- und Forschungsgebiets nach der Zusammenlegung der Fachgebiete Maschinen und Antriebe ist nahezu abgeschlossen. Die Mitarbeiterzahl am Lehrstuhl ist inzwischen auf 33 Mitarbeiter angestiegen. Viele interessante Projekte konnten abgeschlossen oder neu in Angriff genommen werden, die von der DFG, der AiF und vom BMBF über mehrere Jahre gefördert werden. Darüber hinaus wird das Team des Lehrstuhls verstärkt durch externe Promovenden, deren Themen eng mit den eigenen Projekten verknüpft werden konnten.

Hervorzuheben sind stellvertretend die Grundlagenarbeiten zur Kühlung und energieeffizienten Regelung kompakter Fahrmotoren im Regionalen Wachstumskern Autotram (schienenlose Straßenbahn), die einen Beitrag zur Modellregion Sachsen für umweltfreundlichen Nahverkehr leisten werden. Die Kooperationen mit dem ostdeutschen Elektromaschinenbau konnte ausgebaut und vertieft werden.

Die wissenschaftlichen Kontakte im nationalen und internationalen Rahmen zur TU Darmstadt, Institut für Elektromagnetische Energiewandlung; zur UFMG - Federal University of Minas Gerais in Brasilien und zum Nagoya Institute of Technology in Japan wurde durch



eine gemeinsame Seminarwoche, Workshops bzw. Wissenschaftlerausaustausch gefestigt.

Bei den Lehraufgaben konzentriert sich der Lehrstuhl auf die beiden grundständigen Diplomstudiengänge Elektrotechnik und Mechatronik. Damit werden die Studenten in gewohnter Qualität zum Diplomabschluss geführt.

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

Ihr

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'W. Hofmann', with a long, wavy flourish extending to the right.

W. 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)

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

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; Pulstellergespeiste Gleichstromantriebe; Drehzahlsteuerung von Drehstrom-Asynchronantriebe; Spannungsgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe; Frequenzgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe; Steuerung von Drehstrom-Synchronantrieben; Stell- und Schrittantriebe

Regelung von Antrieben :

Antriebsregelungen; Geregelte Gleichstromantriebe, Geregelte 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

Geregelte 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 und Elektroenergietechnik

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; Netzurückwirkungen 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 Elektroenergietechnik; 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 Elektroenergietechnik (EET)

Elemente des Antriebssystems

Energetische Komponenten; Informationstechnische Komponenten des Antriebssystems; Signalverarbeitungseinheiten.

Automatisierte Drehstromantriebe

Umrichterspeisung frequenzgesteuerter Antriebe; Pulssteuerverfahren 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.

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

Technische Systeme (1/1/1)

Struktur Energietechnischer Systeme, Modellbildung für ereignisdiskrete, zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Systeme

me, 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 Motorspeisequellen, 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 Trans-

formatoren: Kernausslegung, 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

2.2.1 Fakultät für Maschinenbau

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

2.2.2 Zusatzvorlesungen

Dipl.-Ing. M. Kroll, Fa. LEVITEC Lahnau
Hochtourige Magnetgelagerte Antriebe

2.3 Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten

DIPLOMARBEITEN

Falk Bahr

„Inbetriebnahme eines Hochgeschwindigkeitsmagnetlagers“.

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Martin Bruns

„HGÜ-Netzanbindung von Offshore Windparks mit Voith WinDrive-Turbinen“

Betreuer: Dr.-Ing. B. Rabelo

Stefan Leidenfrost

„Gekoppelte Netzwerke zur Berechnung elektrischer, magnetischer, thermischer und strömungsmechanischer Vorgänge in elektrischen Maschinen“.

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Eike Jenßen

„Untersuchungen zur indirekten Leistungsregelung mit Raumzeigermodulation zur Minimierung der Gleichtaktspannung von doppelt gespeisenden Asynchrongeneratoren“.

Betreuer: Dipl.-Ing. B. Rückert

Jan Döring

„Schieflaststrom- und Temperaturverteilung in Turbogeneratorläufern“.

Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Bach

Frank Paetow

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

Betreuer: MSc. A. Arias

Da Li

„Untersuchungen zur energieoptimalen Steuerung von Asynchronservoantrieben“.

Betreuer: Dipl.-Ing. F. Klenke

Hunag He

„Thermisches Netzwerkmodell vergossener Wicklungsköpfe“.

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Gunar Steinborn

„Bewertung der Messergebnisse eines Wasserkraftgenerators hinsichtlich einer Bestimmung der Druckplattenverluste“.

Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Christina Hufenbach

„Untersuchung der Rotorverluste in einer Hochgeschwindigkeitsmagnetlagerung“.

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Marton Kottra

„2-Level Impedanz-Zwischenkreisinverter für einen Fahrmotor in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen“.

Betreuer: Dipl.-Ing. St. Tenner

Frank Hartmann

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

Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Windisch

STUDIENARBEITEN

Paul Linder

„Modellaufbau, Simulation und Untersuchung eines Antriebsstranges von Hybridfahrzeugen“.

Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Windisch

Norman Schwingal

„Regelungskonzepte für doppeltespeiste Asynchrongeneratoren im Synchronarbeitspunkt“.

Betreuer: Dr.-Ing. B. Rabelo

Frank Hartmann

„Regelungskonzepte für doppeltespeiste Asynchrongeneratoren im Synchronarbeitspunkt“.

Betreuer: Dipl.-Ing. Fleischer

Chen Yongliang

„Aufbau eines Experimentiersystems eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors“.

Betreuer: Msc. L. Chen

Stefan Tröger

Aufbau einer einachsigen aktiven Magnetlagerung für Demonstrationszwecke

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Marcel Kranich

Mechanische Berechnung quer berippter Statorblechpakete

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Martin Leubner

Entwurf, Optimierung und Implementierung einer Drehzahlregelung für Asynchronantriebe mit Direct Torque Control (DTC) und Matrixumrichterspeisung

Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß

Torsten Pirke

Untersuchungen zu 3-Level Impedanz-Zwischenkreisinverter

Betreuer: St. Tenner

2.4 Exkursionen

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

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

3 ÖFFENTLICHKEITSARBEIT

3.1 Veröffentlichungen

- [1] Kömürgöz, G.; Geitner, G.-H.: Power Flow Oriented Modelling for Teaching Modelling of Dynamical Systems", International Journal for Knowledge, Science and Technology (IJKST), April 2010, Nr. 2, Vol. 1; pp. 15-21 (ISSN: 1889-7762).
- [2] Geitner, G.-H.: The Bond Graph - an excellent modelling tool to study abstraction level and structure comparison, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) 2010, Lille (France), 7 pp., data carrier (ISBN: 978-1-4244-8218-4).
- [3] Mendes, V. M.; Souza, C.V.; Silva, S.R.; Rabelo, B.; Krauß, S.; Hofmann, W.: Behavior of Doubly-Fed Induction Generator During Symmetrical Voltage Dips - Experimental Results, International Symposium on Industrial Electronics - ISIE, Bari, Italy, 2010.
- [4] Chen, L.; Hofmann, W.: Design Procedure of Bearingless High-speed Switched Reluctance Motors, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion - SPEEDAM, Pisa, Italy, p. 1442-1447, 2010.
- [5] Chen, L.; Hofmann, W.: Analysis of Radial Forces Based on Rotor Eccentricity of Bearingless Switched Reluctance Motors, International Conference on Electrical Machines - ICEM, Rom, Italy, 2010.
- [6] De Doncker, R.; Hofmann, W.; Mertens, A.; Schäfer, U.: VDE Studie: Elektrofahrzeuge; Bedeutung, Stand der Technik, Handlungsbedarf, 256 Seiten, 2010.
- [7] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Inter-laminar Flux and Eddy Current Losses in a Circumferentially Cooled Stator Core, International Conference on Electrical Machines - ICEM, Rom, Italy, 2010.
- [8] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Advances in Power Density and Efficiency — Circumferentially vs. Conventionally Cooled Electric Motors, International

Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS, 2010.

- [9] Hofmann, W.: Pulssteuerverfahren mit minimierter Gleichtaktspannung, ETG-Workshop Stromrichter-gespeiste Elektromaschinen, Hannover, 2010.
- [10] Kasten, H.; Hofmann, W.: Optimal Number of Strands in Electrical Medium-Frequency Machines, International Conference on Electrical Machines - ICEM, Rom, Italy, 2010.
- [11] Klenke, F.; Hofmann, W.: Energieeffiziente Bewegungssteuerung schwingfähiger Antriebssysteme, SPS-IPC Drives, Nürnberg, 2010.
- [12] Krauß, S.; Hofmann, W.: A Matrix Converter Based Induction Machine Drive with Direct Torque, Flux and Charge Control, International Power Electronics and Motion Control Conference - EPE-PEMC, Ohrid, Macedonia, T3-59-65, 2010.
- [13] Rabelo, B.; Hofmann, W.: Doubly-fed Induction Generator Drives for Wind Power Plants in Wind Power, Hrsg.: Muyeen, S. M., Intech, pp. 114-140, 2010.
- [14] Rückert, B.; Hofmann, W.: Enhanced Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generator, International Power Electronics and Motion Control Conference - EPE-PEMC, Ohrid, Macedonia, T3-27-33, 2010.
- [15] Tenner, S.; Hofmann, W.: A Comparison of Z-Source NPC and Z-source 2-Level Inverter, VDE-Kongress, 2010.
- [16] Windisch, Th.; Hofmann, W.: Verlustminimierung einer geregelten PMSM mit Reluktanzeffekt als Fahrmotor für einen Serienhybrid, . ETG-Fachtagung und Elektromobilausstellung - EMA, ETG Fachbericht 126, Seiten 127-132, 2010.

3.2 Vorträge und Berichte

3.2.1 Lehrstuhl und Institut

VORTRÄGE

26.01.2010

J. Dong

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

"Berechnung des magnetischen Leitwerts des Luftspalts für einen neuen lagerlosen geschalteten Reluktanzmotor".

X. Wang

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

"Entwurf eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors (GRM) mit einer Einschichtwicklung".

01.02.2010

Vorträge zum Oberseminar

C. Hufenbach

"Aktuelle Entwicklungen zum Thema Lagerströme".

P. Lindner

"Elektrische Fahrzeuge - Trends und Herausforderungen".

S. Troger

"Aktuelle Trends in der Magnetlagertechnik".

02.02.2010

Vorträge zum Oberseminar

F. Abdalla

"Anforderungen an die Leistungselektronik durch Anwendungen im KFZ".

F. Hartmann

"Wide bandgap semiconductors (SiC/GaN) - The Future?".

12.02.2010

Dipl.-Ing. H. Kasten

Forschungsvortrag zum Thema:

„6-phasige Wicklungen für hochoberfrequente permanentenerregte Synchronmaschinen“.

Dipl.-Ing. A. Singer

Forschungsvortrag zum Thema:

„External Reactive Power Compensation of Permanent Magnet Synchronous Generator“.

16.03.2010

M. Bruns

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„HGÜ-Netzanbindung von Offshore Windparks mit Voith WinDrive-Turbinen.“

M. Sc. Victor Flores Mendes

- UFMG Belo Horizonte/ Brasilien

Forschungsvortrag zum Thema:

“Behavior of Doubly Fed Induction Generator During Symmetrical and Asymmetrical Voltage Sags*.”

26.03.2010

Dr. Eng. Kenta Seki

Nagoya Institute of Technology, Japan

Forschungsvortrag zum Thema:

“Motion Control of Shaking Table: Application to Earthquake Simulator“.

16.04.2010

Dipl.-Ing. S. Krauß

Forschungsvortrag zum Thema:

“Der Matrixumrichter als Stellglied für Asynchronmaschinen mit direkter Drehmomentregelung (DTC).“

30.04.2010

Dipl.-Ing. (FH) S. Günther

HTW Dresden

Forschungsvortrag zum Thema:

“Sensorlose Regelung permanentmagneterregter Synchronmaschinen”.

07.05.2010

Dipl.-Ing. B. Cebulski

IAV GmbH, Chemnitz

Forschungsvortrag zum Thema:

“Lagegeberlose Konzepte zur Regelung von Synchronmaschinen”.

19.05.2010

F. Bahr

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

“Inbetriebnahme eines Hochgeschwindigkeitsmagnetlagers.”

E. Jenßen

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

“Untersuchungen zur indirekten Leistungsregelung mit Raumzeigermodulation zur Minimierung der Gleichtaktspannung von doppeltspeisenden Asynchrongeneratoren.”

21.05.2010

Dipl.-Ing. M. Schramm

Siemens AG, Corporate Technology, Erlangen

Forschungsvortrag zum Thema:

“Bewegungsgrößenerfassung in magnetgelagerten Antrieben mit berührungslosen magnetischen Sensoren.”

04.06.2010

F. Paetow

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

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

J. Döring

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Schieflaststrom- und Temperaturverteilung in Turbogeneratorläufern.“

08.06.2010

S. Leidenfrost

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Gekoppelte Netzwerke zur Berechnung elektrischer, magnetischer, thermischer und strömungsmechanischer Vorgänge in elektrischen Maschinen.“

11.06.2010

Dipl.-Ing. F. Klenke

Forschungsvortrag zum Thema:

„Energieoptimale Steuerung schwingfähiger Systeme.“

Dipl.-Ing. (FH) A. Tröger

Forschungsvortrag zum Thema:

„Low Energy Living - Energieeffiziente Antriebskonzepte.“

16.06.2010

Dipl.-Ing. T. Schuhmann

Forschungsvortrag zum Thema:

„Optimale Zustandsschätzung und -regelung an einem aktiven Radialmagnetlager.“

Dipl.-Ing. E. Fleischer

Forschungsvortrag zum Thema:

„Einsatz von Pulververbundwerkstoffen in aktiven Magnetlagern.“

09.07.2010

Dipl.-Ing. A. Arias

Forschungsvortrag zum Thema:

„Modellierung und Entwurf eines Z-Source-Wechselrichters.“

Dipl.-Ing. S. Tenner

Forschungsvortrag zum Thema:

„Antriebslösungen mit Impedanz-Zwischenkreisinvertern in Elektrofahrzeugen.“

14.07.2010

G. Steinborn

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Bewertung der Messergebnisse eines Wasserkraftgenerators hinsichtlich einer Bestimmung der Druckplattenverluste.“

23.07.2010

Dipl.-Ing. D. Wöhner

Forschungsvortrag zum Thema:

„Auslegungsberechnung von Schenkelpolmaschinen mit Massivpolen.“

06.08.2010

Dipl.-Ing. B. Rückert

Forschungsvortrag zum Thema:

„Messungen zur direkten Leistungsregelung von doppelt gespeisenden Asynchrongeneratoren mit eliminierten Gleichtaktspannung.“

M. phil. Van Binh Nguyen

Forschungsvortrag zum Thema:

„Schwingungsdämpfungskonzept für doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren im Synchronarbeitspunkt.“

11.08.2010

J. Döring

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„Schieflaststrom- und Temperaturverteilung in Turbogeneratorläufern.“

N. Schwingal

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

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

22.09.2010

H. Huang

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Thermisches Netzwerkmodell vergossener Wicklungsköpfe.“

Y. Zhang

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

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

24.09.2010

F. Bahr

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„Inbetriebnahme eines Hochgeschwindigkeitsmagnetlagers.“

C. Hufenbach

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Untersuchung der Rotorverluste in einer Hochgeschwindigkeitsmagnetlagerung.“

28.09.2010

M. Kottra

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

„Antriebsumrichter für einen Fahrmotor in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen.“

01.10.2010

E. Jossen

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„Untersuchungen zur indirekten Leistungsregelung mit Raumzeigermodulation zur Minimierung der Gleichtaktspannung von doppelt gespeisenden Asynchrongeneratoren.“

F. Hartmann

Diplomzwischenvortrag zum Thema:

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

14.10.2010

M. Bruns

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„HGÜ-Netzanbindung von Offshore Windparks mit Voith WinDrive-Turbinen.“

29.10.2010

Dipl.-Ing. (FH) M. Eckart

Forschungsvortrag zum Thema:

„Modelle für das thermische Feld innengekühlter Außenläufermaschinen.“

Dipl.-Ing. (FH) S. Miersch

Forschungsvortrag zum Thema:

„Strömungs- und Wärmeübergangsberechnung für die Innenkühlung von Außenläufermaschinen.“

12.11.2010

Dipl.-Ing. T. Windisch

Forschungsvortrag zum Thema:

„Energieoptimale Regelung eines synchronen Fahrantriebs mit Kompensation von Sättigungseffekten.“

M. Sc. V. F. Mendes

Forschungsvortrag zum Thema:

„Enhanced Control of Doubly Fed Induction Generator during Voltage Sags.“

19.11.2010

Dipl.-Ing. J. Jung

Forschungsvortrag zum Thema:

„Systemsimulation elektromechanischer Wandler auf Basis der magnetischen Koenergie.“

Dipl.-Ing. K. Benath

Forschungsvortrag zum Thema:

„Effiziente Wickelantriebe mit stufenlos variabler Getriebeübersetzung.“

03.12.2010

Dipl.-Ing. J. Schützhold

Forschungsvortrag zum Thema:

„Energiemonitoring einer FPC4 Verpackungsmaschine und Ansätze zur Leistungsflussoptimierung.“

Dipl.-Ing. A. Tröger

Forschungsvortrag zum Thema:

„Untersuchung der magnetischen Induktion in Außenläufer Permanentmagnet – Synchronmaschinen.“

10.12.2010

Dipl.-Ing. M. Hohmuth

Forschungsvortrag zum Thema:

„Gekoppelte Netzwerke zur Berechnung elektrischer, magnetischer, thermischer und strömungsmechanischer Vorgänge in elektrischen Maschinen.“

C. D. Nguyen, M.Sc.E.E.

Forschungsvortrag zum Thema:

„Forschungsvortrag zum Thema: Model Reference adaptive Control of Robot Manipulator using Exact Linearization.“

17.12.2010

M. Sc. L. Chen

Forschungsvortrag zum Thema:

„Lagerloser geschalteter Reluktanzmotor mit Zahnwicklungen.“

G. Steinborn

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„Bewertung der Messergebnisse eines Wasserkraftgenerators hinsichtlich einer Bestimmung der Druckplattenverluste.“

21.12.2010

M. Kottra

Diplomabschlussvortrag zum Thema:

„2-Level Impedanz-Zwischenkreisinverter für einen Fahrmotor in elektrisch angetriebenen Fahrzeugen.“

DOKTORANDENSEMINAR 15.09. – 19.09.2010

Um einer Vielzahl von Doktoranden und Mitarbeitern die Möglichkeit zu geben, sich in Form von Vorträgen und Diskussionsrunden weiterzubilden, wird gemeinsam mit der TU Darmstadt jährlich eine Seminarwoche veranstaltet.

Die diesjährige Seminarwoche, fand im Kloster St. Marienthal statt.

Das Kloster St. Marienthal kann auf ein über 770-jähriges ununterbrochenes Bestehen zurückschauen. Getreu des monastischen Mottos "ora et labora" (bete und arbeite) leben hier seit 1234 bis heute die Schwestern nach den Regeln des heiligen Benedikts und den Satzungen des Zisterzienserordens.

Trotz des größten Hochwassers aller Zeiten, das am Wochenende vom 07.08. und 08.08.2010 das Kloster St. Marienthal heim suchte, konnte wie geplant unsere Seminarwoche im September stattfinden. Gewaltigen Wassermassen hatten Türen und Fenster eingedrückt, Tore und Mauern stark beschädigt, Wege und Anlagen schwer zerstört, Inneneinrichtungen und Geräte / Maschinen komplett vernichtet. Die Flut hinterließ Schäden in Millionenhöhe im und am vor kurzem fertig sanierten Klosterensemble. (Quelle: Homepage)



- Arias, Arturo: Modellierung und Entwurf eines Z-Source-Wechselrichters
- Barth, Henry: Entwurf und Aufbau eines Versuchsstandes zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens von Halbleiterbauelementen (Si, SiC)
- Benath, Kenneth: Energieoptimale Bewegungsteuerung mit variabler Getriebeübersetzung
- Chen, Li: Lagerloser geschalteter Reluktanzmotor mit Einschichtwicklung
- Eckart, Martin: Stationäres Wärmequellennetzwerk für den Nutbereich elektrischer Maschinen
- Festa, Marco: Vergleich von quergekühlten und wassermantelgekühlten Maschinen mit hoher Drehmomentdichte
- Fleischer, Erik: Untersuchungen zum elektrischen Übertragungsverhalten von Erdungsschleifkontakten
- Günther, Sebastian: Konzeption zur Erfassung lastabhängiger Lagefehler bei der sensorlosen Rotorlageermittlung an PMSM
- Hildebrand, Nicol: Stromrichter mit integrierten Energiespeichern für hochpolige Reluktanzmotoren
- Houenouvo, A. T. Hermann: Meine Heimat - Benin
- Jung, Jakob: 2D-Modellierung des Nuttemperaturprofils
- Kasten, Henning: Methoden zur genaueren Berechnung der Schlingstromverluste
- Klenke, Frederik: Energieoptimale Steuerung schwingfähiger Antriebssysteme
- Krauß, Sebastian: Analyse des dynamischen Verhaltens bei direkter Drehmomentregelung von matrixumrichter- gespeisten Asynchronmaschinen
- Miersch, Sören: Berechnung des Kühlluftvolumenstromes für einen Kleinwindenergiegenerator mit Außenläufer

- Nguyen, Binh: Aktive Schwingungsdämpfung für doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren im Synchronbetrieb
- Rückert, Bastian: Erste Messergebnisse zur direkten Leistungsregelung von doppelt speisenden Asynchrongeneratoren mit eliminiertes Gleichtaktspannung
- Tenner, Stephan: Verluste im Z-Source Inverter
- Windisch, Thomas: Verlustminimaler Betrieb einer PMSM mit Reluktanzeffekt
- Wöhner, Daniel: Auslegungsberechnung von Schenkelpolmaschinen mit Massivpolen
- Elst, Michael: Wandler

Vorträge TU Darmstadt

- Dewenter, Stefan: Bestimmung der Motorbemessungswerte für ein elektrisch angetriebenes Straßenfahrzeug
- Funieru, Bogdan: Simulation of the Air Gap in 3D Models of Electrical Machines
- Gholizad, Hooshang: Variable Impedance Induction Motor
- Knopik, Thomas: Über die Verwendbarkeit von FEM-Simulationen (FLUX2D, FLUXskewed) bei der Auslegung von Norm-Asynchronmotoren
- Mink, Fabian: Energiewandlung der PM-Synchronmaschine
- Mirzaei, Mehran: Analysis of Contact Resistance Effect between Magnet Segments on Eddy Current Losses
- Munteanu, Gabriel: No-load Tests of a 40 kW High-Speed Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor
- Paradkar, Milind: Design of Wind PM Generators
- Wang, Jinou: Magnetisches Schweben mit Linux - Ein selbst aufgebautes "dSpace"
- Grimm, Robert: Electric Power Steering

SOMMERFEST ELEKTROTECHNISCHES INSTITUT

Am 24. Juni 2010 haben wir, nach einer kleinen Pause, die lange Tradition des Instituts-Grillens wieder aufleben lassen.

Auf die „Festwiese“ zwischen Hochspannungshalle und Elektrotechnischem Institut waren Professoren, Mitarbeiter, Ehemalige und Künstler ganz herzlich eingeladen.

Getränke und Speisen wurden gesponsert!



3.2.2 National und International

- ETG Workshop Stromrichter gespeiste Elektromaschinen, 08.02.2010, Hannover.
- 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), co-sponsored by IEEE Power Electronics Society (PELS) and IEEE Vehicular Technology Society (VTS), 01.-03.09.2010, Lille, France.
- EPE-PEMC 2010, International Power Electronics and Motion Control Conference, 01.09.-03.09.2010, Ohrid, Republic of Macedonia.
- ICEM 2010- XIX International Conference on Electrical Machines, 06.09.-08.09.2010, Rome, Italy.
- SPEEDAM 2010, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion -, Pisa, Italy, 2010.
- EMA 2010 Elektromobilausstellung und Fachtagung, 08.10.-09.10.2010, Aschaffenburg.
- 4. Tagung Feinwerktechnische Konstruktion, 04.11.2010, Dresden,
- VDE Kongress 2010, 09.11.2010, Leipzig.

3.3 Kooperation

3.3.1 Forschung und Lehre

IAESTE-Praktikantenprogramm

- Santos Estevam Ribeiro do, Brasilien
- Mostajabi Amir Hossein, Iran
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten
- Soni Miraj, Kanada
Betreuer: Dipl.-Ing. L. Chen
- El Deeb Hassan Hossam Hassan, Ägypten
„DSP/Matlab-Programmierung“
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Baccouche Sami, Tunesien
„Modelling of a new Magnetic Bearing“
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Datwani Kartik, Indien
Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa
- Arongo Duque Carlos Andrés, Kolumbien
„Programmierung DSP“
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Toumbas Kyriakos, Griechenland
PCB Design for a Z-Source Inverter.“
Betreuer: Dipl.-Ing. A. Arias
- Agyapong-Nuni Malcolm, Sierra Leone
„Calculation of the efficiency of an inverter in electric vehicles for the driving cycle Nürburgring.“
Betreuer: Dipl.-Ing. St. Tenner
- Amir Hossein Mostajabi, Iran
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Kasten
- Kartik Datwani, Indien
„Design of Mechanical Parts of a Magnetic Bearing Test Rig“
Betreuer: Dipl.-Ing. M. Fest

- Wiktor Pytka, Polen
„Programming - Communication with DSP via Matlab-GUI“
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Ivo Emilov Mihalilov, Türkei
Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß
- Sahr G. Moiwa, Sierra Leone
Betreuer: Dipl.-Ing. J. Jung

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: Vorsitz des ETG-Fachausschusses 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: Industry Application Society; Power Electronics Society; Industrial Electronics Society
- Reviewer IEEE Transaction on Industrial Electronics
- 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-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. Generalized Space Vector Modulation for Impedance Source Inverters Applied to Fuel-Cell-Based Isolated Electric Power Generation
DFG - HO 1483/53-1, 2008 - 2011
2. Polradwinkelgesteuerter Drehstromgenerator mit gleichstromerregter rotorseitiger Drehstromwicklung und leistungsverzweigtem Getriebe für drehzahlvariable Windenergiewandler
DFG - HO 1483/47-1, 2008 - 2010
3. Direkte Leistungsregelung (DLR) zur Rotorspeisung von doppelt speisenden Drehstrom-Asynchrongeneratoren mit optimaler Gleichtaktspannungsbildung
DFG - HO 1483/43-1, 2006 - 2010

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 für Multispeicher-Hybridsysteme.
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 - 2010
2. Entwicklung des Generatorsystems für hybride Antriebstechnologien (Bombardier).
FhG IVS Dresden, 2008 - 2010
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, 2010.
6. Permanenterrregte Synchronmotoren für Hochgeschwindigkeitsanwendungen, LEVITEC GmbH, Lahnau, 2010.
7. Querkühlung für gehäuselose Drehstrommotoren. Hausforschung 2007 – 2010

SMWK

Entwurf und Optimierung von lagerlosen Motoren mit konzentrierten Wicklungen, Stipendium, 2006 - 2010

BMBF

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

AiF

Entwicklung einer fahrdynamikabhängigen Antriebssteuerung für straßentaugliche Elektrofahrzeuge. 2009 – 2012

4.3 Dissertationen

Marko Schramm

“Bewegungsgrößenerfassung in magnetgelagerten Antrieben mit berührungslosen magnetischen Sensoren.”

Heutzutage werden aktive Magnetlagersysteme aus wirtschaftlich Gründen meist nur in großen Antriebssystemen oder ganz speziellen Bereichen wie Vakuum- oder Reinraumtechnik eingesetzt. Für die berührungslose Erfassung der Lageposition des magnetisch gela-

gerten Rotors werden vorwiegend induktive, kapazitive oder Wirbelstromsensoren eingesetzt. Die statischen und dynamischen Übertragungseigenschaften bestimmen dabei maßgeblich die Performance einer Magnetlagerung. Bei kleinen Lagereinheiten liegen die Kosten für das Lagemesssystem oftmals über denen aller übrigen Systemkomponenten. Dies schränkte bisher die Akzeptanz von aktiven Magnetlagern bei den Serienherstellern ein.

In dieser Arbeit wird ein neuartiger, magnetischer Lagesensor vorgestellt, welcher einfach, robust und kostengünstig herstellbar ist und gleichzeitig die hohen Anforderungen an Messsysteme für die Magnetlagertechnik erfüllt. Das Wirkprinzip basiert auf Kompensationsstromwandlern und der Sensor kombiniert eine direkte Messung von Lage und Auslenkungsgeschwindigkeit. Dadurch können alle notwendigen Bewegungsgrößen für einen beobachterfreien Zustandsregler rauscharm und verzögerungsfrei bereitgestellt werden.

Theoretische Auslegungen in Form von analytischen und numerischen FEM-Berechnungen haben bereits im Vorfeld die prinzipielle Eignung für Magnetlageranwendungen bestätigt. Aus den Ergebnissen der Simulationen und Optimierungen wurden Sensorprototypen in heteropolarer und homopolarer Einbauweise konstruiert und aufgebaut. Zur Bestimmung der statischen und dynamischen Übertragungseigenschaften sind zahlreiche Tests und Messungen durchgeführt worden. Im Anschluss daran ist eine Lageregelung einer aktiven, radialen Magnetlagerstelle mit magnetischen Lagesensoren realisiert worden. Verschiedene Reglerkonzepte wurden untersucht und hinsichtlich des Übertragungsverhaltens miteinander verglichen.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass sich die untersuchten magnetischen Lagesensoren sowohl für Magnetlager als auch für zahlreiche mechatronische Anwendungen, wie Schwingungs- und Fehlerdiagnose von elektrischen Antrieben eignen. Es kann davon ausgegangen werden, dass die deutliche Kostenreduktion des Messsystems die Akzeptanz von aktiven Magnetlagern verbessern kann.

Amr Singer

“External Reactive Power Compensation of Permanent Magnet Synchronous Generator.”

Der sich nach wie vor in Deutschland stürmisch entwickelnden Windbranche wird in Zukunft das begrenzte Angebot an geeigneten Landstandorten Hindernisse in den Weg legen, die neben ökonomischen Folgen für die Binnenmarktentwicklung auf diesem Wirtschaftssektor auch ökologische Konsequenzen zeigen werden. Ein Ausweg, den prozentualen Stromverbrauch aus Windenergie gegenüber konventionellen Energieträgern weiter zu steigern, eröffnet sich mit verstärkter Offshore-Aufstellung von Windkraftanlagen mit hochpoligen Synchrongeneratoren bei Permanenterregung. Diese sind wegen ihrer Wartungsarmut und ihres besseren Wirkungsgrades trotz höherer Investitionskosten vorteilhaft.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Blindleistungskompensation bei permanenterregten Synchrongeneratoren. Der Synchrongenerator speist das Gleichspannungsnetz über einen Gleichrichter. Im drehzahlvariablen Betriebsverhalten können Nachteile auftreten. Die Folge ist, dass bei konstanter Gleichspannung und fester Erregung durch die Permanenterregung nur ein sehr kleiner Drehzahlbereich mit vernünftiger Drehmomentausbeute bedienbar ist. Die Ursache ist, dass

die Klemmenspannung sich mit steigendem Ankerstrom verringert.

Ein möglicher Ausweg ist eine variable Kompensationsspannung. Verschiedene Kompensationsverfahren wurden untersucht. Ein „Static Synchronous Series Compensator“ wurde als Blindleistungskompensation gewählt. Es stellte sich heraus, dass die Klemmenspannung konstant gehalten werden konnte. Ebenso wurde die Ausgangsleistung des Generators erhöht. Zusätzlich wurde in dieser Arbeit ein Vergleich für die benötigte Masse von Magneten bei verschiedenen Polradspannungen im Verhältnis zur Klemmenspannung bei einem 150-poligen Generator untersucht. Je höher die Polradspannung im Verhältnis zur Klemmenspannung desto größer fällt der Magnet aus.

Der Ankerstrom und die Klemmenspannung des Generators sind nicht sinusoidal, auf Grund des Gleichrichters. Um harmonische Komponenten abzusaugen, wurde eine Anordnung „Shunt-Passive-Filter“ eingesetzt. Die Anordnung „Shunt-Passive-Filter“ dient zur Verkleinerung der Kompensationsspannung und zur Verbesserung des Leistungsfaktors. In die Untersuchungen wurden Aufbau und Simulation der Windkraftanlage einbezogen.

Die Gesamtanlage besteht aus einem permanenterregten Synchrongenerator, einem Wechselrichter, einem Gleichrichter, drei Einphasentransformatoren und einem passiven Filter. Die Versuchsergebnisse beweisen, dass die Theorie mit der Simulation übereinstimmt.

4.4 Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform

Erik Fleischer

Einsatz von Pulververbundwerkstoffen in aktiven Magnetlagern

Im Rahmen des DFG-Projektes „Verlustarme magnetische Lagerung“ sollen erstmals Pulververbundwerkstoffe (Soft Magnetic Composites, SMC) in einer aktiven magnetischen Lagerung eingesetzt werden, um die Verluste im Rotor zu senken.

Diese Werkstoffe werden aus pulverisiertem Eisen hergestellt, dessen einzelne Körner mit einem Isolator beschichtet werden. Das Pulver wird zu einem fertigen Bauteil gepresst und anschließend wärmebehandelt. Das Resultat ist stark vergrößert in Figure 1 dargestellt.

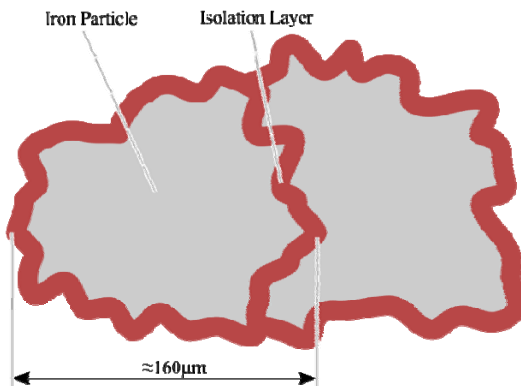


Figure 1: Soft Magnetic Composite

Die einzelnen Eisenkörner sind voneinander isoliert. Wirbelströme werden so wirksam unterdrückt. Allerdings wirkt die Isolationsschicht wie ein verteilter Luftspalt, der die Permeabilität deutlich vermindert.

SMC ist im Gegensatz zu Blechpaketen isotrop und erlaubt eine dreidimensionale Flussführung. Die Hystereseverluste

sind größer im Vergleich zu Elektroblechen [1], die mechanische Festigkeit und die Wirbelstromverluste geringer.

Die hohen Kosten für ein Presswerkzeug sind für den Prototypenbau meist nicht zu vertreten. Daher werden Einzelteile meist aus zylindrischen Rohlingen durch spanende Bearbeitung hergestellt. Es existierend spezielle SMC Materialien die dafür besonders gut geeignet sind [3].

Die geringe mechanische Festigkeit von SMC erfordert neue Konzepte für den Einsatz in Magnetlagern, welche speziell auf geringe mechanische Belastung ausgerichtet sind.

Die wesentliche Belastung des Rotors resultiert aus der Fliehkraft bei hohen Drehzahlen. Die auftretenden Spannungen können durch Verkleinern des Rotordurchmessers und Vermeiden von Bohrungen im Rotor stark reduziert werden [2]. Es kann daraus das in **Figure 2** dargestellt Grundprinzip für ein integriertes Radial-/Axiallager abgeleitet werden.

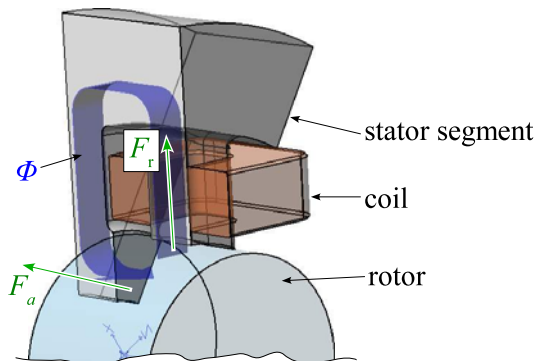


Figure 2: Integrated Radial-/Axial Bearing

Es besteht aus einem radialen Pol, der in **Figure 2** als Schnitt dargestellt ist, mit einer Wicklung. Der so erzeugte Fluss ϕ tritt radial aus dem Rotor aus und wird im Stator als homopolarer Fluss zur Stirnseite des Rotors geführt. Es können so mit einem Steuerstrom die Lagerkräfte F_r in radialer Richtung und F_a in axialer Richtung erzeugt werden.

Für ein vollständiges Radiallager werden 3 Statorsegmente mit einem Versatz von 120° verwendet. So können, wie in **Figure 3** dargestellt, drei radiale

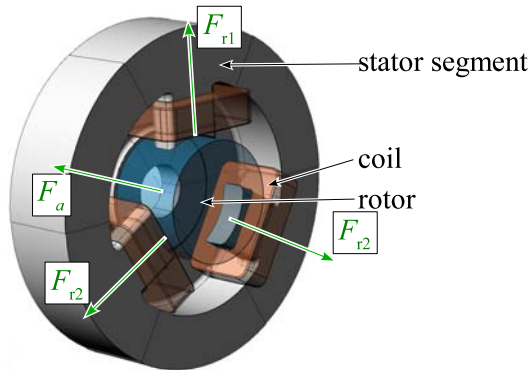


Figure 3: A Complete Radial Bearing

Kräfte F_{r1} , F_{r2} und F_{r3} erzeugt werden. Der Fluss durch den axialen Luftspalt wird aus der Summe der radialen Flüsse gebildet, d.h. die axiale Kraft F_a wird durch die Summe der drei Steuerströme gesteuert. Allerdings kann so nur eine Krafrichtung erzeugt werden.

Für eine 5-Achs-Lagerung können zwei solche gegenüber angeordnete Radiallager eingesetzt werden. So kann eine axiale Kraft in beiden Richtungen erzeugt werden.

Momentan wird ein solches Lager für eine radiale Nennkraft von 80N ausgelegt und soll mittels 3D-FEM nachgerechnet werden. Im nächsten Schritt wird ein geeigneter Lageregler auf Basis linearer PID-Regler und einer geeigneten Entkopplung entworfen werden. Auf Basis der bereits vorhandenen Konstruktion soll geklärt werden, in wie auf welche Weise die dreidimensionale Geometrie des Stators hergestellt werden

Application of Soft Magnetic Composites in Active Magnetic Bearings

Soft Magnetic Composites (SMC) will be applied for the first time to active magnetic bearings as part of the DFG-funded

project “Low Loss Magnetic Bearing” in order to reduce rotor losses.

Soft magnetic composites (SMC) are manufactured from iron powder, whose particles are insulated individually. Parts are made from the powder by compaction followed by heat treatment. **Figure 1** shows the resulting structure of the material.

On the one hand the insulation between the iron particles inhibits eddy currents. On the other hand this insulation acts like a distributed air gap diminishing permeability.

Because of the high tooling cost for the compaction step, it is hardly feasible to build research prototypes this way. The most common approach is to machine standard blanks. This requires a special SMC material suitable for machining [3].

SMC differs from conventional laminations in its 3D-flux capability, lower eddy current losses, higher hysteresis losses and lower mechanical strength. Because of this a new bearing structure is required for applying the material in magnetic bearings.

The main stress in the rotor is caused by centrifugal forces at high rotational speeds. This stress can be reduced by using a smaller rotor diameter or by avoiding holes [2]. From this one can derive the structure of an integrated radial/axial bearing as shown in **figure 2**.

It consists of a radial pole shoe and a coil, shown as cross-section view in **figure 2**. The flux ϕ leaves the rotor in radial direction and is flows as homopolar flux to the front side of the rotor. Thus this structure can generate both an axial and a radial bearing force with one control current.

For a complete radial bearing three such segments are arranged every 120° . This allows three radial forces F_{r1} , F_{r2} and F_{r3} to be generated. The axial flux is the sum of the three radial fluxes. Thus the axial force F_a is controlled by the sum of the three control currents. Nevertheless only one force direction can be generated this way.

A five-axis magnetic levitation can be realized using two opposite structures like the one just described. This way both axial force directions can be generated.

There is an ongoing effort to design such bearing structure for a nominal radial force of 80N. This design is going to be verified using 3D-FEM. After that, a position controller will be designed using a PID-algorithm and a suitable decoupling. In parallel we will investigate, how the three-dimensional structure of the stator can be manufactured and integrated into the construction of a five-axis magnetically levitated drive.

References

- [1] Lange, A.: Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe in elektrischen Maschinen großer Leistung. In: Pulvermetallurgie in Wissenschaft und Praxis Band 18 (2002), S. 247 – 266
- [2] Schweitzer, G.; Traxler, A.; Bleuler, H.: Magnetlager; Kapitel Festigkeitsprobleme bei hohen Drehzahlen. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag, 1993, S. 134 – 140
- [3] Andersson, O.: Advances in Soft Magnetic Composites - Materials and Applications, PowderMet, Juli 2009

Verlustminimierung geregelter Antriebe am Beispiel des Fahrmotors für ein Hybridfahrzeug

Ein elektrisches Antriebssystem besteht heute zumeist aus einem oder mehreren leistungselektronischen Stellgliedern, elektromechanischen Energiewandlern und der nötigen Sensorik und Rechentechnik inklusive der Regelung, die notwendig ist, um den gewünschten Betriebspunkt der Energiewandler einstellen zu können. Während der Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie treten naturgemäß sowohl elektrische, magnetische, als auch mechanische Verluste auf. Beim Entwurf einer Regelung für ein solches Antriebssystem stehen zunächst Betrachtungen zur Stabilität, Drehmomentengenauigkeit, Drehmomentenwelligkeit, Stromüberschwingungsgehalt, Einhaltung der elektrischen und mechanischen Betriebsgrenzen und zur Auswahl der leistungselektronischen und rechentechnischen Komponenten im Vordergrund. Jedoch werden in letzter Zeit vermehrt Anstrengungen unternommen, die Energieeffizienz nicht nur der Maschine, sondern des gesamten Antriebssystems zu verbessern. Das Ziel kann erreicht werden, indem der mittlere Wirkungsgrad über einen gesamten Lastzyklus (Fahrzyklus) betrachtet wird.

Als Beispiel eines elektrischen Antriebssystems soll ein Fahrzeug mit seriell-hybridem Antriebsstrang dienen (**Figure 1**). Es ergibt sich der Nachteil einer langen Wirkungsgradkette, weshalb die einzelnen Energiewandlungen mit minimalen Verlusten bewerkstelligt werden sollten, um den Systemwirkungsgrad möglichst hoch zu halten.

Unter verschiedenen Drehstrommaschinen hat die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) große Akzeptanz nicht nur bei Fahrzeuganwendungen gewonnen. Sie weist einen hohen Wirkungsgrad auf, hat eine geringe Geräuschentwicklung und hohe Robustheit. Eine PMSM mit vergrabenen Magneten im Rotor bietet darüber hinaus ein höheres Drehmoment bei gleichem eingepprägten Strom durch ihre Schenkeligkeit und der damit verbundenen Nut-

zung des Reluktanzeffekts. Außerdem besitzt sie eine glatte Rotoroberfläche und bessere Dynamik sowie leichtere Feldschwächbarkeit [2].

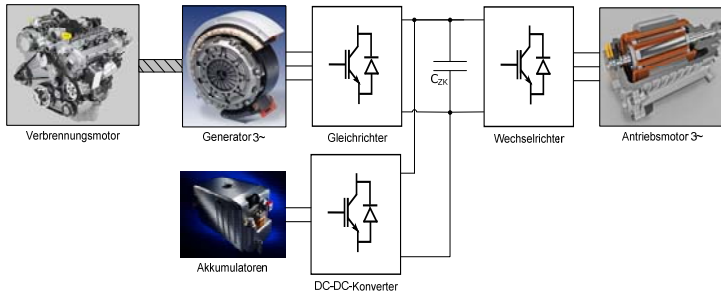


Figure 1: Example of a series hybrid vehicle drive train

Die feldorientierte Regelung, die mit Hilfe von PI-Stromreglern im rotorfesten Koordinatensystem eine unabhängige Drehmomenten- und Flussregelung erlaubt, hat sich etabliert. Im Falle einer PMSM mit Reluktanzeffekt müssen die Stromsollgrößen jedoch so gewählt werden, dass das geforderte Drehmoment mit minimalen Verlusten geliefert wird und die elektrischen Grenzen eingehalten werden. Dazu wurden zunächst die hauptsächlich auftretenden Verlustanteile bilanziert. Es entstehen Stromwärmeverluste in den Ständerwicklungen der Maschine und Hysterese- und Wirbelstromverluste durch die Ummagnetisierung im aktiven Eisenmaterial. Darüber hinaus treten im Wechselrichter am jedem leistungselektronischen Bauelement Durchlass- und Schaltverluste auf.

Unter Annahme eines stationären Vorgangs in Bezug auf die elektrische Kreisfrequenz (die elektrischen Zeitkonstanten sind sehr viel kleiner als die durch die Trägheit des Antriebsstrangs bestimmte mechanische Zeitkonstante) kann man alle Verlustanteile als Funktion der Ströme in Längs- und Querrichtung des Rotors bestimmen. Die Lösung der entstehenden Optimierungsprobleme für jede Drehzahl und jedes Drehmoment ergibt verlustminimale Stromsollgrößen, wie in **Figure 2** dargestellt. Diese können als Tabellen im Mikrocontroller abgespeichert werden, der die Stromregelung digital realisiert.

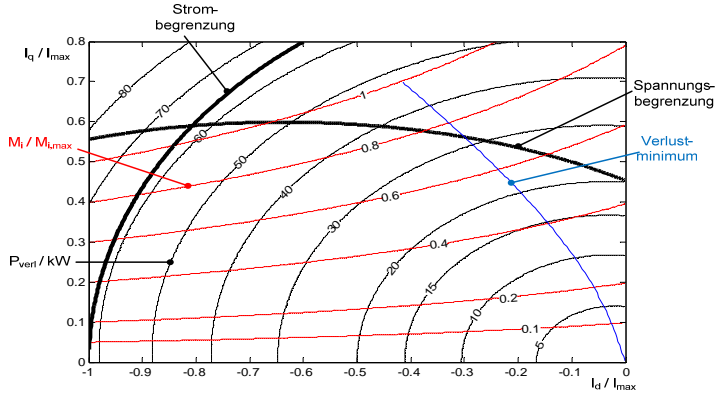


Figure 2: Total losses, torque characteristics and electric limitations at rated speed

Die bisherigen Berechnungen setzten unveränderliche Maschinenparameter wie Längs- und Querinduktivität, Wicklungswiderstand und permanentmagnetische Flußverketung voraus. Jedoch kann die Maschine so hoch ausgenutzt werden, dass magnetische Sättigung einen bedeutenden Einfluss gewinnt und die Induktivitäten somit abhängig vom Strom in Längs- und Querrichtung und unter Kopplung beider variieren [1]. Das hat einen Einfluss auf die Dynamik des Stromregelkreises und auf die Drehmomentencharakteristik, sowie damit auch auf die verlustminimale Trajektorie. Aus einer 2D-Finite-Elemente-Berechnung des Magnetkreises bei verschiedenen Strömen ist jeweils der Wert der Flußverketung im Luftspalt in Längs- und Querrichtung bekannt, wie **Figure 3** zeigt.

Aus diesen Kennfeldern lassen sich die Werte für die Induktivitäten berechnen, die nun wie die Verlustleistungen ebenfalls abhängig von den Strömen in Längs- und Querrichtung sind. Dadurch verschieben sich die Linien konstanten Drehmoments gegenüber **Figure 2** und das Drehmoment kann nun nicht mehr für jeden Punkt analytisch berechnet werden. Aus diesem Grund wird generell zu einer numerischen Berechnung in einem Gitter für eine ausreichend große Anzahl an möglichen Stromsollwerten übergegangen, zwischen denen linear interpoliert werden muss. Auch die Begrenzung durch die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters

verläuft nun nicht mehr ellipsenförmig, sondern unterliegt einer starken Nichtlinearität, wie **Figure 4** zeigt.

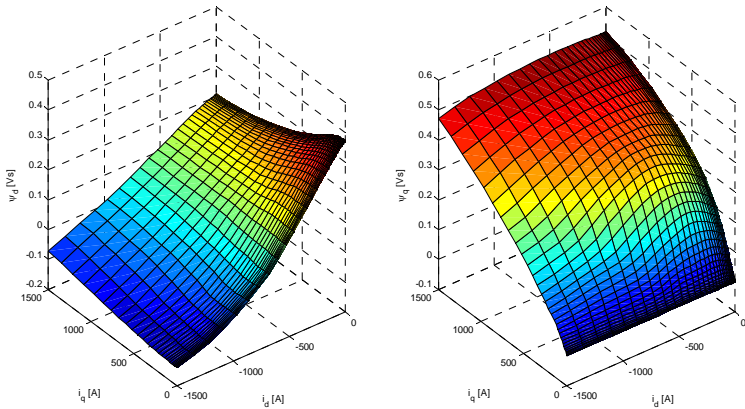


Figure 3: flux linkage as functions of the currents in d- and q-axis from a FEM-calculation

Bezieht man diese sättigungsabhängigen Parameteränderungen in die Berechnung der verlustminimalen Stromsollgrößen ein, so ergeben sich gegenüber **Figure 2** veränderte optimale Werte. Diese sind zusammen mit der Gesamtverlustleistung für eine Drehzahl in **Figure 4** dargestellt.

Loss-minimization of controlled drives using a hybrid vehicle drive train as an example

An electrical drive system today consists of one or more power electronic devices, electromechanical energy converters, sensors and control hardware including the digital control that is required to reach a certain operating point. During the conversion from electrical in mechanical energy, electrical, magnetic and mechanical losses occur. To develop a control for such a drive system aspects like stability, torque precision and ripple, current harmonics, electrical and mechanical limitations as well as the choice of components are most important. However in recent years more efforts have been made to improve energy efficiency not only of the machine but also regarding the whole drive. It is therefore important to maximise the efficiency of the energy conversion in every operating point.

As an example of an electric drive train, a series hybrid vehicle is shown in **Figure 1**. The disadvantage of the topology is its long chain of energy conversions. That is why every single conversion should be obtained with minimal losses to improve the system efficiency.

Among different three-phase machines the permanent-magnet synchronous machine (PMSM) has gained acceptance not only in vehicle applications. It has high efficiency, low noise and good robustness. The PMSM with burried magnets in the rotor moreover offers a higher torque-per-current ratio due to the saliency and the possibility to use the reluctance torque. Furthermore it has a smooth rotor surface, better dynamic characteristics and field-weakening operation is easier to achieve [2].

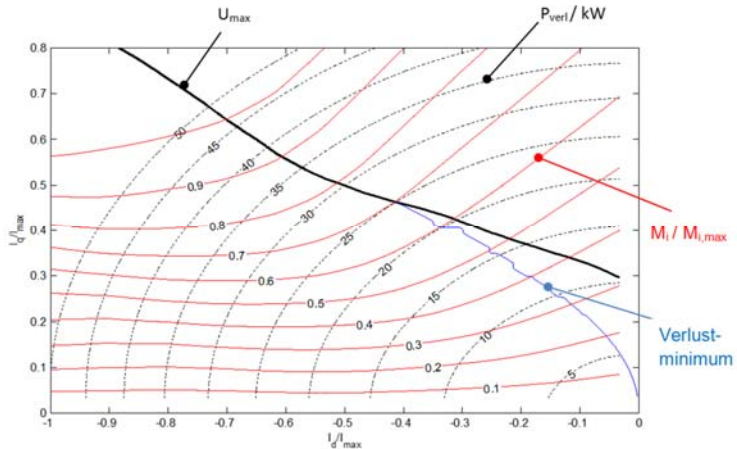


Figure 4: Total losses, torque characteristics and voltage limit with saturation effects

The field-oriented control that allows an independent control of current and flux with the help of proportional and integral controller in the rotor reference frame is established since several years. Applying the control to a PMSM with reluctance torque the current references must be chosen in a way so that the reference torque is achieved with minimal losses and so that the electrical limitations are satisfied. Therefore the mainly occurring losses have been calculated.

Copper losses are generated due to the resistance of the stator coils and iron losses occur due to hysteresis effects and eddy-currents in the magnetically active material. Furthermore there are conduction and switching losses in the inverter on single power electronic components.

Assuming a stationary process concerning the speed (the electrical time constant is much smaller than the mechanical, which is characterised by the high inertia of the drive system), one can determine all losses as functions of the currents in pole (d-) and in cross (q-) direction of the rotor. The solution of the optimization problem for every torque and speed provides current references that minimize the losses, as shown in **Figure 2**. The references can be stored as tables in the microcontroller that performs the digital current control.

All previous calculations were based on invariant machine parameters such as direct and cross inductance, stator-winding resistance and permanent magnet flux density. Due to the composition of the rotor with burried magnets in V-shape the flux distribution in the air gap differs from sinusoidal form. This can only be taken into account with a harmonic approach and therefore with an extension of the fundamental model [3].

The machine can be highly exploited so that magnetic saturation has a high impact. The inductances in d- and q- direction depend on the currents in both directions [1]. This has an influence on the dynamics of the current control, the torque characteristics and also the loss-minimal trajectory. The d- and q- flux density in the air gap is known from a 2D-Finite-Elements calculation with different currents, as shown in **Figure 3**.

From these characteristics the values for the inductances can be calculated. They are now dependent from the currents in both directions as well as the losses. Thus the contour lines of constant torque shift compared to **Figure 2** and the torque cannot be calculated analytically any more. For this reason all calculations must be done numerically in a grid for a large number of possible current references. Be-

tween the calculation points a linear interpolation can be used. The voltage limit due to the maximum voltage of the inverter does not show an elliptic shape any more but has strong non-linearities.

Taking into account the parameter variations due to magnetic saturation in the calculations of the minimal-loss current references, different optimal values are obtained. They are presented in **Figure 4** together with the resulting power losses for a given speed.

References

- [1] Stumberger, B.; Stumberger, G.; Dolinar, D.; Hamler, A.; Trlep, M.: Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, Sept. 2003
- [2] 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, Sept. 2006
- [3] Michel R.: Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren, Dissertation TU Dresden, 2009

Entwicklung und Auslegung eines Impedanz-Zwischenkreisinverters für ein batteriebetriebenes Elektrofahrzeug

Hochsetzende Inverter haben die für batteriebetriebene Elektrofahrzeuge nützliche Eigenschaft, die Spannung der Batterie wahlweise tief- oder hochzusetzen. Somit kann die elektrische Maschine mit einer hohen Bemessungsspannung aus einer Batterie mit kleinerer Eingangsspannung versorgt werden. Die Anzahl der Einzelzellen und die damit einhergehenden Symmetrierungsmaßnahmen können reduziert werden. Darüber hinaus können wechselnde Betriebszustände des Fahrmotors optimal an sich verändernde Ladezustände des Energiespeichers angepasst werden.

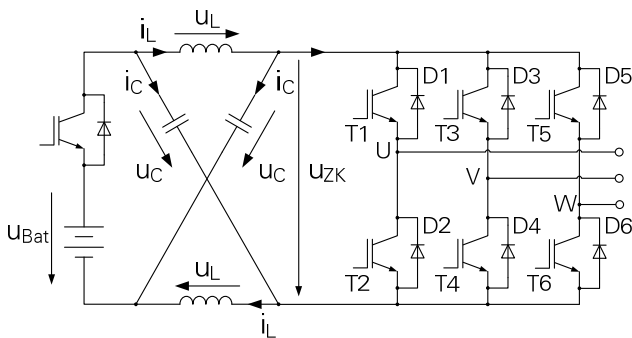


Figure 1: Z-Source 2-level inverter

Eine Möglichkeit, einen hochsetzenden Inverter zu realisieren, stellt der in [1] vorgestellte Inverter mit Impedanz-Zwischenkreis (Z-Source Inverter) dar. Der Z-Source Inverter (**Figure 1**) schließt bewusst den Zwischenkreis kurz, um die Batteriespannung hochzusetzen. Da der Kurzschluss des Zwischenkreises kein verbotener Zustand ist, welcher zur Zerstörung des Inverters führen kann, wird die Zuverlässigkeit des Inverters verbessert. Eine Totzeit zum Schutz des Inverters ist nicht mehr notwendig. Während des Hochsetzbetriebs sind die leistungselektronischen Bauelemente im Vergleich zu einem Wechselrichter mit Hochsetzsteller im Zwischenkreis einer zusätzlichen Belastung ausgesetzt. Die

zu sperrende Spannung ist während des Hochsetzbetriebes wesentlich höher.

Die aus dem Hochsetzbetrieb resultierenden Verluste sind in **Figure 4** dargestellt. Aufgrund der hohen Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter sind die Gesamtverluste durch Schaltverluste dominiert. Für den Betrieb des Z-Source Inverters muss aus diesem Sachverhalt eine Begrenzung der Schaltfrequenz und der Spannungsverstärkung abgeleitet werden. Der 3-Level Neutral Point Clamped (NPC) Inverter (**Figure 2**) eignet sich aufgrund von zwei Merkmale sehr gut für die geschilderten Anforderungen. Zum einen ist der Oberschwingungsanteil der Ausgangsgrößen niedriger und zum anderen müssen die leistungselektronischen Bauelemente nur noch die halbe Zwischenkreisspannung sperren. Die 3-Level Topologie besitzt noch weitere Vorteile, wie eine geringere Spannungsbelastung des Motors, eine geringere Gleichtaktspannung und wesentlich kleinere Schaltverluste [2].

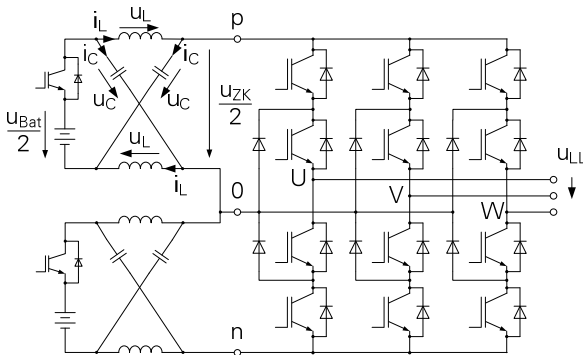


Figure 2: Z-Source 3-level NPC inverter

Multilevel-Inverter wurden bereits in verschiedenen Konfigurationen vorgestellt. **Figure 3** zeigt drei mögliche Topologien des NPC Inverters.

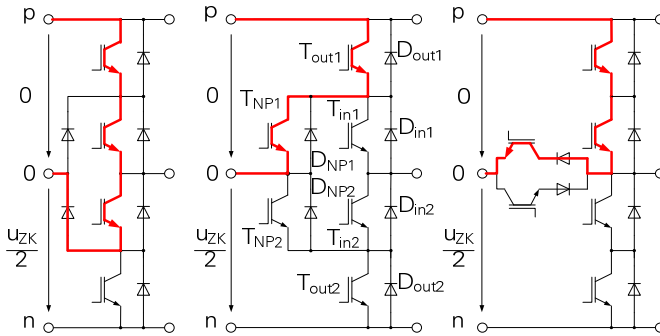


Figure 3: Shoot through of the upper Z-source network by a 3-level inverter with NPC diodes (left), active NPC inverter (middle) and Holtz' NPC inverter (right)

Wird beispielsweise ein Kurzschluss des oberen Impedanz-Zwischenkreises angenommen, sind beim 3-Level Inverter mit NPC Dioden und beim Holtz' NPC Inverter drei Transistoren und eine Diode pro Brücken­zweig beteiligt. Der Active NPC Inverter erfordert nur zwei leitende Transistoren. Darüber hinaus ist die ANPC Brücke weiterhin in der Lage, die Phase mit dem negativen Potential des Zwischenkreises zu verbinden. Somit kann der Kurzschluss über alle drei Phasen parallel erfolgen, was die Strombelastung im Leistungshalbleiter herabsetzt.

Die resultierenden Verluste des 3-Level ANPC Inverter mit Impedanz-Zwischenkreis sind in **Figure 4** über der Spannungsverstärkung dargestellt. Die Spezifikationen des Antriebs sind in **Table 1** aufgeführt. Im Vergleich zum 2-Level Inverter können die Verluste gesenkt werden. Darüber hinaus ist der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsgrößen kleiner (**Figure 5**), sodass die Schaltfrequenz reduziert werden kann. Aufgrund der reduzierten Schaltfrequenz können die Schaltverluste und damit die Gesamtverluste im Vergleich zum 2-Level Wechselrichter weiter gesenkt werden.

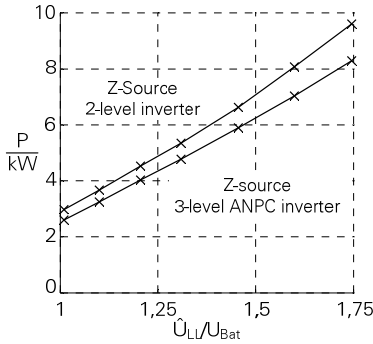


Figure 4: Simulated total losses of Z-source 3-level ANPC inverter and Z-source 2-level inverter

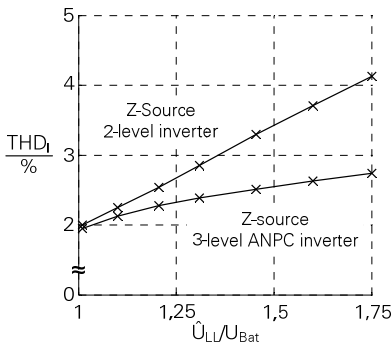


Figure 5: THD of Z-source 3-level ANPC inverter and Zsource 2-level inverter

Development and Design of a Z-Source Inverter for a battery supplied electric vehicle

For battery supplied electric vehicles, the dc-dc boosted inverter has the useful feature to either buck or boost the batteries voltage to a desired output voltage. Thus, the motor with its rated voltage can be energized from a battery with a small output voltage. The number of series connected cells and balancing measures of the battery pack can be reduced. Furthermore, a dc-dc boosted inverter allows an optimal adjustment of changing battery charge condition and the changing operating condition of the traction motor.

A single stage buck-boost conversion can be realized with the Z-source inverter, proposed in [1]. The Z-source inverter (**Figure 1**) intentionally utilizes a shoot-through state to boost the battery voltage. Since a shoot-through is not a forbidden state that can destroy the circuit, the reliability of the inverter is improved. The interlock time to protect the inverter can be eliminated. However, the semiconductors of the Z-source inverter experience additional stress during boost operation with respect to the DC-DC boosted VSI. The blocking voltage during boost operation is substantially higher. The resulting losses are shown in **figure 4**. Due to higher voltage stress, the total losses are dominated by switching losses. This fact leads to a limitation of switching frequency and voltage gain.

Three-level NPC inverters (**figure 2**) have two important attributes that make it well suited to the requirements. On the one hand, output waveform has a higher quality than a 2-level inverter, and on the other hand the power electronic devices are required to block only half of the dc-bus voltage. Furthermore, multilevel topologies offer additional benefits, such as lower voltage stress at cables and the motor, lower common-mode voltage, and substantially lower semiconductor switching losses [2]. Multilevel converters were proposed in several configurations. **figure 3** shows three topologies of the NPC Inverter. Assuming a shoot through of the upper Z-source Network, the 3-level inverter with neutral clamped diodes and the Holtz' NPC inverter require three conducting IGBTs and one diode. The active NPC (ANPC) inverter only involves 2 IGBTs. Furthermore the ANPC Bridge is still able to connect the phase with the neutral point or negative potential of the DC-link. Thus the DC-link can be shorted by all three bridge legs in parallel that reduces the current stress at the semiconductors.

The resulting losses of the Z-Source 3-level ANPC Inverter are shown in **figure 4**. The specification of the drive is listed in **table 1**.

Table 1: Specification for simulation of the z-Source inverters

PMSM	$I_N = 120 \text{ A}; \cos(\varphi) = 0,87; \Psi_{PM} = 0,085 \text{ Vs}; L_d = L_q = 0,3 \text{ mH}; R_S = 20 \text{ m}\Omega$
DC-Link	$C = 160 \mu\text{F}; L = 120 \mu\text{H}; U_{\text{Bat}} = 450 \text{ V}$
Inverter	$f_S = 15 \text{ kHz}; I_{\text{ref}} = 450 \text{ V}; U_{\text{ref}} = 600 \text{ V}; R_{\text{JC},T1} = 0,13 \text{ KW}; T_C = 60^\circ\text{C}; U_{F,T1} = 1 \text{ V}; r_{F,T1} = 5 \text{ m}\Omega; k_{\text{SW},T1} = 112 \text{ ms}; U_{F,D2} = 1 \text{ V}; r_{F,D2} = 3 \text{ m}\Omega; k_{\text{SW},D2} = 27 \text{ ms}$

In comparison to the 2-level Inverter, the total losses are diminished. Furthermore, the quality of the output waveform is improved, which leads to possibility to reduce the switching frequency (**figure 5**). Thus, the switching losses and therefore the total losses can be further reduced with respect to the 2-level Inverter.

References

- [1] Peng, F. Z: Z-Source inverter, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.39, no. 2, pp.504-510, Mar./Apr. 2003
- [2] Loh, P. C.; Gao, F.; Blaabjerg, F.; Feng, S.Y.; Soon, K.N.: "Pulswidthmodulated Z-Source neutral-point-clamped inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 5, pp. 1295-1308, Sep./Oct. 2007

Energieeffiziente Bewegungssteuerung schwingfähiger Antriebssysteme

Durch die energieeffiziente Bewegungssteuerung ist es möglich, auch ein schwingfähiges Antriebssystem energieoptimal aus einer Anfangslage heraus in eine Zielposition zu überführen. Dabei werden bei genauer Kenntnis der Systemparameter Restschwingungen in der Zielposition vermieden.

Das betrachtete Antriebssystem, bestehend aus einem Antriebsmotor und einer daran elastisch gekoppelten Last, wird mit dem Zweimassen-Torsionsschwinger nach **Figure 1** modelliert.

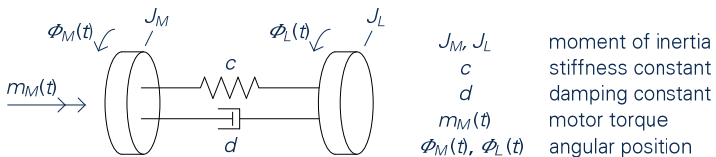


Figure 1: Model of a two mass oscillating drive system

Die experimentellen Untersuchungen erfolgen am Versuchstand nach **Figure 2**. Auf der Antriebs- und auf der Lastseite kommt jeweils ein permanent erregter Synchronservomotor des Typs MDSKRS071-03 (Fa. Lenze) zum Einsatz. Diese werden annähernd starr miteinander gekoppelt. Der Lastmotor dient dazu, das bei einem realen schwingfähigen Antriebssystem auf den Antriebsmotor rückwirkende Federmoment zu erzeugen. Vorteilhaft bei dieser Versuchsanordnung ist die Möglichkeit, beliebige Systemparameter eines schwingfähigen Systems nachzubilden. Die Motorregelung und Steuerung wurde auf dem Echtzeitsystem DS1104 der Fa. dSPACE implementiert. Für den lagegeregelten Antriebsmotor kommt eine Kaskadenregelung mit den Regelkreisen für Lage, Geschwindigkeit und Strom zum Einsatz. Diese Regelung ist mit einer Vorsteuerung der Geschwindigkeit und des momentbildenden Stromsollwerts erweitert. Der lastseitige Motor wird rein stromgeregelt betrieben.

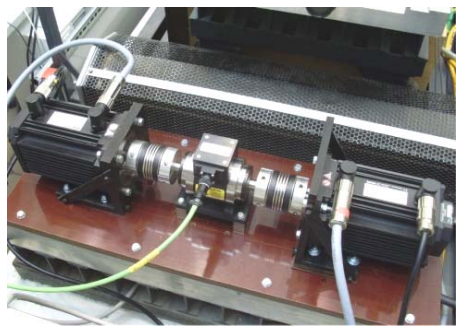
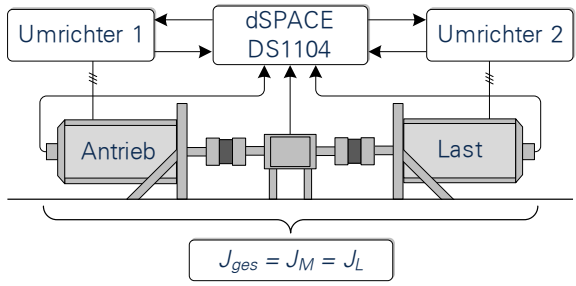


Figure 2: Test stand

Figure 3 zeigt die Messergebnisse für ein nachgebildetes schwingfähiges Antriebssystem ($d=0$). Die Werte für J_L und J_M nach **Figure 1** entsprechen jeweils dem Gesamtträgheitsmoment J_{ges} des Antriebs nach **Figure 2**. Der Bewegungsvorgang ist hinsichtlich der Minimierung der Stromwärmeverluste im Antriebsmotor optimiert. Auf der Lastseite wird entsprechend dem nachzubildenden Federmoment der Strom $i_{qL,E}$ eingepreßt. Auf der Antriebsseite werden die optimalen Lage- und Geschwindigkeitsverläufe $\Phi_{M,E}$ und $\omega_{M,E}$ eingeregelt, woraus der momentbildende Strom $i_{qM,E}$ resultiert.

Zum Vergleich hierzu ist in **Figure 3** (links) der zu erwartende momentbildende Strom $i_{qM,Z}$ bei einem zeitoptimalen Stellvorgang dargestellt. Beim energieoptimalen Stellvorgang konnte eine Reduktion der Stromwärmeverluste auf das 0,52° fache der Stromwärmeverluste beim zeitoptimalen Stellvorgang erzielt werden.

Energy efficient motion control of oscillating drive systems

By the use of energy efficient motion control, oscillating drive systems can be positioned from a starting point to a target position in an energy optimal way. Knowing the exact system parameters, oscillations in the final position can be avoided. The investigated drive system, consisting of a motor with an elastic coupled load, is modeled as a two-mass oscillator shown in **figure 1**.

Experimental investigations were performed at the test stand as shown in **figure 2**. On the motor side and load side two permanent magnet synchronous motors (PMSM) of the type MDSKRS071-03 (make Lenze) are applied. These motors can be assumed to be stiff coupled. The load machine simulates the feedback of the spring torque to the motor side. An advantage of this test arrangement is the possibility to simulate different system parameters of oscillating drive systems. The motor control is implemented on the DS1104 real time system (make dSPACE). The position controlled machine on the motor side is controlled by a cascaded control structure with the control loops for angular position, angular velocity and current. This control structure is extended by a feedforward control of angular velocity and q-axis current. The machine on the load side only requires a current control.

Figure 3 shows experimental results of an oscillating drive system with $d = 0$. The values of J_L and J_M in **figure 1** equates the total moment of inertia J_{ges} of the drive as shown in **figure 2**. The motion is optimized with respect to the minimization of the ohmic losses of the machine on the motor side. On the load side the reference value of the q-axis current $i_{qL,E}$ is proportional to the spring torque. Thus the q-axis current $i_{qM,E}$ on the motor side results from the optimal reference values of angular position $\Phi_{M,E}$ and velocity $\omega_{M,E}$.

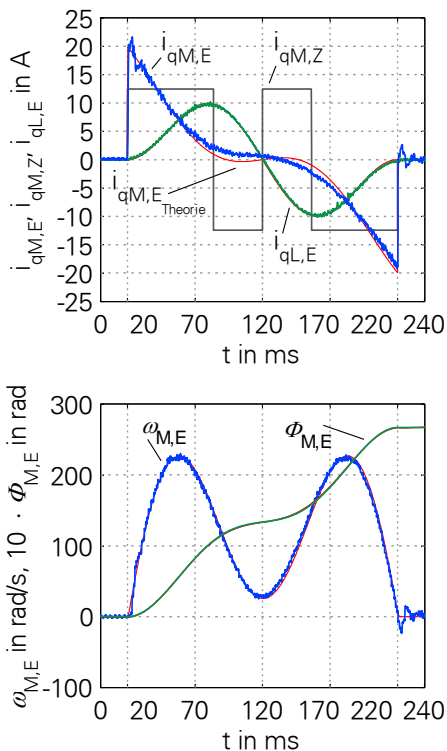


Figure 3: Motor currents (left), angular position and velocity (right)

In comparison to the energy optimal control, the q-axis current of the time optimal motion is shown in **figure 3** (left). Replacing time optimal control by energy optimal control the ohmic losses could be reduced by 48 %.

References:

- [1] Föllinger, O.: Optimale Regelung und Steuerung. 3. Auflage. München, Wien: Oldenbourg, 1994. – ISBN-10 3-486-23116-2.
- [2] Klenke, F.; Hofmann, W.: Energieeffiziente Bewegungssteuerung schwingfähiger Antriebssysteme, SPS/IPC/Drives 2010

Temperaturbelastung des Rotors von doppeltgespeisten Asynchrongeneratoren im synchronen Betriebspunkt

Der massive Ausbau von Windkraftanlagen (WKA) erhöht gleichzeitig die Anforderungen an Effizienz und Netzverträglichkeit (Council, www.gwec.net; Technology). Vor diesem Hintergrund führte die Entwicklung der vergangenen Jahre auf drehzahlvariable Generatorkonzepte, zu denen auch doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren (DASG, engl. Doubly Eed Induction Generator) gehören. Die Anpassung der Drehzahl als Reaktion auf schwankende Windgeschwindigkeiten gewährleistet eine bestmögliche aerodynamische Effizienz. **Figure 1** zeigt die Skizze eines Windkraftkonverters mit DASG. Der wesentliche Vorteil dieser Anordnung ist der reduzierte Umrichter, der nur auf Schlupfleistung dimensioniert ist. Dieser erzeugt auf der Rotorseite eine dreiphasige Spannung \underline{u}_R mit der variablen Schlupfkreisfrequenz $\omega_R = s \cdot \omega_S$, die in fester Beziehung mit der Drehzahl steht.

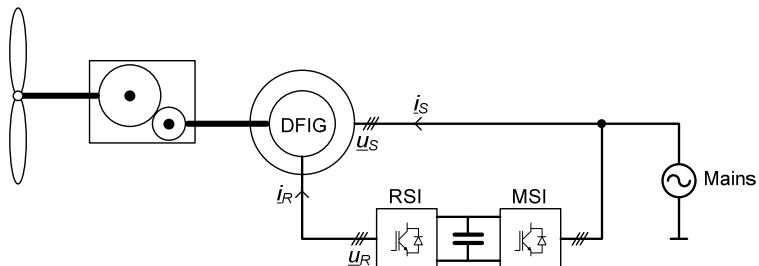


Figure 1: Vereinfachte DASG-Topologie (Rabelo, 2008)

Eine Besonderheit stellt der synchrone Betriebspunkt $s=0$ dar. Tritt dieser Fall ein, werden \underline{u}_R und damit \underline{i}_R zu Gleichgrößen. Anders ausgedrückt: der elektrische Winkel des Dreiphasensystems bleibt an einer Stelle stehen. Als Konsequenz unterscheiden sich die durch die drei Phasenströme hervorgerufenen Verlustleistungen, sowohl in den Leistungshalbleitern als auch in den Strängen der Rotorwicklung. Im Worst Case fließt ein Phasenstrom mit der Amplitude

$\hat{I}_R = \sqrt{2} \cdot I_R$, wodurch, verglichen mit dem Asynchronfall, örtlich die doppelten Verluste entstehen. Aufgrund der befürchteten Überhitzung wird der synchrone Betriebspunkt in aller Regel gemieden (Bruns, Rabelo, & Hofmann, 2009). Um eine Aussage über die tatsächlichen Auswirkungen zu erlangen, soll das Temperaturprofil für $s=0$ am Beispiel eines 1,5 MW Generators simuliert werden.

Der betrachtete DASG wird durch zwei getrennte Kreisläufe mit Luft gekühlt, s. **Figure 2**. Im Innern wird Luft, angetrieben durch die Rotation, an den Enden des Läufers angesaugt und durch im Blechpaket vorgesehene Kühlschlitze gepresst. Anschließend wird die aufgenommene Wärme durch einen Wärmetauscher an den äußeren Kreislauf übergeben.

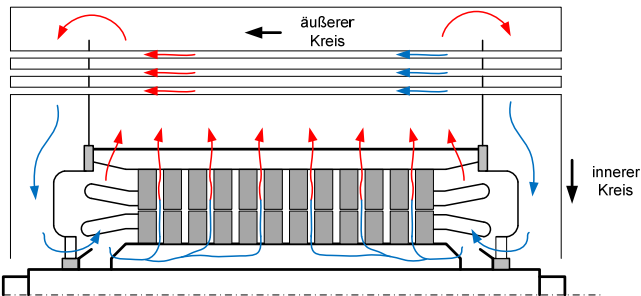


Figure 2: Kühlprinzip

Der Wärmeübergang vom Rotor zur inneren Kühlluft ist eine Funktion der Strömungsgeschwindigkeit. Für eine feste Drehzahl ist ein linearer Zusammenhang zwischen der vom Rotor abgegeben Leistung und des Temperaturanstiegs der vorbeiströmenden Luft zu erwarten. Ferner wird angenommen, dass sich die Wärmeabfuhr über die Teilblechpakete gleichmäßig verteilt. Mit Hilfe dieser Annahmen und vorhandenen Messwerten lässt sich ein globaler Wärmeübergangskoeffizient bestimmen. Dividiert man diesen durch die für die Wärmeabfuhr wirksame Fläche, erhält man einen gemittelten Wärmeübergangskoeffizienten. Auf der anderen Seite kann aus Blechschnitt und Wicklungsdaten die örtliche Verteilung der Kupferverluste errechnet werden. Die gesammel-

ten Informationen genügen zur Formulierung des Temperaturfeldproblems, dessen Lösung anhand eines Finite-Elemente-Modells erfolgt.

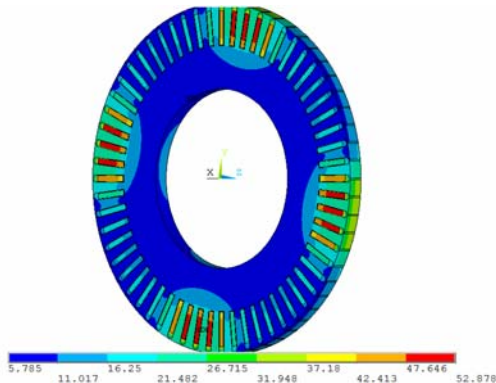


Figure 3: Temperaturprofil im Synchronfall

Figure 3 zeigt das Ergebnis für den synchronen Betriebspunkt. Man erkennt deutliche Temperaturgradienten innerhalb der vierpoligen Maschine, herrührend von einem maximalen Gleichstrom \hat{I}_R in Phase und gegenüber dem Asynchronfall ist die maximale Übertemperatur bzgl. der Kühlluft um 85% angestiegen. Inwieweit dies eine Überhitzung bedeutet, hängt vom Grad der Belastung ab. Im Allgemeinen wird die Drehzahl gemäß einer kubischen Leistungskennlinie der Windgeschwindigkeit nachgeführt. Bei dem untersuchten DASG befindet sich der Bemessungspunkt im übersynchronen Bereich. Im Synchronpunkt läuft die Maschine daher unter Teillast, weshalb die absolute Temperaturerhöhung nicht zu einer Überschreitung des durch die Wärmebeständigkeitsklasse vorgegebenen Grenzwertes führt.

Thermal Stress in the Rotor of Doubly-Fed Induction Generators At Synchronous Operating Point

The contribution of wind power to electrical power supply is increasing rapidly, the today's installed capacity of about 200 GW is expected to double between 2010 and 2014 (Council, www.gwec.net). Over the last decade, variable speed generators have become state of the art. A distinct advantage of

the DFIG topology in **Figure 1** is the controllability via slip power, making do with a reduced power electronics converter at the rotor side. The slip frequency $\omega_R = s \cdot \omega_s$, applied to the rotor's three phase winding, determines the speed of rotation, normally within an interval of $s = \pm 33\%$ (S., M., & R.W., 2002). The case $s = 0$ is called the synchronous operation point and deserves special attention, as rotor phase windings have to conduct direct currents (DC). Owing to the three phase system, these currents might differ in magnitude and therefore cause different power losses within power converter branches and rotor windings. From manufacturers and operators it is known that synchronism is generally avoided. In fact, studies on the impact of DC on the power converter indicate that synchronism and small slip frequencies may induce imbalanced thermal stress (Bruns, Rabelo, & Hofmann, 2009).

This work investigates the rotor temperature profile at synchronous speed by means of finite element simulation. Input data draws upon a customary DFIG with a rated power of 1.5 MW. A better understanding of the thermal states may result in an improved utilization of the speed-power-relation. In order to study the impact on the temperature profile, one has to consider how heat dissipates away from the rotor. The sample generator is cooled by two separated air circuits, see **Figure 2**. The inner one is driven by the rotation itself and supplies cold air through lateral inlets on the spider shaft. A part of this air is pressed through cooling slots through the lamination. The other part is deflected in direction of the winding heads, providing an intense cooling. Outside of the stator the air passes a heat exchanger, which is the intersection with the outer circuit. For quantitative modeling, temperature values at distinct points are needed. A practical problem is that the sample DFIG reaches its rated power at 1800 rpm. At this point the cooling conditions are expected to differ considerably from synchronism. Therefore the measurements were taken in motor operation at 1487 rpm, not far away from synchronism.

The modeling approach is based on a linear dependency between rotor losses and the temperature increase of the air

which passes the rotor lamination. This relation is used to calculate an equivalent film coefficient, which is set as thermal boundary condition within a three-dimensional finite element model of one lamination package. The aim is to find out the rise of maximum temperature explicitly caused by synchronism. Therefore, the simulation is run twice at constant cooling conditions but different heat input situations, representing synchronous and asynchronous case.

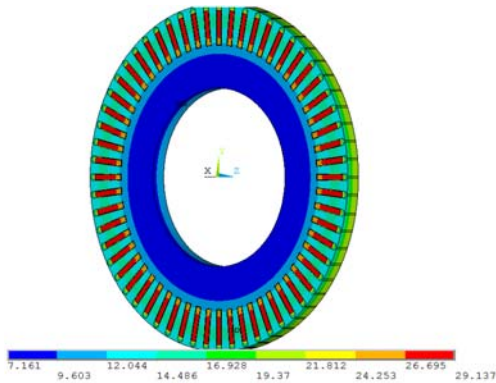


Figure 4: Overtemperature at asynchronous operation

The results reveal a local temperature rise of 24 K within the slots of phase u . In relative terms, the increase of overtemperature due to synchronism is about 85%. It depends on the load condition if the winding temperature reaches the limit that is specified by the temperature class. Pursuing the standard maximum power point tracking increases the torque disproportionately with speed (Rabelo, 2008). Hence, in synchronous point the DFIG runs far below its rated power, leaving enough space for the 85% overtemperature rise. A new situation occurs when the DFIG is combined with a novel hydrodynamic gear, Windrive (KG). In this case the rated power is reached at synchronism, leading to significant overheating. This fact must be considered in design phase, either by choosing a higher resistant class or by taking measures that diminish temperature gradients. A suitable model for classifying those gradients is shown in **Figure 5**.

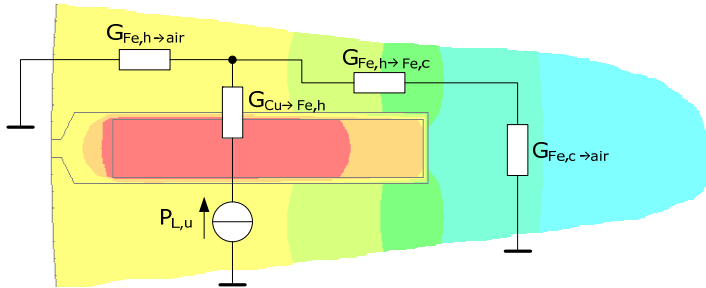


Figure 5: Equivalent circuit of heat transfer

The majority of the temperature drop takes place across the winding insulation. Yet, a significant gradient can be observed across the iron sheet.

References:

- [1] Global Wind Energy Council. Internet: www.gwec.net
- [2] Fraunhofer-Institute for Wind Energy and Energy System Technology. Internet: www.windmonitor.de
- [3] Rabelo, B.: Optimal Reactive Power Sharing with the Doubly-Fed Induction Generators in Wind Turbines. TU-Dresden: Dissertation, 2008.
- [4] Bruns, M.; Rabelo, B.; Hofmann, W.: Investigation of Doubly-Fed Induction Generator Drives at Synchronous Operating Point in Wind Turbines. Barcelona: EPE, 2009.
- [5] Müller S.; Deicke M.; De Doncker R.W.: Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines. IEEE Industry Applications Magazine, 2002.
- [6] Voith Turbo GmbH & Co. KG: WinDrive. Internet: www.voithturbo.com/windrive_produk_t.htm

Energieeffiziente Wickelantriebe mit stufenlos variabler Getriebeübersetzung (CVT)

Bisher wurden stufenlos variable Getriebe (CVT) eingesetzt, um die Drehzahl des Antriebs auf der Lastseite anzupassen. Mit dem vermehrten Einsatz umrichter gespeister elektrischer Maschinen verloren diese Getriebe an technischer Bedeutung. In einem Forschungsprojekt werden derzeit die Potenziale zur Steigerung der Energieeffizienz von Antriebslösungen untersucht, wenn sowohl ein Umrichter als auch ein CVT für die energieoptimale Steuerung eines Antriebs genutzt werden.

Ein Anwendungsgebiet sind Stellantriebe, bei denen das motorseitige Effektivmoment minimiert werden soll und somit die Stromwärmeverluste reduziert werden können (Blümel, 2000), (Hofmann, 2008)(Klenke, 2009). Ein anderes Anwendungsbeispiel, das im Folgenden näher beschrieben wird, sind Wickelantriebe, die bei der kontinuierlichen Verarbeitung von Endlosmaterial eingesetzt werden und abhängig vom Verarbeitungsmaterial einen weiten Leistungsbereich von 0,37 kW bis 400 kW(Kiel, 2007) bedienen. Das Ziel ist es, die Bemessungsleistung und die Verluste des elektrischen Antriebs zu reduzieren, um die Energieeffizienz von Wickelantrieben zu verbessern.

Eine generelle Problematik bei Wickelantrieben ist, dass die installierte Antriebsleistung für Zentrumswickler, bei denen das Antriebsmoment an der Wickelachse eingeleitet wird (s. **Figure 1**), zunehmend mit steigendem Verhältnis vom maximalen zum minimalen Wickelradius überdimensioniert wird. Die Ursache hierfür ist die charakteristische Lastkennlinie von Wickelvorgängen, bei denen entweder die höchste Drehzahl bei kleinstem Moment oder die geringste Drehzahl bei maximalem Moment gefordert ist. Weil der Antrieb für beide Betriebspunkte ausgelegt werden muss, aber diese nicht gleichzeitig auftreten, ist die Bemessungsleistung prinzipiell höher als die tatsächlich abgegebene Prozessleistung, die durch die Vorgabe der Bahnzugkraft F und \sim Geschwindigkeit v bestimmt ist.

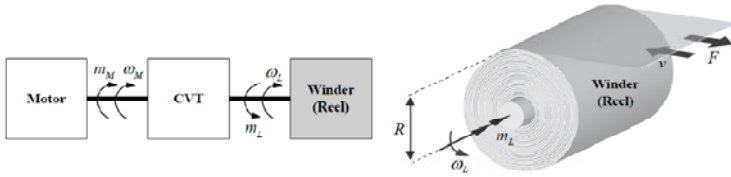


Figure 1: Antriebsstruktur und Prinzipdarstellung eines Wicklers (Winder)

Um die Bemessungsleistung zu reduzieren, werden auf herkömmlichen Wege Asynchronmotoren mit niedriger Bemessungsdrehzahl verwendet, bei denen der Drehzahlstellbereich mit Hilfe der Feldschwächung bis zu einem Feldschwächfaktor $k_F = 5$ erweitert werden kann. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass die zur Verfügung stehende Leistung an der Motorwelle abhängig vom Kippmoment der Maschine abnimmt (Kiel, 2007), und daher für große Verhältnisse vom maximalen zu minimalen Radius R_{\max} / R_{\min} die Antriebsleistung weiterhin überdimensioniert werden muss.

Der Verbesserungsansatz mit einem stufenlos variablen Getriebe reduziert die installierte Bemessungsleistung auf die erforderliche Prozessleistung zuzüglich der mechanischen Verluste im Antriebsstrang, indem durch freie Wahl der Getriebeübersetzung r der lastseitige Arbeitspunkt mit der Winkelgeschwindigkeit ω_L und dem Drehmoment m_L an den elektrischen Antrieb angepasst wird. Hierzu wird die Getriebeübersetzung r umgekehrt proportional zum ansteigenden Wickelradius gesteuert, sodass das motorseitige Drehmoment sowie die Winkelgeschwindigkeit während des Wickelvorgangs konstant bleiben. Die unterschiedlichen Verläufe von Motormoment m_M und Motorwinkelgeschwindigkeit ω_M sind in **Figure 2** für einen Wickelvorgang mit fester (rot) und variabler (blau) Getriebeübersetzung und der Wickeldauer T_{end} normiert gegenübergestellt.

Das Verhältnis $P_{N,CVT} / P_{N,Fix}$ von installierter Antriebsleistung mit und ohne stufenlos variabler Getriebeübersetzung ist im Wesentlichen vom Verhältnis des maximalen und minimalen

Radius R des Wickelantriebs und dem möglichen Feldschwächfaktor k_F abhängig (s. blaue Verläufe in **Figure 3**). Darüber hinaus verringert sich mit der Steuerung der Getriebeübersetzung das Motoreffektivmoment gegenüber einer festen Getriebeübersetzung abhängig vom minimalen und maximalen Radius des Wickelballens (s. roter Verlauf in **Figure 3**).

Die theoretischen Erkenntnisse sollen demnächst mit experimentellen Untersuchungen verifiziert werden.

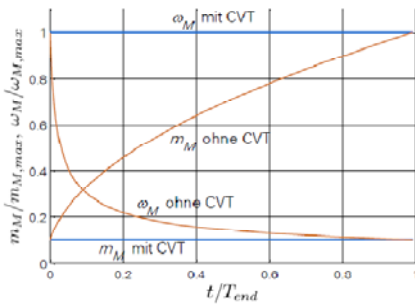


Figure 2: Motormoment und \sim Winkelgeschwindigkeit mit und ohne CVT

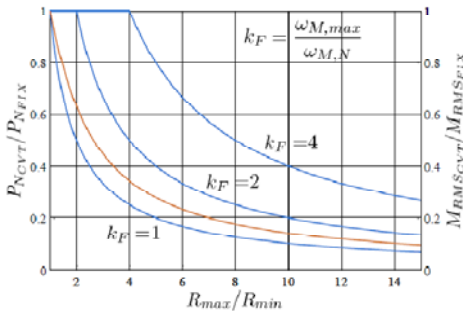


Figure 3: Verhältnis von Bemessungsleistung (blau) und Effektivmoment (rot)

High Efficient Winding Drives with Continuous Variable Transmission (CVT)

In the past, continuous variable transmissions (CVTs) were used to adjust the speed of a drive system on the load side.

The importance of this mechanical solution declined due to the increased use of inverter-fed motors. A current research project deals with the potential to increase the energy efficiency of drive systems by the combination of a CVT and a converter-fed motor with an energy optimal control of the gear ratio and motor torque.

An area of applications are positioning drives, in which the rms-value of motor torque should be minimized to reduce the heat losses (Blümel, 2000),(Hofmann, 2008),(Klenke, 2009). Another example is a winding drive, which will be further examined. Winding drives are used in many industrial applications to process continuous material, whereas the power ranges from 0,36kW up to 400kW (Kiel, 2007). The objective is the reduction of the rated power as well as the losses of the electrical drive system to enhance the energy efficiency of winding drives.

The process power is constant and determined by the tensile force F and the circumferential speed v . The general problem of winding drives, shown in **figure 1**, is that the rated power is much higher than the process power. Due to the characteristic load of winding drives, a high torque at low speed or a low torque at high speed is required. Since the drive has to be designed for both operating points, the rated drive power of the drive system is much higher than the process power.

To reduce the rated power, asynchronous motors with low rated speed were commonly used to take advantage of a good field weakening capability up to a field weakening factor $k_F = 5$ (Kiel, 2007). It must be considered, that the available power at the motor shaft declines depending on the breakdown torque. Therefore, the reduction of the rated power is limited.

The improved approach with a continuous variable transmission reduces the installed rated power up to the necessary process power plus the mechanical losses in the drive train. This will be made possible by adjusting the gear ratio r and consequently the torque m_L and speed ω_L on the load side to match the operating range, the torque m_M and the speed

ω_M of the motor. Therefore, the gear ratio will be controlled inversely proportional to the changing radius of the reel. Hence, the motor torque as well as the motor speed remains constant during the winding process. The different trajectories of the motor torque m_M and speed ω_M are compared in **figure 2** for a winding drive with a fixed ratio r_0 (red) and a variable ratio r (blue).

The ratio $P_{N,CVT} / P_{N,FIX}$ of installed drive power with and without a continuous variable transmission (CVT) primarily depends on the ratio of maximal and minimal radius R_{max} / R_{min} of the reel and the field-weakening capability kF (see blue lines in **figure 3**). Furthermore in dependence on the ratio R_{max} / R_{min} , the continuous control of the gear ratio reduces the motor torque rms-value as shown by the red line in **figure 3**.

References:

- [Blü00] Blümel, R.: Entwurf dezentraler elektromechanischer Antriebe für Verarbeitungsmaschinen von den technologischen Anforderungen zum optimalen Antriebssystem. [Dissertation]. Dresden : s.n., 2000.
- [Hof08] Hofmann, W.: Energieoptimale Stellvorgänge und deren Auswirkung auf die Auslegung von rotatorischen und linearen Stellantrieben. ETG-Fachbericht 113. VDI/VDE-Tagung Elektrisch-mechanische Antriebssysteme. 2008, pp. 235-240.
- [Kie07] Kiel, E. Antriebslösungen. Mechatronik für Produktion und Logistik. Berlin : Springer, 2007.
- [Kle09] Klenke, F., Müller, V. und Hofmann, W.: Energy optimal motion control of servo motors and downsizing of components. Barcelona, European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th : s.n., 2009.

Wirkungsgradsteigerung von Asynchronmaschinen durch den Einsatz einer Wicklung mit Stern-Dreieck-Mischschaltung

Einleitung

Die weltweit gültige Norm IEC 60034-30 fordert Mindestwirkungsgrade für Standardmotoren ab 2011. Das Ziel dieser Norm ist, den weltweiten Energieverbrauch und damit auch den CO₂-Ausstoß zu senken. Häufig wird die Erhöhung des Wirkungsgrads dadurch erreicht, dass die Strom- oder/und die magnetische Flussdichte herabgesetzt wird. Verringerte Felddichten führen aber zu größeren Querschnitten, sodass der Materialeinsatz bei der Herstellung einer effizienteren Maschine höher ist. Dies schlägt sich in einer höheren Masse und in einem größeren Bauvolumen nieder. Eine weitere Möglichkeit den Wirkungsgrad zu steigern ist, die Läuferverluste durch Einsatz von Kupfer anstatt Aluminium zu reduzieren. Da Kupferdruckgussläufer relativ kostspielig sind, ein höheres Trägheitsmoment besitzen und nach einer Verfahrenstechnik verlangen, die sich nicht jeder Hersteller leisten kann, kommt der Einsatz von solchen Läufers nicht für jeden Hersteller in Betracht. Die hier vorgeschlagene Wirkungsgradsteigerung wird erreicht durch Verbesserung der magnetischen Kupplung zwischen Läufer und Ständer. Dies geschieht in dem eine spezielle Ständerwicklung mit einem höheren Wicklungsfaktor für die Grundwelle verwendet wird, sodass vorrangig die Wicklungsverluste in der Ständerwicklung verkleinert werden. Da der Oberwellengehalt dieser Wicklung stark herabgesetzt wird, sinken auch die Läuferverluste. Besonders vorteilhaft ist, dass der Läufer und das Ständerblechpaket nicht geändert werden müssen und der Materialeinsatz für die Ständerwicklung nicht größer ist. Nachteilig ist jedoch dass die Umschaltung von Stern auf Dreieck nicht mehr möglich ist. Durch den zunehmenden Einsatz von Stromrichtern verliert allerdings diese Anlaufschaltung immer mehr an Bedeutung.

Wicklungen in Stern-Dreieck-Mischschaltung

Diese Wicklungen basieren auf 6-phasigen Wicklungen. 6-phasige Wicklungen erzeugen einen geringeren Oberwellen-gehalt, weil die Durchflutung aus mehreren Stromzeigern gebildet werden kann. **Figure 1** links zeigt die 6 möglichen Zeiger der Ströme bei einem gewöhnlichen Dreiphasensystem. Mit einem zweiten um 30 Grad verschobenen Dreiphasensystem (U' , V' , W') lässt sich ein Zeigerbild, siehe **Figure 1** rechts, mit 12 gleichmäßig am Umfang verteilten Stromzeigern erreichen.

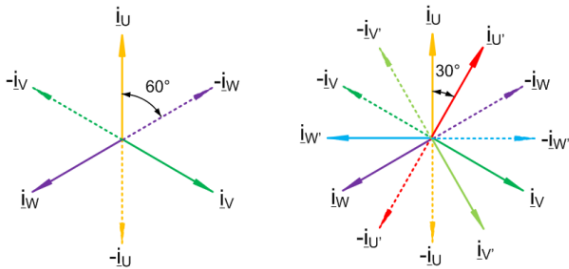


Figure 1: Three-phase Phasor diagram (left) six-phase phasor diagram (right)

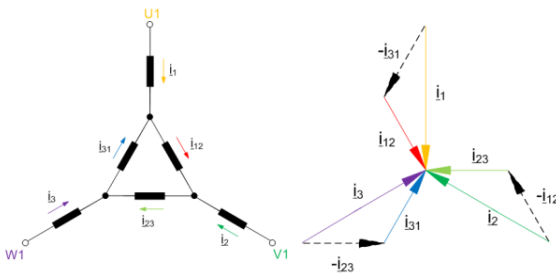


Figure 2: Circuit of the star-delta winding (left) and current phasor diagram (right)

Die Phasenverschiebung zwischen den beiden Stromsystemen lässt sich durch die Verwendung von zwei synchronisierbaren Stromrichtern erreichen. Da diese Methode für Standardmotoren zu kostspielig ist, muss die Phasenverschiebung in der Wicklung selbst erzeugt werden, sodass die Wicklung von außen betrachtet wie eine dreiphasige zu handhaben ist. Genutzt wird dabei die Phasenver-

schiebung von 30 Grad zwischen Wicklungsteilen in Stern und in Dreieck. Wird die Wicklung aus einem Teil in Stern und einem Teil in Dreieck zusammengesetzt, können diese Wicklungsteile entweder parallel oder in Reihe miteinander verschaltet werden. Die Reihenschaltung der Wicklungsteile, dargestellt in **Figure 2**, hat den Vorteil dass keine Ausgleichsströme zwischen beiden Wicklungsteilen fließen können, sodass diese Schaltung der Wicklung bevorzugt wird. Diese 6-phasigen Wicklungen können in das gleiche Blechpaket eingelegt werden. In Abhängigkeit zur Anzahl der Nut je Polpaar zeigt **Table 1** die Wicklungsfaktoren für die Grundwelle bei einer gewöhnlichen 3-phasigen Wicklung einer 6-phasigen Wicklung sowie das Verhältnis zwischen den Wicklungsfaktoren beider Wicklungsarten. Mit der Steigerung des Wicklungsfaktors durch die Erhöhung der Phasenzahl, müssen die Windungszahl und damit der Wicklungswiderstand abnehmen. Der Leiterquerschnitt kann jedoch im gleichen Maße vergrößert werden, damit der gleiche Nutfüllfaktor vorliegt, wodurch sich eine Reduktion der Wicklungsverluste mit dem Quadrat der Steigerung des Wicklungsfaktors ergibt. In der rechten Spalte dieser Tabelle ist das Quadrat des Verhältnisses dargestellt. Daraus ergibt sich, dass eine 6-phasige Wicklung mit gleichem Materialeinsatz zwischen 12% und 13% weniger Wicklungsverluste erzeugt. Die Rotorverluste sinken durch den geringeren Oberwellengehalt. Eine theoretische Abhandlung geht aber über diesen Bericht hinaus.

Messergebnisse

Gemessen wurden zwei 4-polige Asynchronmotoren mit 30 kW Bemessungsleistung. Die Wicklungen sind in einem Blechpaket mit 48 Nuten untergebracht. Bei der einen Maschine handelte es sich um den gewöhnlichen Standardtyp. Die andere baugleiche Maschine ist mit der 6-phasigen Wicklung in Stern-Dreieck-Mischschaltung ausgeführt worden. **Table 2** zeigt die Einzelverluste und den Wirkungsgrad beider Maschinen. Wie man sehen kann, konnte die berechnete Reduktion der Verlustleistung in der Ständerwicklung von 13% auch experimentell nachgewiesen werden. Die Verkleinerung der Läuferverluste liegt bei 11,5% wodurch

der Gesamtwirkungsgrad um 0,7% steigt. Diese Verbesserung entspricht in etwa der Verwendung eines Kupferdruckgussläufers. **Figure 3** zeigt die Wicklungsköpfe von beiden Wicklungen. Erfreulicherweise konnte mit der modifizierten Wicklung, die etwas mehr Schaltstellen benötigt, die Wicklungskopfausladung bei den gleichen Abmessungen gehalten werden.

Zusammenfassung

Durch die Verwendung von Wicklungen in Stern-Dreieck-Mischschaltung kann der Wirkungsgrad gesteigert werden. Die Nachteile der größeren Maschinenmaße, des höheren Rotorträgheitsmoment und die höheren Produktionskosten werden dabei vermieden. Aus diesem Grund sollte diese Methode zur Effizienzsteigerung herangezogen werden, zumal alle Patentansprüche bereits erloschen sind.

Electrical Machines with Higher Efficiency through Combined Star-Delta Windings

Introduction

Due to of the claims in the world standards IEC 60034-30, more efficiency of standard induction motors must be increased until 2011. The motivations are to reduce energy consumption and the CO₂ emission. The very often suggested ways to reach this goal are to reduce the current density or/and magnetic flux density. However, smaller field densities cause higher costs for materials, increased machine weight and volume. A further way with the same effects apart from the higher volumes is, to use copper instead of aluminum in the rotor. This work will show a way to improve the magnetic coupling between stator and rotor by using the combined star-delta winding by rising up the winding factor. The main advantages of this method are that the same geometry of the core iron can be used, it is possible to use the unchanged rotor and the mass of copper is the same. Furthermore this winding produces a smaller harmonic content so that the rotor losses will be smaller. A disadvantage is that the connection from delta to star cannot be changed for limiting the starting current. However, the

most new drives will be controlled by a converter so that star-delta-startup will not be needed.

Combined Windings

The combined star-delta windings are based on 6-phase windings. To reduce the harmonic content many current-phasors will be used. A classical three-phase system can only create 6 phasors, see **figure 1** left. With a second three-phase system (U', V', W'), which is 30 degrees out of phase, 12 phasors can be created as you can see in **figure 1** right.

There are two options to reach this phase displacement. The six-phase system can be created by two three-phase inverters. However, for standardized motors this solution is usually too expensive. Another way is to use the phase displacement between star and delta currents. **Figure 2** shows the series connection of the star and delta components. The series connection has the advantage that there will not be circulating currents, which are caused by different induced voltages in the both winding parts. These six-phase windings can be built up in the same stator like the three-phase windings.

The fundamental winding factors are given in **Table 1**. It can be seen that the 6-phase windings have higher values. The fourth column shows the ratios between the factors of 3- and 6-phase windings.

Table 1: Fundamental winding factors of 3- and 6-phase windings and their ratio

Slots per pole pair N	3-phase windings $k_{1,3}$	6-phase windings $k_{1,6}$	$k_{1,3}/k_{1,6}$	$(k_{1,3}/k_{1,6})^2$
12	0.933	1.000	0.933	0.871
24	0.925	0.983	0.941	0.886
36	0.924	0.986	0.937	0.877
48	0.923	0.981	0.941	0.886
60	0.923	0.984	0.938	0.880

By rising up the winding factor the number of turns decreases. Due to this circumstance, the conductor area can be increased, so that the copper losses decrease with the square of the winding factor ratio [1, 2]. The fifth column shows these ratios. It is obvious that copper losses in the six-phase windings are 12%...13% smaller than in the three-phase windings.

Rotor losses decrease because of the smaller harmonic content. A profound analysis of the rotor losses would lie beyond the aim of this digest.

Measurement Results

Two three-phase 30 kW induction motors with 24 slots per pole pair were measured. The one is a standard three-phase motor. The other is the motor with the modified six-phase winding. **Table 2** shows the losses and **figure 3** the end turns of both machines.

Table 2: Power loss measurement results

Loss	3-phase motor	6-phase motor
Friction loss (W)	154	154
Iron loss (W)	792	792
Additional loss (W)	644	644
Copper loss (W)	981	853
Rotor loss (W)	847	749
Total losses (W)	3419	3195
Efficiency (%)	89.64	90.38

The loss measurement results prove that the stator copper losses decrease like calculated by 13%. The rotor losses sank 11.5 % compared to the three-phase machine.

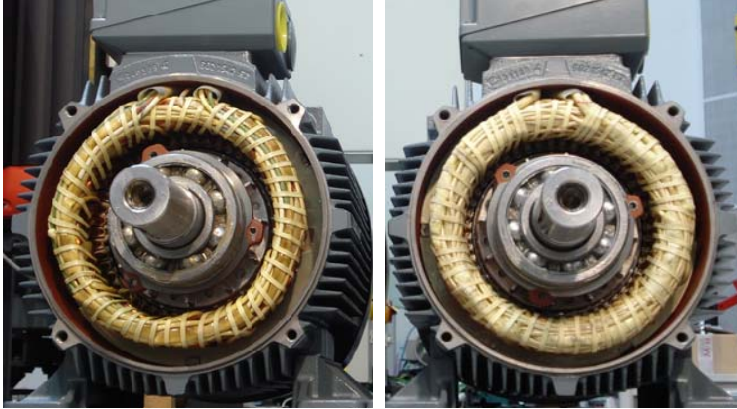


Figure 3: Winding overhangs: 3-phase (left) 6-phase (right)

Conclusions

Combined windings improve the efficiency of electric machines. The amount of saved power is similar to that of a die-cast copper rotor. Therefore the disadvantages (more expensive production and higher rotor mass) of this way will be avoided. For these reasons and for the aim to save energy, the old idea (there are no patent claims anymore) of the combined semi six-phase winding should be announced.

References:

- [1] Auinger, H.: Mehrphasige Wicklungen in Stern-Polygon-Mischschaltung für eine elektrische Maschine. Nürnberg, Patent 557 809, 1993.
- [2] Auinger, H.: Dreiphasige Wicklung in Stern-Dreieck-Mischschaltung für eine elektrische Maschine Nürnberg für eine elektrische Maschine Nürnberg, Patent 3202958, 1986.

Einsatz von aktiven Halbleiterbauelementen mit großem Bandabstand in Antriebsumrichtern

In Antriebsstromrichtern für den Leistungsbereich von 1...30 kW ist der Einsatz von IGBTs aus Silizium Stand der Technik. Die Nachfrage nach kleinen, kompakten Umrichtern mit Pulsfrequenzen von weit über 10 kHz, die möglichst ohne großen Kühnungsaufwand einen sehr hohen Wirkungsgrad erreichen, ist groß [Dom09]. Mit Silizium-Bauelementen können diese Anforderungen nicht mehr erfüllt werden. Daher werden Halbleiterbauelemente aus so genannten „wide band gap“ - Materialien wie Siliziumkarbid (SiC) erforscht. Aufgrund des großen Bandabstandes ist die intrinsische Ladungsträgerdichte, wie in Abb.1 zu sehen ist, deutlich niedriger als bei Silizium.

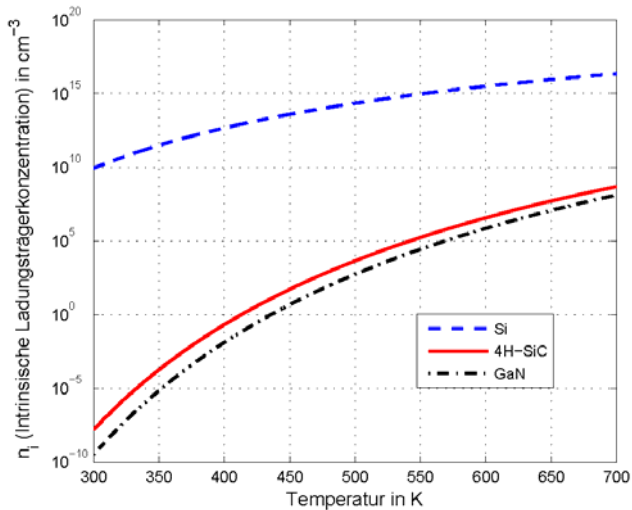


Figure 1: intrinsische Ladungsträgerkonzentration

Daher ergeben sich für Frequenzumrichter in der elektrischen Antriebstechnik, die komplett aus SiC-Bauteilen aufgebaut sind, folgende Vorteile gegenüber konventionellen:

1. geringer Kühlaufwand (hohe Betriebstemperatur; z.B. $T_J > 125^\circ C$)
2. kleine Bauform (hohe Durchbruchfeldstärke; d.h. weniger Bauteile)
3. hohe Schaltfrequenzen (geringer Schaltverlust, z.B. $f_s > 20kHz$)

Im Gegensatz zur kommerziell verwendeten SiC-Schottky-Diode liegen aktive Bauelemente aus SiC wie der JFET, der MOSFET und der Bipolartransistor derzeit lediglich als Forschungsmuster vor.

Ein viel versprechendes Bauelement für den Einsatz in Antriebsstromrichtern in Bezug auf die Gesamtverluste ist der SiC-Bipolartransistor [Fra09]. Neben Auswahl und Beschaffung einiger Muster des Bauteils wurde dessen Charakterisierung vorbereitet, d.h. ein Treiber in Anlehnung an [Fra09] wurde aufgebaut. Die Optimierung des Treibers und die Untersuchung des Bauteils findet derzeit statt. Ziel der Arbeiten ist es eine Umrichtertopologie zu finden, in der die Stärken des ausgewählten elektronischen Schalters voll zur Geltung kommen.

Application of wide band gap semiconductor devices in frequency converter driven electrical motor-systems

In electrical drives of the power range of 1 ... 30 kW the application of IGBTs is state of the art. There is a demand of small, compact converters with switching frequency far above 10 kHz. Additionally they are supposed to achieve a very high efficiency without much cooling effort [Dom09]. Due to physical properties of silicon, this demand cannot be satisfied with conventional devices. Therefore there is research done on so called "wide band gap" semiconductor devices like silicon carbide (SiC). Due to the wide band gap the intrinsic charge carrier density is a couple of magnitudes lower compared to silicon (see **figure 1**).

Thus, all SiC-converters in electrical drives have following advantages:

4. Low cooling effort (high junction-temperature; e.g. $T_J > 125^\circ\text{C}$)
5. Small in size (high electric breakdown field strength; less devices)
6. High switching frequencies (low switching losses, e.g. $f_s > 20\text{kHz}$ possible)

In contradiction to the SiC-Schottky-diode, that is state of the art of high-efficiency converter design, active SiC-devices like JFET, MOSFET and bipolar junction transistor (BJT) are only available as research-samples.

A very promising device concerning the total losses of the converter is the BJT [Fra09]. Besides the choice of the BJT as DUT (device under test) and the acquisition of a couple of sample devices the characterization of the device has been prepared, i.e. a driver similar to [Fra09] has been designed and set up. Optimization of the driver and analysis of the device is currently taking place. The aim of the work is to find a converter-topology, that fits best to the SiC-BJT.

References:

- [Dom09] Domes, D.: Untersuchungen zum Einsatz von unipolaren SiC. Leistungshalbleiterbauelementen in Antriebsstromrichtern, Shaker Verlag GmbH, 2009, S. 208
- [Fra09] Franke, W.-T. & Fuchs, F. W.: Comparison of switching and conducting performance of SiC-JFET and SiC-BJT with a state of the art IGBT. Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE'09, 2009

Berechnung der Poloberflächenverluste von Schenkelpolmaschinen mit Massivpolen

Schenkelpolsynchronmaschinen mit Massivpolen (siehe Figure 1) erscheinen für den Einsatz als niederpolige (4 oder 6 Pole) Wasserkraftgeneratoren im Leistungsspektrum bis 70 MVA als wirtschaftlich sinnvoll. So haben Massivpole eine höhere Festigkeit gegenüber elektrodynamischen Spannungen als herkömmliche Dämpferkäfige aus Kupfer, eine höhere Wärmekapazität und somit eine geringere Erwärmung beim asynchronen Anlauf [3] und sind allgemein einfacher und günstiger herzustellen. Demgegenüber stehen höhere Poloberflächenverluste im stationären Betrieb. Ebenso wird mit einer Abkehr von der lamellierten Bauweise die Flussänderungsgeschwindigkeit und somit das Spannungsregelverhalten, die Größe der transienten und subtransienten Reaktanzen und das Verhalten beim asynchronen Anlauf beeinflusst.

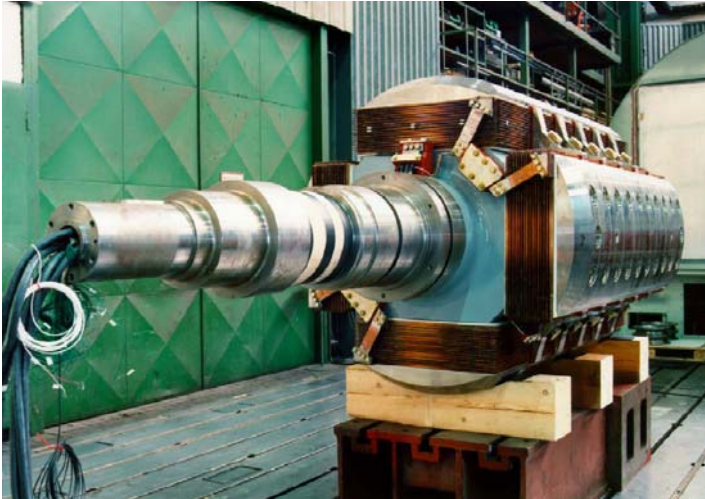


Figure 1: Salient-pole synchronous machine with massive poles (VA Tech Hydro, Austria)

Die Poloberflächenverluste werden durch Harmonische im Luftspaltfeld des Generators hervorgerufen. Eine lastunabhängige Ursache ist hierbei hauptsächlich die endliche Nutzahl des Stators. Gleichzeitig sind die endliche Nut-, Strang- und Phasenzahl und eine unsymmetrische Belastung an den Generatorklemmen die lastabhängigen Ursachen. An dieser Stelle sollen die Nutungsharmonischen genauer betrachtet werden. Wichtige Einflussfaktoren auf die Berechnung der Poloberflächenverluste sind zum einen die Materialparameter des Pols, das auf den Pol einwirkende Feld, Sättigungseinflüsse und die Wirbelstromrückwirkung. Das maßgebliche Feld wird vorrangig durch die Luftspaltgeometrie beeinflusst. Durch die Nutung des Ständers ist der Luftspalt am Umfang der Ständerbohrung nicht konstant, wodurch der magnetische Leitwert und somit der magnetische Fluss schwankt. Der Einfluss der Pollücken auf den magnetischen Leitwert im Luftspalt soll hier außer Acht gelassen werden, unter der Annahme, dass die Rotorpolteilung τ_p wesentlich größer als die Nutteilung des Stators τ_n ist. Diese Schwankungen werden als Oberwellen des Luftspaltfeldes bezeichnet. Im Gegensatz zur Grundwelle ist die Relativgeschwindigkeit der Oberwellen zum Rotor größer Null (bzw. kleiner Null bei Unterwellen und negativ bei Inversfeldern). Die Oberwellen induzieren gemäß der zeitlichen Änderung Spannungen im Material, wodurch bei einer Leitfähigkeit größer Null Wirbelströme entstehen. Diese Wirbelströme verursachen dank der endlichen Leitfähigkeit Verluste. Die Berechnung dieser Verluste ist von hoher Wichtigkeit bei der Auslegung von Schenkelpolsynchronmaschinen mit massiven Polen. Unter anderem muss hierbei insbesondere die Permeabilität in der Poloberfläche sorgsam abgeschätzt werden, was allerdings durch die Überlagerung zweier Felder Schwierigkeiten bereitet. Denn in der Poloberfläche (siehe **Figure 2**, $x=0$) treffen im Leerlauf das Erregergleichfeld in radialer Richtung (x -Richtung) und Oberfelder in tangentialer Richtung (y -Richtung) aufeinander.

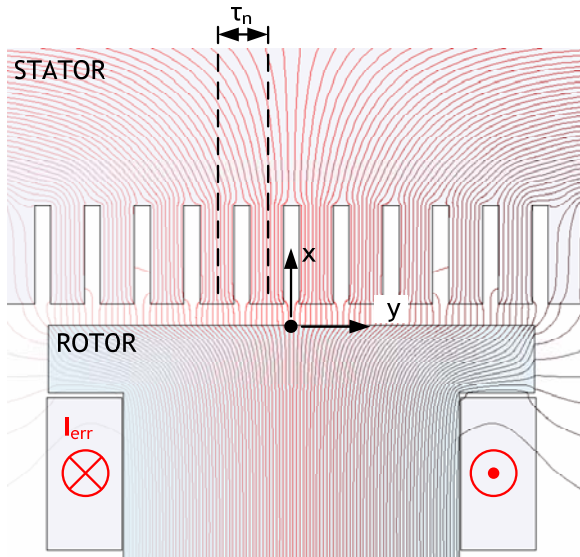


Figure 2: Excited machine during standstill, qualitative field characteristic (magneto-static calculation in ANSOFT MAXWELL2D)

Aufgrund der geringen Polteilung der NutungsOberwellen (entspricht der Nutteilung des Stators τ_n) schließen sich die Feldlinien über der Poloberfläche und dringen dabei auch nur geringfügig (entsprechend der Eindringtiefe δ) in das Material ein. Durch diese Ablenkung verlaufen die Feldlinien der Oberwellen in annähernd tangentialer Richtung im Pol. Somit ist der Gleichfeldmagnetisierung der Erregung ein Wechselfeld um 90° gedreht in der Poloberfläche überlagert. Das erschwert trotz vorhandener Magnetisierungskurve eine Bestimmung der maßgeblichen Permeabilität. Die Permeabilität wird in diesem Fall nämlich nur indirekt von der vorherrschenden Gleichstrommagnetisierung und direkt von der Feldstärke der Wechselfeldmagnetisierung ΔH bestimmt (siehe Figure 3).

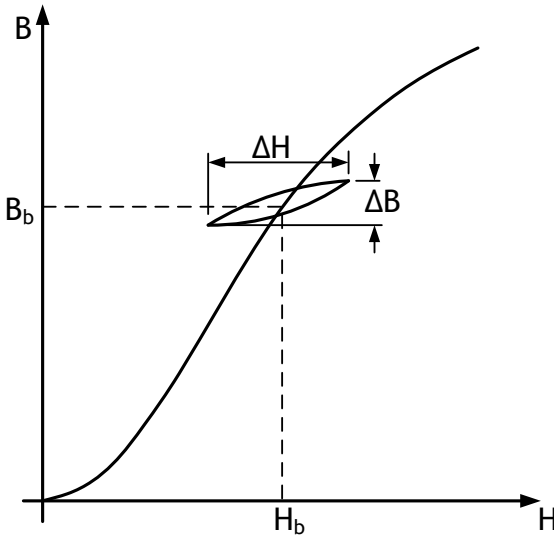


Figure 3: Operation point on the initial B/H curve of a ferromagnetic material with a superposed AC field [1]

Die Amplitude der Wechselmagnetisierung, also die Amplitude der Nutzungsharmonischen im Luftspalt, ist wiederum direkt abhängig von der Größe des Hauptfeldes H_b . Die aus $\Delta B/(\Delta H \cdot \mu_0)$ berechnete inkrementelle Permeabilität [1] ist kleiner als die in der Literatur angenommene differentielle Permeabilität [2]. Für den Fall der Sättigung nähert sie sich jedoch der differentiellen Permeabilität an [4]. Der tatsächliche Einfluss der überlagerten Felder auf die Permeabilität soll in diesem konkreten Fall mit von Messungen bestimmt werden. Die in der Arbeit von Stoll und Hanson [4] aufgeführten Näherungsmethoden zur Berechnung der maßgeblichen auf Grundlage an Hand der Gleichstrommagnetisierungskurve sollen überprüft werden.

Calculation of Pole Surface Losses of Salient-Pole Synchronous Machines with Solid Poles

Salient pole synchronous machines with solid poles (Figure 1), a small number of pole pairs (2 to 3), low speed and an apparent power of up to 70MVA are planned to be used in hydro generation plants. Solid poles have a higher stability

against electrodynamic stress than ordinary dampers made of copper, a higher thermal capacity during asynchronous start-up [3] and are easier to produce by lower costs. On the other hand solid poles have higher surface losses due to eddy currents during steady state operation. Also in comparison to the laminated pole the solid design has an impact on the rate of change of the magnetic flux in the pole, the transient and subtransient reactances and the asynchronous start-up of the machine.

The pole surface losses are due to harmonics in the air-gap field of the generator. A reason that is independent of the load of the generator is the finite number of slots in the stator. In addition to this the finite number of slots, phases and parallel branches and an unbalanced loading at the terminals are reasons for load-dependent losses in the rotor pole surface. At this point only the tooth-ripple losses are taken into account. The material parameters of the solid pole, the field acting on the pole, saturation and eddy-currents are of main interest when calculating the losses. The field is mainly affected by the air-gap geometry. Due to the slots in the stator the air-gap is not constant. So the air-gap permeance and the air-gap induction changes in circumferential direction. The influence of the pole-gaps is considered to be low due to the large pole pitch τ_p compared to the small stator slot pitch τ_n . These oscillations are called air-gap harmonics. In comparison to the fundamental wave the relative speed of the higher harmonics is greater than zero (lower than zero for lower harmonics and negative in the case of unbalanced loading). The periodically changed higher harmonics induce voltages in the material. Since the pole iron has a conductivity greater than zero these voltages cause currents that in turn cause losses due to the finite conductivity. The calculation of these losses is of high interest when designing synchronous machines with solid poles. In this respect the magnetic permeability of the pole surface has to be predicted carefully amongst others. Especially this is very difficult because the pole surface is charged by superposed fields. During no-load operation the main flux in radial direction (**Figure 2**) is superposed by higher harmonics in circumferential direction in the pole surface.

The higher harmonic fluxes penetrate the pole iron. Due to the small pole pitch of the harmonics (corresponding to the stator slot pitch) the field lines are deflected in the iron in circumferential direction (according to the penetration depth). So the biasing is perpendicularly superposed by an AC field. Even if the B/H curve is available this complicates the calculation of the permeability. The permeability is only indirectly affected by the biasing field but directly by the superposed AC field ΔH (**Figure 3**). But the amplitude of the AC field is directly affected by the biasing DC field H_b . The incremental permeability calculated from $\Delta B/(\Delta H \cdot \mu_0)$ [1] is smaller than the differential permeability mentioned in the literature [2]. In case of saturation the incremental permeability corresponds to the differential permeability [4]. The actual influence of superposed fields on the permeability shall be determined with measurements. Stoll and Hanson [4] mentioned an approximation for calculating the permeability from the DC magnetization curve which shall be reviewed.

References

- [1] Langman, R. (1970). Measurement of reversible permeability using solid (nonlaminated) specimens. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers , 117, pp. 1887-1890.
- [2] Liese, M. (1977). Verfahren zur Berechnung von Wirbelströmen in massivem Eisen. Archiv für Elektrotechnik , 59,
- [3] Nicolaide, A. (1971). Untersuchung der Charakteristiken der Synchronmaschinen mit massiven Schenkelpolen bei asynchronem Anlauf. Archiv für Elektrotechnik (54); Seite 108-122.
- [4] Stoll, R.-L., & Hanson, D.-J. (1993). Modelling tooth-ripple losses in the solid pole faces of synchronous machines using reversible permeability. Proc. Sixth Int Electrical Machines and Drives Conf. (Conf. Publ. No. 376), (pp. 463-467).

Querkühlung im Vergleich zur Wassermantelkühlung

Die Entwicklung hybrider oder vollelektrischer Straßenfahrzeuge führt zur Nachfrage nach energieeffizienten Motoren mit hoher Drehmomentdichte. Während Bauraum im Automobil generell begrenzt ist, weshalb ein hohes Drehmoment in einem bestimmten Bauvolumen verlangt wird, trägt ein hoher Wirkungsgrad dazu bei, den Kühlaufwand zu reduzieren und bei gegebener Batteriekapazität längere Strecken vollelektrisch fahren zu können.

Die zwei wesentlichen Verlustanteile in elektrischen Maschinen sind Kupfer- und Eisenverluste. Der Maschinenberechner kann praktisch Verluste reduzieren, indem er das Gesamtvolumen des Motors erhöht und somit dessen Drehmomentdichte verringert. Wirkungsgrad und Drehmomentdichte sind also gegenläufige Zielstellungen. Ein optimiertes Motordesign stellt gewöhnlich einen Kompromiss zwischen diesen Zielstellungen dar. Kompaktere Maschinen sind mit einem effektiveren Kühlsystem ausgestattet, welches jedoch zusätzliche Teile, sowie eine höhere Masse und mehr Platzbedarf bedeutet. Beispielsweise werden für eine Wassermantelkühlung neben dem Spiralgehäuse auch Rohre und ein externer Luft-Wasser-Wärmetauscher benötigt. Zusätzlich entsteht ein hoher Aufwand zur dauerhaften Abdichtung des Kühlsystems. Obwohl das Motorgehäuse recht klein ausgeführt werden kann, ist das Verhältnis aus Drehmoment und Gesamtvolumen einschließlich aller externen Komponenten gewöhnlich niedrig.

Eine Möglichkeit, die Drehmomentdichte bei gleich bleibendem Wirkungsgrad zu erhöhen, besteht in der besseren Materialausnutzung im Sinne multifunktionaler Integration. Eine Beschreibung ist in [1] zu finden. Die Grundidee ist, dass sich zwei oder mehr physikalische Felder in demselben Maschinenbauteil ausbreiten. Bei der Querkühlung [2] wird multifunktionale Integration auf den Statorrücken angewendet, d.h. das Blechpaket führt den magnetischen Fluss und funktioniert als Wärmetauscher.

Das Statorblechpaket besteht aus Teilblechpaketen, von denen jedes aus wenigen Blechen mit einer speziellen Außenkontur besteht (Fig. 1).

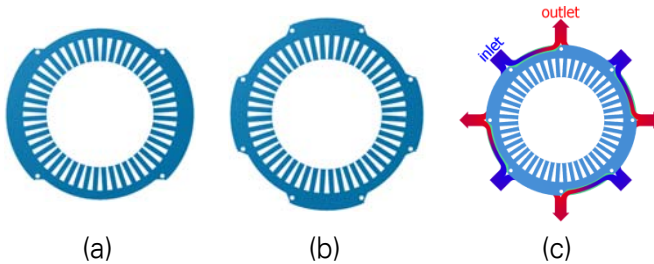


Figure 1: (a) Stator sheet outline with two cooling fins (b) Stator sheet outline with four cooling fins (c) air flow through cooling canals

Benachbarte Teilblechpakete werden um einem Blechschnitt-spezifischen Winkel (90° für den Schnitt in **Figure 1a**, 45° in **Figure 1b**) zueinander versetzt gestapelt. **Figure 1c** zeigt die Luftströmung durch die Kanäle bei einem verwendeten Blechschnitt nach **Figure 1b**. Einige der entstehenden Rippen und dazwischen liegenden Kanäle mit fünf Blechen pro Teilblechpaket zeigt **Figure 2**. Die Kühlluftströmung wird mithilfe eines Lüfters in Einströmkammern in den Ecken oder an den Seiten der Maschine geleitet. Alternativ kann sie von einem externen Gebläse durch Rohre oder Schläuche zugeführt werden. Die erwärmte Luft gelangt nach Austritt aus den Kanälen in die Umgebung.

Neben der Tatsache, dass die Wassermantelkühlung eine größere Zahl externer Komponenten benötigt, führt eine ungeschliffene Oberfläche des Blechpakets außerdem zu einem thermischen Spalt von ($30...50$) μm zwischen Blechpaket und Gehäuse. Während wassermantelgekühlte Motoren immer ein Gehäuse haben, sind quergekühlte Motoren gehäuseloses ausführbar. Da die Querkühlung zu den Verfahren der direkten Blechpaketkühlung zählt, wird die Luft direkt über die Blechpaketoberfläche geführt. Beide Wicklungsköpfe können gleichermaßen gut gekühlt werden, wenn sie vergossen und thermisch an das Querkühlsystem abgeschlossen sind.

Zwei permanentenerregte Synchronmotoren mit vergrabenen

Magneten und verteilten Wicklungen wurden verglichen. Einer der Motoren sollte quergekühlt, der andere wassermantelgekühlt ausgeführt werden. Das Drehmoment an der Welle musste im Bemessungspunkt 920 Nm bei einer Drehzahl von 1700 min⁻¹ betragen. Die Abmessungen der Blechpakete beider Motoren sind in Table I zusammengefasst.

Table I: Dimensions of the two Stator Laminations

	Motor A	Motor B	Unit
machine outside dimensions width x height <i>äußere Motorabmessungen B x H</i>	344 x 344		mm
stator lamination length <i>Länge des Statorblechpakets</i>	270		mm
total height of the water jacket housing <i>Gesamtdicke des Spiralgehäuses</i>	13	-	mm
height of the water duct <i>Dicke des Wassermantels</i>	4	-	mm
number of turns of the water duct <i>Anzahl der Windungen der Wasserspirale</i>	16	-	-
air gap between lamination and housing <i>Luftspalt zwischen Blechpaket und Gehäuse</i>	30	-	µm
fin height / <i>Rippenhöhe</i>	-	14	mm
fin width / <i>Rippenbreite</i>	-	1.5	mm
number of air inlets/outlets <i>Anzahl der Ein-/Auslässe</i>	-	4/4	-
effective outside diameter of the lamination <i>effektiver Blechpaketaußendurchmesser</i>	318	330	mm
stator slot area / <i>Statornutfläche</i>	232	288	mm ²

Im Fall von Motor B (quergekühlt) ist der effektive Außendurchmesser der mittlere Außendurchmesser, d.h. der Durchmesser in halber Rippenhöhe. Der effektive Außendurchmesser des Blechpakets von Motor B ist 12 mm größer als der des Pakets von Motor A.

Um den Platzgewinn durch die Vergrößerung des effektiven Außendurchmessers zu nutzen, wird der Nutquerschnitt vergrößert, während der Strangstrom nahezu gleich bleibt. Durch Erhöhung der Masse von Zähnen und Rücken sind die

Eisenverluste von Motor B geringfügig größer als die von Motor A. Der bedeutendste Unterschied zwischen den beiden Auslegungen besteht jedoch in den Kupferverlusten bei gleichem Nutzfaktor. Eisen- und Kupferverluste sind in Table II zusammengefasst.

Table II: Summary of Torque Density and Losses

	Motor A	Motor B	Unit
no-load iron losses in stator teeth <i>Eisenverluste in den Statorzähnen (Leerlauf)</i>	650	744	W
no-load iron losses in stator core <i>Eisenverluste im Statorrücken (Leerlauf)</i>	568	597	W
iron losses in stator teeth at rated torque <i>Eisenverluste in den Zähnen (Bemessungsp.)</i>	756	865	W
iron losses in stator core at rated torque <i>Eisenverluste im Rücken (Bemessungspkt.)</i>	770	821	W
copper losses at rated torque <i>Kupferverluste (Bemessungspunkt)</i>	5100	4358	W
power efficiency at rated torque <i>Wirkungsgrad (Bemessungspunkt)</i>	95.6	95.9	%
total torque density <i>absolute Drehmomentdichte</i>	18654	18270	Nm/m ³

Strömungsmechanische Berechnungen führen zu den Ergebnissen in Table III. Figure 3 zeigt die Temperaturverteilungen in den zwei Motoren, die mittels FEM Berechnungen ermittelt wurden.

In der Tat sind alle Bedingungen erfüllt, dass beide Motoren dieselbe Drehmomentdichte haben: gleiches Außenvolumen, gleiches Drehmoment und etwa die gleiche Temperatur innerhalb der Nut. Die Effekte, welche zu diesem Ergebnis geführt haben, können wie folgt erklärt werden:

1. Bessere Materialausnutzung durch multifunktionale Integration führt zu einem Gewinn an Raum für aktives Material, was wiederum zur Verringerung der Verluste führt. Der Wirkungsgrad wird erhöht und der Kühlaufwand verringert.
2. Der geringere Wärmeübergangskoeffizient von Luft wird durch die deutlich größere Kühlfläche ausreichend kompensiert.

Die geringere spezifische Wärmekapazität von Luft führt dazu, dass ein größerer Volumenstrom nötig ist als bei Wasserkühlung, sodass eventuell notwendige Rohre einen großen Durchmesser haben müssen. Dennoch sind die konstruktiven Vorteile luftgekühlter Motoren ausschlaggebend für eine Bevorzugung der Querkühlung für Traktionsmotoren. Eine detaillierte Erklärung des oben beschriebenen Vergleichs ist in [3] veröffentlicht. Im Rahmen des Innovativen Regionalen Wachstumsplans AutoTram[®], welcher vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert wird, werden quergekühlte Motoren als Fahrtrieb eines hochkapazitiven Busses ausgelegt. Praktische Erfahrungen mit diesen Maschinen werden im Sommer 2011 verfügbar sein, sobald die Motoren und das Fahrzeug gebaut und getestet worden sind.

Circumferential Air Cooling compared to Water Jacket Cooling

The development of hybrid or fully electric road vehicles raises a demand for energy efficient motors with high torque density. While space inside an automobile is always limited, thus high torque per unit volume is required, high efficiency is needed to reduce cooling effort and achieve longer range of the vehicle with a given battery capacity.

The two major loss components in electric motors are copper and iron losses. The machine designer can practically reduce losses by an increase of the motor's total volume, thus reduces its torque density. Efficiency and torque density are competitive objectives. An optimized motor design is usually a compromise between high efficiency and high torque/power density. More compact machines are equipped with a better cooling system. However, a more effective cooling system requires additional parts, more mass and space. Water jacket cooling, for example, requires the water jacket itself, external cooling ducts, an external heat exchanger and some effort to permanently seal the whole system. Although the motor itself can be very compact, the ratio of torque per total volume or mass (including all external components) is usually low.

One feasible solution to increase torque density at constant power efficiency or improve efficiency at constant torque density is to increase material utilisation by means of multi-functional integration described in [1]. The basic idea is that two or more physical fields distribute inside the same machine component. Circumferential stator cooling [2] is a cooling technique, which applies multi-functional integration to the stator core, i.e. the lamination conducts magnetic flux and acts as heat exchanger.

The stator lamination of a circumferentially cooled core consists of sub-laminations, each composed of a few single sheets with a special outline (**figure 1**). Sub-laminations are stacked with a die-specific angle (90° for the sheet in Fig. 1a, 45° for the sheet in **figure 1b**) in between. Fig. 1c shows the air flow through the canals when sheets in Fig. 1b are used. Some canals of a lamination with five sheets per sub-lamination are shown on the photograph in **figure 2**. Cooling air is practically supplied by a shaft-mounted fan through inflow cavities located at the sides or in the corners of the machine. Alternatively, air pipes or hoses can connect an external fan with the canal inlets. The exhaust air is blown directly into the surrounding space.

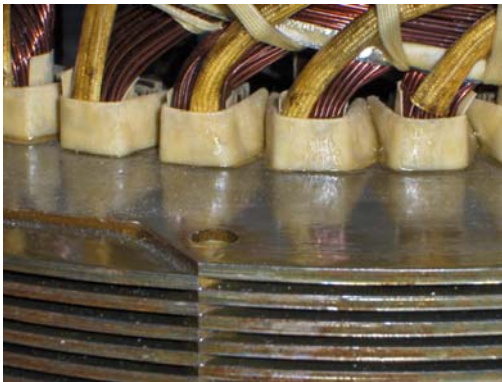


Figure 2: Photograph of lamination around air inlet

Besides the fact that water jacket cooling requires more external components, the imperfect fit of lamination and housing results in an average thermal gap of (30...50) μm .

While housing is necessary for water jacket cooling, circumferential cooling can be applied on frameless machines. As circumferential cooling is a direct lamination cooling technique, cooling air flows directly at the surface of the lamination. Both end windings can be cooled equally well if they are potted with resin and thermally connected to the circumferential cooling system.

Two permanent magnet synchronous motors with buried magnets and distributed windings were compared. Torque at the shaft had to reach 920 Nm (rated torque) at 1700 rpm. Dimensions of the stator laminations of both motors are shown in Table I. For motor B, the effective lamination diameter is the mean diameter, i.e. the diameter at half the cooling fin height. The effective lamination diameter of motor B is 12 mm larger than the diameter of the lamination of motor A.

In order to utilize the additional space we gained by enlarging the outer diameter, we increase the slot area, while the phase current remains nearly the same. Since the mass of teeth and core has been raised, iron losses of motor B are slightly higher compared to motor A. The most significant difference between the two designs, however, is the amount of copper losses at equal slot fill factor. Iron and copper losses are summarized in Table II.

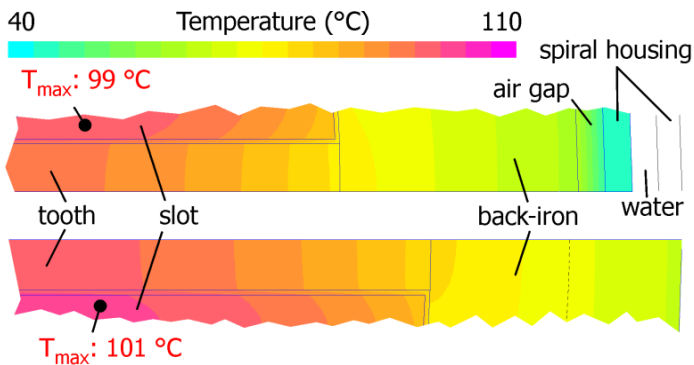


Figure 3: Temperature distribution for motor A (top) and motor B (bottom)

Fluid-mechanical calculations lead to the results shown in

Table III. Figure 3 shows temperature distributions in the two motors, which were derived from finite elements calculations.

Table III: Required Fluid-mechanical Parameters

	Motor A	Motor B	Unit
temperature gain of the cooling fluid <i>Erwärmung des Kühlfluids im Kanal</i>	9.5	20	K
total volume flow rate calculated using <i>Volumenstrom insgesamt</i>	8.0	$20.0 \cdot 10^3$	ℓ/min
heat transfer coefficient <i>Wärmeübergangszahl</i>	$10.5 \cdot 10^3$	100	W/m^2K

As a matter of fact, all requirements, which lead to the conclusion that both motors have the same torque density, are satisfied: equal frame volume, same torque and about the same temperature inside the stator slot. The effects, which lead to this result, can be described by the following two statements:

1. Better material utilization by multi-functional integration leads to a gain in space, thus a decrease of losses. Efficiency is raised, cooling effort generally lowered.
2. Smaller heat transfer coefficient of air is compensated sufficiently by a very large cooling surface.

The difference in specific thermal capacitance leads to higher volume flow rate, thus larger diameters of pipes (if needed). However, the constructional advantages of air cooled machines make circumferentially cooled motors preferable for use as traction motors. A more detailed description of the comparison described above can be found in [3]. Within the Innovative Regional Growth Core AutoTram®, which is financially supported by the German Federal Ministry of Education and Research, circumferentially cooled motors are designed for use as electric traction motor of a high-capacity bus. Practical experience with these machines will be available from summer 2011 on, when the motors and the vehicle are built and tested.

References

- [1] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Inter-laminar Flux and Eddy Current Losses in a Circumferentially Cooled Stator Core, ICEM 2010, Rome
- [2] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Design Aspects of Circumferentially Cooled Frameless Machines, ICEMS 2009, Tokyo
- [3] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Advances in Power Density and Efficiency – Circumferentially vs. Conventionally Cooled Electric Motors, ICEMS 2010, Incheon

Aktive Schwingungsdämpfung für doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren im Synchronbetrieb

Doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren (DFIG – Englisch: Doubly-Fed Induction Generators) in Windkraftanlagen arbeiten normalerweise in einem Bereich außerhalb des Synchronarbeitspunkts. Am Synchronarbeitspunkt gibt es Diverse Probleme. Grund dafür sind unsymmetrische thermische Belastungen der Läuferwicklungen und der Stromrichterhalbbrücken. Trotz der Verlustleistung gibt es viele Vorteile, wie zum Beispiel kein Wirkleistungsfluss durch den Stromrichter, sodass dessen Bemessungsverhältnis reduziert werden kann, wenn die elektro-mechanische Oszillation in der Maschine exakt gedämpft wird. Die Vibrationen entstehen durch gleichzeitigen Einfluss von transienten elektromagnetischen- und mechanischen Prozessen wenn es Veränderungen der Betriebsparameter, Belastungen oder Netzfehler gibt. Die Differenzialgleichung, die die Vibration von Polradwinkel $\Delta\theta$ beschreibt, wird in Gleichung (1) dargestellt.

Wird die Vibration nicht berücksichtigt, können Wirk- und Blindleistung mit einer klassischen Struktur geregelt werden [1]. Der innere Aufbau von diesem Regler basiert auf einem Model der DFIG [2] (Figure 1).

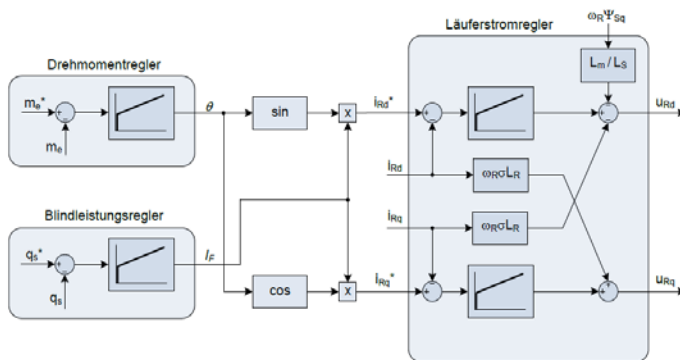


Figure 1: Control structure for DFIG

Um den Polradwinkel zu dämpfen, wird ein Regelungsschema entwickelt, das die kritische Dämpfung der Oszillation enthält (Figure 2). Der Regler kompensiert den Dämpfungsmomententeil, der nicht im Vibrationsmodell modelliert werden kann.

Die Vibration drückt sich nicht nur im Drehmoment sondern auch in der Blindleistung aus und wird in den Kopplungsgleichungen (2) und (3) beschrieben.

Eine andere Dämpfungsregelungsstruktur wurde entwickelt, um die Oszillation in Wirk- und Blindleistung zu eliminieren (Figure 3). Die Vibrationskomponente $\Delta\theta$ wird aus Sollwerten und Istwerten der Wirk- und Blindleistung und den Läuferstromkomponenten i_{Rd} und i_{Rq} berechnet.

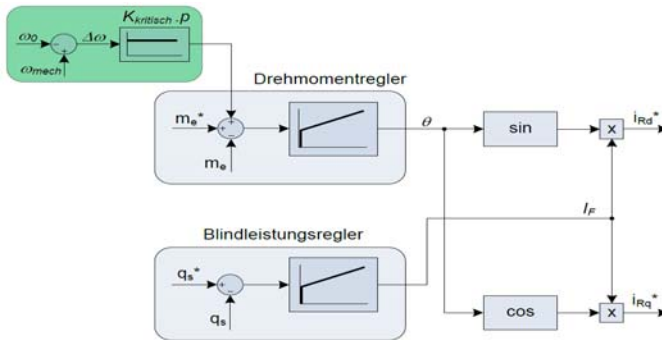


Figure 2: Critical damping control

Figure 4 zeigt Simulationsergebnisse von Drehmoment, Blindleistung und Polradwinkel mit und ohne Vibrationsregelung. Überschwingweite und Schwingungen werden beträchtlich reduziert.

Active Vibration Control for Doubly-Fed Induction Generators at Synchronous Point

The doubly-fed induction generators work usually far away from the synchronous point at which there may be instable properties and unbalanced thermal stress on the windings and inverter half-bridges. However, except for the power losses, the advantages such as no active power flowing in

the rotor and low converter rating are surpassed the drawback in case where the electromechanical oscillation is damped totally. The oscillation is caused by the considerably simultaneous influence between the electromagnetic transients and mechanical process during the change of operating parameters, dispatching loads or grid faults. This fluctuation affects most parameters of the generators such as speed, powers as well as torque. The vibration depends mainly on the initial state of system right before the operating mode changes and could be described with the following differential equation:

$$\Delta M = K_{syn} \Delta \theta + K_d \frac{d\Delta \theta}{dt} + Kb \frac{d^2 \Delta \theta}{dt^2} \quad (1)$$

In the case where the vibration is not considered, the active and reactive can be controlled by the structure described in **Figure 1** [1]. The active and reactive power controls employ a conventional PI structure in which load angle and field current are adjusted. Whose outputs are calculated to give reference values of the inner current control loop [2].

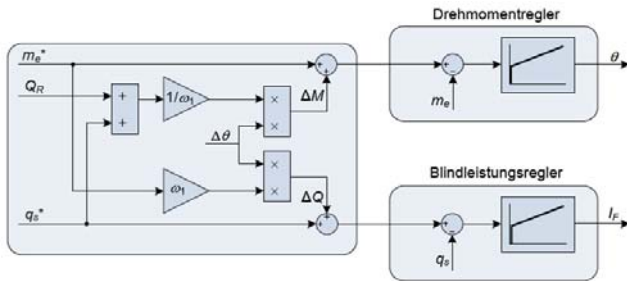


Figure 3: Coupling damping control

In order to damp the vibration of load angle, a vibration control scheme is utilized to maintain the critical damping (**figure 2**). The method deals with the unbalance of moment components and compensates the part of damping moment that is not adequately modeled in the vibration model.

The vibration in the synchronous generator occurs not only in the torque but also in the reactive power and the coupling relation is expressed as followings:

$$Q = Q_0 + \Delta \theta \cdot \omega_1 \cdot M_0 \quad (2)$$

$$M = M_0 + \Delta\theta \frac{Q_0 + Q_R}{\omega_1} \quad (3)$$

Another vibration control structure is developed in order to eliminate oscillation in the active and reactive components (**Figure 3**). The vibration component $\Delta\theta$ is obtained from desired values and actual values of active/reactive powers and rotor current components i_{Rd} , i_{Rq} .

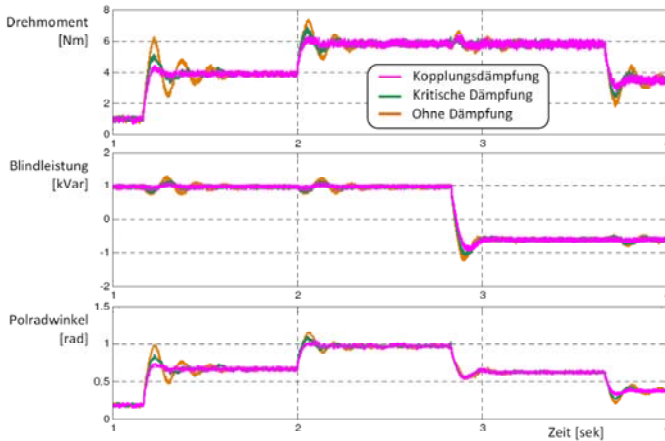


Figure 4: Numeric results

Figure 4 presents the actual active and reactive powers without and with the vibration controllers. As can be seen, the overshoot and the vibration at the time where the powers are varied decrease considerably. This vibration is complemented mutually and maintained balance in both active and reactive powers.

References:

- [1] Rabelo, B.; Hofmann, W.: Untersuchung des Synchronen Betriebs doppeltgespeister Drehstrom-Asynchrongeneratoren. VDE ETG Kongress, Düsseldorf, 2009
- [2] Rabelo, B.; Hofmann, W.; Silva, J.; Oliveira R.; Silva, S.: Reactive Power Control Design in Doubly Fed Induction Generations for Wind Turbines. IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 56, no. 10, pp. 4154-4162, Oct. 2009

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 Praktikumlabore (112 qm)
- 1 PC-Pool

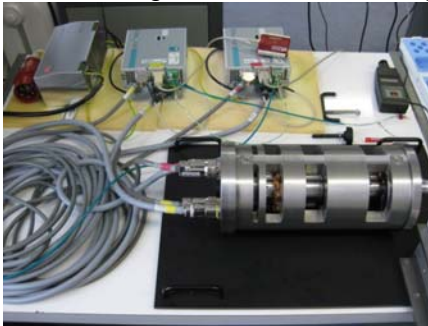


5.1 Forschungsversuchsstände

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



- Optimale Bewegungssteuerung mit Rotations- und Linearantrieben
- Matrixumrichter, Z-Source-Inverter
- Rechnergestützte Bewegungssteuerung: automatisierter Entwurf des Programmkodes 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
- Weitere Versuchsstände zur Vertiefungsausbildung elektrische Maschinen und Antriebe in den Studiengängen Elektroenergietechnik 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

Dr.-Ing. Balduino Rabelo

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. 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. Stephan Tenner

Dipl.-Ing. Andreas Tröger

Dipl.-Ing. Thomas Windisch

Dipl.-Ing. Daniel Wöhner

Freie Mitarbeiter

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

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

Fachpersonal

Sylvia Rehn

Dipl.-Ing. Axel Rusch

Doktoranden

Dipl.-Ing. Rufin Biandu

Dipl.-Ing. (FH) Christian Ehrenreich

Dipl.-Ing. Bernd Cheburski

Dipl.-Ing. (FH) Martin Eckart

Dipl.-Ing. Stephan Kunckel

Dipl.-Ing. Fouzey Salem

Dipl.-Ing. Thomas Schuhmann

Dipl.-Ing. Amr Singer

M.Sc. Sören Miersch

Studentische Hilfskräfte:

Nico Remus, Stephan Karberg, Gunnar Steinborn, Normann Schwingal, Alexander Leibenath, Christian Hufenbach, An-negret Frenzel; Yang Yang.

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: 0351-463-32917
Telefax: 0351-463-33655
e-Mail: gert-helge.geitner@tu-dresden.de

Verantwortlich:

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