



**TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DRESDEN**

Elektrotechnisches Institut

Prof. Dr.–Ing. W. Hofmann

JAHRESBERICHT ANNUAL REPORT	2009
--	-------------

Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe

Inhalt

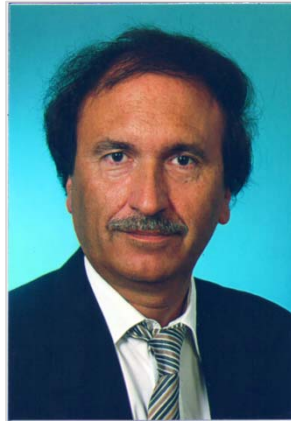
1	Vorwort	5
2	Lehraufgaben	7
2.1	Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik	7
2.2	Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium für andere Fakultäten	12
2.2.1	Fakultät für Maschinenbau	12
2.2.2	Fakultät für Wirtschaftswissenschaften	12
2.2.3	Zusatzvorlesungen	12
2.3	Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten	13
2.4	Exkursionen	17
2.5	Ehrungen, Preise	18
3	Öffentlichkeitsarbeit	21
3.1	Veröffentlichungen	21
3.2	Vorträge und Berichte	23
3.2.1	Lehrstuhl und Institut	23
3.2.2	National und International	37
3.3	Qualifizierung	39
3.4	Kooperation	39
3.4.1	Forschung und Lehre	39
3.4.2	Gremien und Gutachten	42
4	Forschung	43
4.1	Forschungsprofil	43
4.2	Forschungsprojekte	43
4.3	Dissertationen	45
4.4	Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform	46
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 2009 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 konnte erfreulicherweise gegenüber dem letzten Berichtszeitraum um 50% auf 25 Mitarbeiter gesteigert werden. Das war im Wesentlichen darauf zurückzuführen, dass interessante Projekte in Angriff genommen wurden, die von der DFG, der AiF und vom BMBF über mehrere Jahre gefördert werden. Darüber hinaus wird die Forschungskraft 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. Ein besonderer Schwerpunkt wurde im letzten Jahr auf die Intensivierung der Kooperationen mit dem ostdeutschen Elektromaschinenbau gelegt, womit ein kleiner Beitrag zur Festigung der internationalen Konkurrenzfähigkeit und der Gewinnung des wissenschaftlich-technischen Nachwuchses für diese Branche geleistet wird.

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 konnten ausgebaut werden und werden aus öffentlicher Hand gefördert.

Bei den Lehraufgaben konzentriert sich der Lehrstuhl auf die beiden grundständigen Diplomstudiengänge Elektrotechnik und Mechatronik. Sie konnten trotz vielfältiger Einflüsse seitens des Bologna-Prozesses beibehalten werden und werden die Studenten in gewohnter Qualität zum Diplomabschluss führen.

Für die geleistete Arbeit der Mitarbeiter und Studenten, die kollegiale Zusammenarbeit mit meinen Amtsvorgängern und die Unterstützung von vielen Seiten sei an dieser Stelle herzlich gedankt.

Ihr



W. Hofmann

2 LEHRAUFGABEN

2.1 Lehraufgaben im Grund- und Hauptstudium an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

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 Maschine.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Traktions- und Magnetlagertechnik (2/0/0)

Wahlfach für alle Studienrichtungen

Traktionstechnik

Grundlagen; Fahrmotoren und deren Dimensionierung; Fahrwerke und Lastkollektive; Stromrichtertechnik; Vierquadrantensteller als Netzstromrichter; U-Umrichter als Maschinenstromrichter; Bahntechnische Regelkreise

Magnetlagertechnik

Einleitung; Aktive Magnetlagerung für Rotoren; Auslegung von Magnetlagern; Eigenschaften aktiver Magnetlager; Dynamik magnetgelagerter Rotoren; Regelung eines Magnetlagers; Aufbau lagerloser Maschinen; Anwendungspotentiale für Magnetlager

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Elektrische Maschinen 2 (2/1/0)

Wahlpflichtfach für Elektroenergie-technik

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.

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

Schaltungstechnik (2/1/0)

Pflichtfach für Automatisierungstechnik und Elektroenergie-technik

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

Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. V. Müller

Entwurf von Antriebssystemen (2/1/0)

Wahlpflichtfach für Mechatronik (Makromechatronik) und Elektroenergie-technik

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 Elektroenergie-technik; Entwurf und Simulation des Bandantriebs einer Gurtbandförderanlage.

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

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

Wahlpflichtfach für Mechatronik (MT) und Elektroenergie-
technik

Elemente des Antriebssystems

Energetische Komponenten; Informationstechnische Komponenten des Antriebssystems; Signalverarbeitungseinheiten.

Automatisierte Drehstromantriebe

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

Systemintegration automatisierter Antriebe

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

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

Technische Systeme (1/1/1)

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

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

Aktorik – Teil 1 (2/0/0) und (0/0/21)

Elektrische Aktoren

Elemente zur Bewegungssteuerung, gesteuert, Projektierungsgrundlagen, geregelt, Elemente zur Leistungsflusssteuerung.

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. Ermisch (LE)

Transformatoren und Messwandler (2/1/1)

Leistungstransformatoren in der Elektroenergie-technik, Wachstumsgesetze und TK-Zahl; Aufbau, Ausführungsformen, stationärer Betrieb, nichtstationärer Betrieb; Wicklungsaufbau, Wicklungsausführungen; Begriffe, Isoliersysteme, Isolierstoffe für Transformatoren; Entwurf von Transformatoren: 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 Fakultät für Wirtschaftswissenschaften

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann; Dr.-Ing. N. Hildebrand

Elektrische Maschinen und Antriebe für Wirtschaftsingenieure (2/0/0)

- Lehrexport für Fakultät Wirtschaftswissenschaften

2.2.3 Zusatzvorlesungen

Dr. O. Drubel (Siemens AG)

Zusatzvorlesung im Rahmen der Lehrveranstaltung: „Elektrische Maschinen 2“. Umrichter gespeiste Großmaschinen und Turbogeneratoren; 09. – 13.03.2009.

Dr.-Ing. Frank Jurisch (Vakuumschmelze Hanau)

„Moderne Magnetwerkstoffe für den Einsatz bei elektrischen Maschinen“, als Ergänzung der Lehrveranstaltung „Elektrische Maschinen 2“; 24. und 25. Juni 2009

Antriebstechnik und Magnetwerkstoffe; Näherungsweise Berechnung magnetischer Kreise nach analytischen Verfahren; Rastmomente in rotierenden elektrischen Maschinen; Fertigungsbedingte Inhomogenitäten bei Permanentmagneten und deren Auswirkungen auf das Betriebsverhalten elektrischer Maschinen; Stabilitätseinbuße bei Permanentmagneten

durch unvollständige Magnetisierung; Wirbelstromverluste in Permanentmagneten - Ursachen, Berechnung, Diskussion.

Prof. Dr.-Ing. H.-D. Eberhard (TU Dresden)

„Kühltechnik elektrischer Maschinenströmungsmodell“; als Ergänzung der Lehrveranstaltung Elektrische Maschinen 2, 16.07.2009

Gliederung: Analyse und Systematisierung von Kühlprinzipien; Strömungsmodell einer elektrischen Maschine; Kühltechnik als dialektisches Problem; Strömungsarten; Grundgleichungen; Arbeitspunkt des Strömungskreises; Prinzipielle Lösung der strömungstechnischen Aufgabe; Passive Abschnitte im Strömungskreis; Aktive Abschnitte im Strömungskreis; Experimentelle Bestimmung von Druck-Volumenstrom-Kennlinien; Prinzipielle Eigenschaften der Bauarten der Ventilatoren; Innovative Belüftungskonzepte; Beispiel für die Erarbeitung einer belüftungstechnischen Lösung; Beispiel für eine innovative Lösung für gehäuselose elektrische Maschinen; Zusammenfassung und Ausblick.

2.3 Abgeschlossene Diplom- und Studienarbeiten

Diplomarbeiten

Henry Barth

Thema: Einschrittkommutierung von Frequenzumrichtern mit Gleichspannungszwischenkreis mittels U-I-Charakteristik der Leistungshalbleiter.

Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß

Hao Yan

Thema: Magnetfeld-Analyse und Verlustleistungsberechnung für einen neuen lagerlosen geschalteten Reluktanzmotor.

Betreuer: M. Sc. Chen

Zhenglin Liu

Thema: Eine neuartige Regelung der Tragkraft und des Drehmomentes eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors (GRM) mit einer Einschichtwicklung.

Betreuer: M. Sc. Chen

Silvio Semmer

Thema: Optimierung der elektromagnetischen Auslegung eines Windkraftgenerators.

Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Frederik Klenke

Thema: Untersuchungen zu energieoptimalen Stellvorgängen bei translatorischen und rotatorischen Stellantrieben.

Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. V. Müller

Stephan Tenner

Spar-Zwischenkreisumrichter mit hoher elektrischer Auslastung für elektronische Getriebe in Elektro- und Hybridfahrzeugen.

Betreuer: M. Sc. Arias

Bastian Krug

Vergleich von Ausführungsvarianten permanenterregter Synchronmaschinen für den Einsatz als Fahrtrieb einer Hybrid-Busbahn.

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Daniel Wöhner

Thema: Entwicklung eines Finite-Elemente-Modells (FEM) zur Simulation der Wirbelstromverteilung in einem Turbogeneratorläufer und Erweiterung eines vorhandenen Widerstandnetzwerkes.

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Bach

Qilin Wang

Berechnungsvorschriften für den magnetischen Widerstand des Statorrückens quergekühlter, gehäuseloser Maschinen.

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Vyacheslav Blagikh

Braking of variable speed AC drives without energy feedback or braking unit.

Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. V. Müller

Kenneth Benath
Dynamisch optimale Steuerung eines CVT-Satelliten-
Sterngetriebes.
Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. V. Müller

Jialei Dong
Berechnung des magnetischen Leitwertes des Luftspaltes für
einen neuen lagerlosen geschalteten Reluktanzmotor .
Betreuer: M. Sc. Chen

Henning Kasten
Entwurf und Verlustleistungsoptimierung von schnell drehen-
den Permanentmagnet-Synchronmaschinen.
Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Xiliang Wang
Entwurf eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors
(GRM) mit einer Einschichtwicklung.
Betreuer: M. Sc. Chen

Xiaozhen Zhu
Leistungsfluss orientierte Modellierung elektromechanischer
Getriebe für Hybridfahrzeuge.
Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Georg Richter
Entwicklung eines durchgängigen Simulationsmodells für eine
Versuchseinrichtung zum Umformen von Karton.
Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. G.-H. Geitner

Studienarbeiten

Nikola Sucevic, Serbien
Erstellung eines Matlabmodells zur Berechnung von Schalt-
verlusten im Wechselrichter.
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth

Paul Damme
Entwurf und Aufbau einer Crowbar.
Betreuer: Dipl.-Ing. B. Rückert

Ria Kresse
Aufbereitung von Verlustberechnungsalgorithmen für die
thermische Simulation von Wasserkraftgeneratoren
Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Carsten Grunert

Aufbau einer einachsigen aktiven Magnetlagerung für Demonstrationzwecke

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Jan Döring

Praktikumsversuch „Gleichstromstellmotor“

Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Stefan Wenzel

Entwicklung von Praktikumsversuchen für die Untersuchung von Netzurückwirkungen

Betreuer: PD Dr.-Ing. habil. V. Müller

Rico Nickl

Inbetriebnahme eines netzseitigen Stromrichters für doppelt-gespeiste Asynchrongeneratorantriebe

Betreuer: Dr.-Ing. B. Rabelo

Yuanpeng Zhang

Eisenverluste im Statorrückengebiet quergekühlter, gehäuse-loser Maschinen

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa

Falk Bahr

Portierung der feldorientierten Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine auf eine DSP-Plattform

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Tao Wu, China

Erweiterung eines Modells zur Berechnung der Rotorverluste in aktiven Magnetlagern

Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

Gunar Steinborn

Praktikumsversuchsstand "Gleichstrommaschine"

Betreuer: Dr.-Ing. N. Hildebrand

Silvio Semmer

Praktikumsversuchsstand "Prüfung elektrischer Maschinen"

2.4 Exkursionen

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

- Studienrichtungsexkursion Elektroenergietechnik;
02.06.2009 - 05.06.2009
 - Siemens Niederspannungs-Schaltgerätewerk Amberg,
 - Siemens Large Drives in Nürnberg,
 - Siemens HVDC-Testumrichter in Erlangen,
 - Siemens Power Transmission Division
Umrichterfertigung Nürnberg,
 - Siemens Transformatorenwerk Nürnberg.
 - Firma Seba KMT Baunach.



- Siemens Trafowerk Dresden; 06.11.2009
- VEM Sachsenwerk Dresden; 11.12.2009

2.5 Ehrungen, Preise

Prof. (i.R.) Dr.-Ing. habil. Germar Müller, „50 Jahre Goldene Promotion“

Laudatio zur Ehrung von Prof. Müller zum 14.Tag der Fakultät 2009

Sehr verehrte Festversammlung, gern übernehme ich die ehrenvolle Aufgabe den mit einer Urkunde „50 Jahre Goldene Promotion“ zu Ehrenden in einer Laudatio zu würdigen.

Mit dieser Ehrung zum Tag der Fakultät wollen wir unseren Stolz auf verdiente Doktor-Veteranen, die sich immer noch mit der Fakultät verbunden fühlen, zum Ausdruck bringen.

Ferner wollen wir auch öffentlich zeigen, dass es an unserer Fakultät eine lange und mit hohen Qualitätsstandards verbundene Tradition des Promotionsrechts gibt.

Wann kann einem diese Würdigung zu Teil werden? Da es sich hier um eine Premiere handelt, will ich die aus meiner Sicht wichtigsten drei Voraussetzungen ansprechen.

Erstens sollte der zu Ehrende in jungen Jahren - empfohlenes Höchstalter 30 Jahre - hier an der Fakultät eine Promotionschrift eingereicht und erfolgreich verteidigt haben. Genau das war geschehen am 30. April 1959 mit der Promotionschrift - ich zitiere aus der Arbeit: „Die Anwendung der unipolaren Induktion zur Aufnahme von Drehzahländerungen“, die am 14. Dezember 1959 in einer mündlichen Prüfung verteidigt wurde. Wir bemerken, auch vor 50 Jahren musste sich der Promovend in Geduld üben zwischen Abgabe der Schrift und mündlicher Prüfung.

Zweitens man sollte wesentliche Spuren hinterlassen haben. Der zu Ehrende hat sie hinterlassen zunächst als Hochschul-lehrer an der damaligen TH Ilmenau, dann als langjähriger Forschungsdirektor im FEZ Elektromaschinenbau und zuletzt als Lehrstuhlinhaber an unserer Fakultät von 1987 -1996. Nach seinem Eintritt in den Ruhestand ist er am Institut aber weiterhin präsent geblieben. Seine Arbeiten werden heute noch nachgefragt von einem Weltmarktführer für Kraftwerksgene-

ratoren und vom sächsischen Elektromaschinenbau, wenn es gilt besonders knifflige Aufgaben zu lösen.

Sein Lehr- und Fachbuchwerk - erst vor kurzem sind eine 9. und zwei 6. Auflagen erschienen - hat ganze Ingenieurgenerationen in Ost und West durch Studium und Berufsleben begleitet. Ein bekannter Fachkollege hat es einmal treffend in einer Rezension beschrieben:

„ Sie stellen die einzigen deutschsprachigen modernen Lehrbücher über Elektromaschinenbau dar, die sowohl Wissenschaftsansprüchen gerecht werden als auch als Nachschlagewerk von Ingenieuren in der Praxis hoch geschätzt sind. “

Drittens muss sich jemand zum richtigen Zeitpunkt an die Promotion erinnern, was angesichts des Zeithorizonts von 50 Jahren nicht selbstverständlich ist, zumal alle jetzt aktiven Fakultätsmitglieder zur Promotionsverteidigung vor 50 Jahren verhindert gewesen sein dürften. Wäre da nicht der Wink eines aufmerksamen Oberassistenten gewesen, hätte nur noch der Zufall mitgeholfen, denn zu seinem 80. Geburtstag, den wir im August diesen Jahres feiern konnten, ist auch von seiner Promotion die Rede gewesen.

Wir freuen uns nun anlässlich der 50-jährigen Wiederkehr seiner Promotion an unserer Fakultät die Urkunde „Goldene Promotion“ an Herrn Prof. i.R. Dr.-Ing. habil. Gernar Müller überreichen zu können und würdigen damit seine langjährige Verbundenheit mit der Fakultät.

(Verfasser: Prof. W. Hofmann)

Dipl.-Ing. Thomas Bach

Outstanding Poster Presentation Award

The Technical Program Committee recognizes „Determining Negative Sequence Currents of Turbine Generator Rotors“ Presented by Bach Thomas as outstanding poster presentation paper in the 12th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2009), Tokyo, 2009

3 ÖFFENTLICHKEITSARBEIT

3.1 Veröffentlichungen

- [1] Rabelo, B.; Hofmann, W.; da Silva, J.L.; de Oliviera, R. G.; Silva, S.R.: Reactive Power Control Design in Doubly Fed Induction Generators for Wind Turbines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 10, October 2009. pp.4154-4162
- [2] Galindo-del-Valle, R.; Rabelo, B.; Cotorogea, M.; Hofmann, W.: On the Emulation of an Isolated Wind Energy Conversion System: Experimental Results. CERMA 2009, Guernavaca (Mexiko), 6 pages.
- [3] Geitner, G.-H.: Modellbildung dynamischer Systeme mittels Leistungsfluß. VVD 2009, Tagung Verarbeitungsmaschinen und Verpackungstechnik. Dresden, S.345-372
- [4] Geitner, G.-H., Kömürgöz, G.: Power Flow Oriented Modelling - a Modern Method for Teaching Modelling of Dynamical Systems. 4th ENMA International Conference on Engineering and Mathematics, Bilbao, June 2009, Spain.
- [5] Baburske, R; Domes, D.; Lutz, J.; Hofmann, W.: Passive Turn-On Process of IGBTs in Matrix Converter Applications. European Power Electronics and Drives Application Conference, EPE 2009, Barcelona, Proceedings, 7 pages
- [6] Bruns, M.; Rabelo, B.; Hofmann, W.: Investigation of Doubly-Fed Induction Generator Drives Behaviour at Synchronous Operating Point in Wind Turbines. European Power Electronics and Drives Application Conference, EPE 2009, Barcelona, Proceedings, 8 pages
- [7] Geitner, G.-H.; Hofmann, W.: Teaching Power Flow Oriented Modelling of Dynamic Systems - Basics. European Power Electronics and Drives Application Conference, EPE 2009, Barcelona, Proceedings, 11 pages
- [8] Klenke, F.; Müller, V.; Hofmann, W.: Energy optimal motion control of servo motors and downsizing of components. European Power Electronics and Drives Application Conference, EPE 2009, Barcelona, Proceedings, 11 pages
- [9] Fleischer, E.; Hofmann, W.: Einsatz von Pulververbundwerkstoffen in aktiven Magnetlagern zur Reduzierung der

- Rotorverluste ETG-Kongress 2009, Düsseldorf , Okt. 2009, Tagungsband S. 35 - 40
- [10] Rabelo, B.; Hofmann, W.: Untersuchung des synchronen Betriebs von doppeltgespeisten Drehstrom-Asynchrongeneratoren, ETG-Kongress 2009, Düsseldorf, Okt. 2009, Tagungsband S. 135 – 141.
- [11] Klenke, F.; Hofmann, W.: Energieeffiziente Bewegungssteuerung von Linearmotoren, ETG-Kongress 2009, Düsseldorf, Okt. 2009, Tagungsband S. 97 - 102
- [12] Bach, T.; Wöhner, D.; Takahashi, K.; Hattori, K.; Liese, M., Hofmann, W.: Determining Negative Sequence Currents of Turbine Generator Rotors, ICEMS 2009, Proceedings, Tokyo, 2009
- [13] Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; Hofmann, W.: Design Aspects of Circumferentially Cooled Frameless Machines, ICEMS 2009, Proceedings, Tokyo 2009
- [14] Hofmann, W.: Der Leistungsbypass – ein erfolgreiches Prinzip in elektromechanischen Energiewandlern. Sitzungsberichte der Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig Technikwissenschaftliche Klasse Band 3 Heft 1, 31 Seiten, SAW und Hirzel, Leipzig/Stuttgart 2009.

3.2 Vorträge und Berichte

3.2.1 Lehrstuhl und Institut

Oberseminar

21.01.2009, 28.01.2009, 29.01.2009

- C. Grunert: *Aktuelle Entwicklung bei Windkraftanlagen*
- K. Bennath: *Struktur und Dimensionierung von Lageregelungen bei Vorschubantrieben*
- M. Hinze: *Hochsetzstellermodellierung mit Leistungsflussorientierten Graph*
- R. Kresse: *Entwicklungstendenzen bei elektrisch angetriebenen Kühlmittelpumpen im Kraftfahrzeug*
- J. Nitzsche: *Modellbildung für ein U-Bahn Antriebssystem mit Bondgraphen (BG)*
- N. Wackernagel: *Anwendungsgebiete von Ringmotoren*
- J. Döring: *Energetische Betrachtung der Lastpunktanhebung als Maßnahme zur Kraftstoffreduktion in Hybridfahrzeugen*

Vorträge

29.01.2009

F. Klenke

Diplomzwischenvortrag:

„Untersuchungen zu energieoptimalen Stellvorgängen bei translatorischen und rotatorischen Stellantrieben“

27.02.2009

Dipl.-Ing. Robert Michel

Öffentliche Verteidigung der Dissertation zum Thema:

“Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren am Beispiel einer permanentenregten Maschine mit Einzelzahnwicklung“

05.03.2009

D. Wöhner

Diplomzwischenvortrag:

„Entwicklung eines Finite-Elemente-Modells (FEM) zur Simulation der Wirbelstromverteilung in einem Turbogeneratorläufer und Erweiterung eines vorhandenen Widerstandsnetzwerkes“

22.04.2009

S. Semmer

Diplomzwischenvortrag:

„Optimierung der elektromagnetischen Auslegung eines Windkraftgenerators“

06.05.2009

K. Benath

Diplomzwischenvortrag:

„Dynamisch optimale Steuerung eines CVT-Satelliten-Stern-Getriebes“

20.05.2009

M.Sc. B. Rabelo:

Forschungsvortrag:

„Optimierung des Blindleistungsflusses an doppelgespeisten Asynchrongeneratoren für Windkraftanlagen“

W. Qilin

Diplomzwischenvortrag:

„Magnetischer Spannungsabfall im Rücken quergekühlter, gehäuseloser Maschinen“

10.06.2009

H. Yan

Diplomverteidigung

"Magnetfeld-Analyse und Verlustleistungsberechnung für einen neuen lagerlosen geschalteten Reluktanzmotor"

M.Sc. Arias

Forschungsvortrag:

"Wechselrichter mit Impedanz-Zwischenkreis (Z-Source) - Analyse der Lattice-Struktur"

01.07.2009

Dipl.-Ing. B. Schmülling (RWTH Aachen)

Forschungsvortrag:

"Elektromagnetische Linearführungen für Aufzugssysteme".

S. Tenner

Diplomverteidigung:

"Spar-Zwischenkreisumrichter mit hoher elektrischer Auslastung für elektronische Getriebe in Elektro- und Hybridfahrzeugen".

17.07.2009

Z. Liu

Diplomverteidigung:

"Eine neuartige Regelung der Tragkraft und des Drehmomentes eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors (GRM) mit einer Einschichtwicklung"

H. Kasten

Diplomzwischenvortrag:

"Entwurf und Verlustleistungsoptimierung von schnelldrehenden permanenterregten Synchronmaschinen"

15.07.2009

Q. Wang

Diplomverteidigung:

"Magnetischer Spannungsabfall im Rücken quergekühlter, gehäuseloser Maschinen".

17.07.2009

D. Wöhner

Diplomverteidigung:

"Entwicklung eines Finite-Elemente-Modells (FEM) zur Simulation der Wirbelstromverteilung in einem Turbogeneratorkläufer und Erweiterung eines vorhandenen Widerstandnetzwerkes"

18.08.2009

G. Richter

Diplomzwischenvortrag:

"Entwicklung eines durchgängigen Simulationsmodells für eine Versuchseinrichtung zum Umformen von Karton"

X. Zhu

Diplomzwischenvortrag:

"Leistungsfluss orientierte Modellierung elektromechanischer Getriebe für Hybridfahrzeuge"

20.08.2009

F. Klenke

Diplomverteidigung:

"Untersuchungen zu energieoptimalen Stellvorgängen bei translatorischen und rotatorischen Stellantrieben"

J. Dong

Diplomzwischenvortrag:

"Berechnung des magnetischen Leitwertes des Luftspaltes für einen neuen lagerlosen, geschalteten Reluktanzmotor"

24.09.2009

V. Blagikh

Diplomverteidigung:

„Braking of variable speed AC drives without energy feedback or braking unit“.

20.10.2009

K. Benath

Diplomverteidigung:

„Dynamisch optimale Steuerung eines CVT Satelliten-Sterngetriebes“

X. Wang

Diplomzwischenvortrag:

„Entwurf eines lagerlosen geschalteten Reluktanzmotors (GRM) mit einer Einschichtwicklung“

03.11.2009

X. Zhu

Diplomzwischenvortrag:

"Leistungsfluss orientierte Modellierung elektromechanischer Getriebe für Hybridfahrzeuge"

10.11.2009

M. Festa

Forschungsvortrag:

„Design Aspects of Circumferentially Cooled Frameless Machines“

T. Bach

Forschungsvortrag:

„Methode zur Berechnung von Schiefastströmen im Dämpfer System von Turbo Generatoren“

17.11.2009

M. Eckart (HTW Dresden)

Forschungsvortrag:

„Betrachtung der thermischen Übergänge in Runddrahtwicklungen“

V. B. Nguyen

Forschungsvortrag:

„Wirk- und Blindleistungsregelung eines DASG in Windkraftanlagen“

15.12.2009

Bastian Krug

Diplomverteidigung:

„Vergleich von Ausführungsvarianten permanenterregter Synchronmaschinen für den Einsatz als Fahrtrieb einer Hybrid-Busbahn“

Georg Richter

Diplomverteidigung:

„Entwicklung eines durchgängigen Simulationsmodells für eine Versuchseinrichtung zum Umformen von Karton“

17.12.2009

Prof. M. Iwasaki

Nagoya Institute of Technology, Japan -

Prof. Iwasaki beschäftigt sich u.a. mit folgenden Themenschwerpunkten:

Development of Intelligent Motion Control:

- Application of Soft Computing Techniques to Motion Control
- High Performance Positioning Methodology in Mechatronic Products

Seminarwoche

01.09.2009 - 06.09.2009 La Clusaz, Frankreich

- Thomas Bach (TU Dresden)
Messungen am Wasserkraftgenerator Wehr
- Fabian Mink (TU Darmstadt)
Hybridfahrzeuge kleiner Leistung. Aufbau und Praxistest
- Li Chen (TU Dresden)
Berechnung der Eisenverluste basierend auf Wirbelstrom für lagerlose Motoren
- Gabriel Munteanu (TU Darmstadt)
Bearingless PM Motors
- Sebastian Krauß (TU Dresden)
Matrixumrichter mit direkter Drehmomentregelung und ladungsgesteuerter Strommodulation
- PD Dr.-Ing. habil. Gert-Helge Geitner (TU Dresden)
Leistungsfluss orientierte Modellierung - eine moderne Methode zur Modellierung dynamischer Systeme
- Oliver Magdun (TU Darmstadt)
Calculation of Roller and Ball Bearing Capacitances and prediction of EDM currents



- Stephan Tenner (TU Dresden)
Sparzwischenkreisumrichter in Hybridfahrzeugen
- Mehran Mirzaei (TU Darmstadt)
Techniques to reduce the losses in the interior PM Synchronous Machines with concentrated windings
- Henry Barth (TU Dresden)
Einschrittkommutierung in Umrichtern mit Spannungszwischenkreis
- Bastian Rückert (TU Dresden)
Erweiterte direkte Leistungsregelung von doppelt gespeisenden Asynchrongeneratoren zur Minimierung der Gleichtaktspannung
- Thomas Knopik (TU Darmstadt)
Neue Erkenntnisse bei der Geräuschberechnung von elektrischen Antrieben
- Erick Fleischer (TU Dresden)
Verlustarme magnetische Lagerung
- Dr. Bogdan Funieru (TU Darmstadt)
FEMAG 3D Development Status
- Dr. Balduino Rabelo (TU Dresden)
Untersuchung des synchronen Betriebs von doppelt gespeisten Drehstrom-Asynchrongeneratoren
- Prof. W. Hofmann
Elektrische Antriebe mit Getrieben variabler Übersetzung
- Thomas Windisch (TU Dresden)
Anwendung numerischer Integrationsverfahren
- Yoseph Gessese (TU Darmstadt)
High speed, Solid Rotor Induction Motor Technology
- Hennig Kasten (TU Dresden)
Günstige Teilleiterquerschnitte in Mittelfrequenzmaschinen
- Hooshang Gholizad (TU Darmstadt)
Variable Impedance Induction Motor

- Daniel Wöhner (TU Dresden)
Entwicklung eines FE-Modells zur Simulation der Wirbelstromverteilung in einem Turbogeneratorläufer und Erweiterung eines vorhandenen Widerstandsnetzwerkes
- Prof. A. Binder (TU Darmstadt)
Permanent magnet saving in high speed electrical motors
- Bastian Krug (TU Dresden)
Vergleich von Ausführungsvarianten permanenterregter Synchronmaschinen für den Einsatz als Fahrtrieb einer Hybrid-Busbahn
- Dr. Martina Hoffmann (TU Darmstadt)
Antriebstechnik in der Papierindustrie
- Sören Miersch (TU Dresden)
Kühlsystementwurf für einen Kleinwindkraftgenerator mit permanentmagneterregtem Außenläufer
- Dr. Robert Grimm (TU Darmstadt)
- Wang Jinon (TU Darmstadt)
Regelung eines Permanentmagnetantriebs-/generators mit weitem Feldschwäcbereich unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen.



ANEX

Die 30. Antriebsexpedition (ANEX) der ehemaligen Angetriebenen aus Dresden vom 12. Juni bis 14. Juni 2009 in Eisenach

Freitag, 12. Juni 2009

Herbert Ender und Klaus Dieter Vökler empfangen uns mit Anfahrtsplan und Aufteilung auf die Quartiere in Eisenach auf dem Parkplatz des Erlebnisbergwerkes in Merkers/Werra. Nach erstem Wiedersehen beginnt um 13:30 Uhr eine dreistündige Expedition in der noch aktiven Kaligrube. Es beginnt mit einer Seilfahrt auf 500 m Teufe und dem Umstieg in Mannschaftsfahrzeuge, die uns nun für zwanzig Kilometer kreuz und quer, hinauf und hinunter entlang der Kali-Lagerstätte bringen. Der ganze Berg besteht sonst aus Kochsalz, das aber hier nicht Objekt der Begierde ist.

Als Attraktionen bietet ein Erlebnisbergwerk erstens Animations-Führer, dann ein Museum zur Geschichte des Kalibergbaus, eine riesige Kaverne, die zu Konzerten genutzt werden kann und den nachgestellten Reichsschatz, der aus Berlin 1945 hier eingelagert und von der US-Army konfisziert wurde. Besonders eindrucksvoll war die Grotte mit großen Kochsalzkristallen an der tiefsten Stelle in 800 m Teufe. Auch die Video-Vorführung zum aktuellen Abbau mit Simulation einer Sprengung beeindruckte. Insgesamt hat man sich viele kluge Gedanken gemacht, wie man Touristen in die Grube ziehen kann. Nach der Ausfahrt fahren wir in unseren Autos nach Eisenach und beziehen die Quartiere in zwei Pensionen. Zum Abendbrot im „Augustiner-Keller“ wird deftiges Thüringer warmes und kaltes Büffet geboten. Mit der Präsentation über die seit der letzten ANEX auf dem Winterberg vergangenen fünf Jahre im Görgebau wurde der Abend eröffnet. Mit einer Schweigeminute gedachten wir unseres verstorbenen obersten Antreibers Professor Schönfeld und mit einem Brief an seine Frau gehen Grüße aus Eisenach zu ihr. Für den 75. Geburtstag am 27. Juni 2009 werden wir ein Blumengebinde am Grab niederlegen. Bei Gesprächen und Erinnerungen an alte Zeiten vergeht der Abend viel zu schnell.

Sonnabend, 13. Juni 2009

Vom Treffpunkt auf dem Karlsplatz startet um 9:30 Uhr bei angenehmer Temperatur und blauem Himmel unser Aufstieg zur Wartburg. Vor der Zugbrücke warten wir noch einen Weile auf den Beginn der Burgführung durch die Geschichte. Eine Studentin begleitet uns mit viel Engagement und Wissen durch die Baugeschichte der Burg. Immer wieder gibt es weite Ausblicke ins Thüringer Land. Nach einer Stunde Führung schließt sich ein individueller Rundgang durch das Museum bis zur Lutherstube an. Von der Wartburg geht es hinunter zu einer Wiese, auf der uns ein Mittagsimbiss mit Suppe und Wurst erwartet. In der Mittagssonne ist gut rasten, ehe wir dann durch die Drachenschlucht hinauf zur Hohen Sonne am Rennsteig wandern. Der Lindwurm der 42 Teilnehmer genießt dann eine Trinkpause auf der Hohen Sonne. Von hier aus wandern wir, oft mit schönen Blicken auf die nun schon ferne Wartburg zum Burschenschaftsdenkmal und wieder hinunter in die Stadt.



Die Wanderung ist mit 15 km durchaus der ANEX angemessen, auch wenn dabei nicht der Jeschken gesichtet werden konnte. Der Abend gehört dem angekündigten Räuberessen

im Augustinergewölbe. Professor Hofmann verkündet dort seine Idee des weiteren Bestehens der ANEX, die nun im Rhythmus von zwei Jahren wieder mit den aktiven Assistenten und Doktoranden des Lehrstuhls stattfinden soll. Das nächste Treffen wird im Juni 2011 in Dresden ausgerichtet.

Sonntag, 14. Juni 2009

Zum Abschluss der ANEX 2009 treffen wir uns wieder um 9:30 Uhr am Luther-Denkmal beim Nikolai-Tor, wo uns zwei Stadtführerinnen eine Stunde in zwei Gruppen zu den wichtigsten Punkten der Innenstadt begleiten. Besonders beeindruckend sind die architektonische Vielfalt und der gute Zustand der Häuser in der Innenstadt. Das Herzogtum Sachsen-Weimar-Eisenach blühte im Klassizismus noch einmal auf, nachdem es im Mittelalter als Handelsstadt an der Via Regia zu Reichtum gekommen war. Die Industrialisierung brachte Wachstum und viele Gründerzeit- und Jugendstilhäuser hervor. Auch die Villenviertel unter der Wartburg sind sehenswert. Der Rundgang schloss am Bachhaus, in dem wir zu einer Vorführung historischer Instrumente eingeladen waren. Für den anschließenden Neubau des Bachmuseums blieb dann nicht mehr viel Zeit, denn für 12 Uhr hatten wir die Verabschiedung angesetzt. In fröhlicher Stimmung bedankten wir uns bei den beiden Organisatoren Herbert und Klaus-Dieter für die vollkommene und gelungene ANEX und sagten Auf Wiedersehen in zwei Jahren in Dresden.

(Verfasser: Prof. P. Büchner, gekürzt)

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

Am 26.08.2009 wurde der 80. Geburtstag von Prof. (i.R.) Dr.-Ing. habil. Germar Müller im Rahmen einer Feierstunde im Institut gewürdigt, neben den Festrednern Prof. P. Schegner, Prof. W. Hofmann und Prof. H.-D. Eberhardt ließ es sich der Jubilar nicht nehmen selbst aus seinem Leben zu berichten und damit den jüngeren Kollegen wertvolle Anregungen für ihre berufliche Laufbahn zu vermitteln. Ein Imbiss bot die Gelegenheit zum Gedankenaustausch mit dem Geehrten sowie den zahlreichen geladenen Gästen.

(Verfasser: G.-H. Geitner)



Projekttag

Zum Jahresausklang fand für die Mitglieder des Lehrstuhls am 16. Dezember 2009 eine Exkursion in die traditionsreiche sächsische Universitäts- und Bergbaustadt Freiberg statt. Erstes Ziel unseres halbtägigen Aufenthaltes war der Schacht „Reiche Zeche“. Dieses Schaubergwerk zeigt in einer Silber- und Buntmetallagerstätte in 150 m Tiefe das originale Ar-

beitsmilieu der Bergleute und gibt einen Überblick über die technischen Ausrüstungen vom 14. – 20. Jahrhundert. Das Bergwerk wird noch in der Gegenwart als Ausbildungsstätte für Geologen der TU Freiberg genutzt.



Quelle: TU Freiberg

An diesen sehr lebendigen Besuch schloss sich, der Jahreszeit entsprechend, ein Bummel über den Freiburger Weihnachtsmarkt mit der Verkostung der vielen vorweihnachtlichen Köstlichkeiten der Händler an. Der Markt mit dem Rathaus und den reich verzierten Bürgerhäusern bot für die geschmückten Verkaufsstände und Buden eine festliche Kulisse. Zum Abschluss des Tages fanden sich alle Teilnehmer zu einem gemeinsamen Abendessen bei sächsischen Spezialitäten und Freiburger Bier im Brauhaus Freiberg zusammen.

(Verfasser: V. Müller)

3.2.2 National und International

- EPE 2009 - 13th European Conference on Power Electronics and Applications. 08.09.2009 - 10.09.2009, Barcelona;
 - M. Bruns, B. Rabelo, W. Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann
Investigation of Doubly-Fed Induction Generator Drives Behaviour at Synchronous Operating Point in Wind Turbines
 - F. Klenke, V. Müller, W. W. Hofmann
Energy optimal motion control of servo motors and downsizing of components
 - G.-H. Geitner, W. Hofmann
Teaching Power Flow Oriented Modelling of Dynamic Systems – Basics
 - R. Baburske, D. Domes, J. Lutz, W. Hofmann
Passive Turn-On Process of IGBTs in Matrix Converter Applications
- ICEMS2009 – Tokyo, 15.11.2009 - 18.11.2009, Japan
Festa, M.; Eberhardt, H.-D.; W. Hofmann, W.: Design Aspects of Circumferentially Cooled Frameless Machines
- VVD 2009 – Tagung, 19.03. -20.03.2009
Tagungsleiter: Prof. Dr.-Ing. J.-P. Majschak,
Vortrag Priv.-Doz. Dr.-Ing. G.-H. Geitner: Modellbildung dynamischer Systeme mittels Leistungsfluß
- ETG-Kongress, Fachtagung Direktantriebe in Produktionsmaschinen und Industrieanlagen – Generatoren und Antriebe in regenerativen Kraftwerken 27.10.2009 - 28.10.2009, Düsseldorf
Wiss. Leitung: Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann
Teilnahme: E. Fleischer, F. Klenke, B. Rabelo
 - E. Fleischer, W. Hofmann
Einsatz von Pulververbundwerkstoffen in aktiven Magnetlagern zur Reduzierung der Rotorverluste
 - B. Rabelo, W. Hofmann
Untersuchung des synchronen Betriebs von doppelgespeisten Drehstrom-Asynchrongeneratoren

- F. Klenke, W. Hofmann
Energieeffiziente Bewegungssteuerung von Linearmotoren
- Festveranstaltung 15 Jahre Transresch Berlin, 01.04.2009
Vortrag Prof. W Hofmann: Stand und Entwicklungstendenzen in der Antriebstechnik
- 8. Technische Tage der VEM-Gruppe, Wernigerode 29.-30.10.2009
Vortrag Prof. Hofmann: Energieeinsparungspotentiale in der elektrischen Antriebstechnik

3.3 Qualifizierung

- Prof. Dr.-Ing. H. –D. Eberhardt, Dipl.-Ing. M. Festa
Seminar 01.-02.12.2009 in Dresden
„Einführung in die Theorie und Praxis der Infrarot-
Thermografie“
- Dr.-Ing. E. N. Hildebrand
Symposium des VDE Bezirksvereins Dresden, 29.10.09,
Dresden
Thema: "Drehzahlgeregelte Drehstromantriebe".
- Dipl.-Ing. F. Klenke
14. Dresdner Werkzeugmaschinen-Fachseminar, 03.-
04.12.2009, Dresden
- Dipl.-Ing. Th. Windisch
SimMechanics – Modeling Physical Systems, Software-
schulung; 29.10.2009, München

3.4 Kooperation

3.4.1 Forschung und Lehre

*Projektebezogener Wissenschaftlertausch gefördert
durch DAAD (Probral)*

*Miniworkshop TU Dresden und UFMG Belo Horizonte
09.06.2009*

- Prof. Selênio R. Silva – UFMG
Dynamic Behavior of Doubly-Fed Induction Generator During
Voltage Dip: Theoretical and Experimental Results
- Prof. Wallace C. Boaventura – UFMG
Power Quality Monitoring through Signal Processing Tech-
niques
- Dipl.-Ing. B. Rückert - TU Dresden
Direct Power Control in Doubly-Fed Induction Generators
- M. Sc. B. Rabelo - TU Dresden
Reactive Power Control in Doubly-Fed Induction Generators
for Wind Turbines

Gastaufenthalt

1. Balduino Rabelo
29.01. – 23.02.2009, Forschungsaufenthalt in Belo Horizonte, Brasilien.
2. Bastian Rückert,
05.10. - 20.11.2009, Forschungsaufenthalt in Belo Horizonte, Brasilien.
3. Frederico Ferreira Matros aus Brasilien, 20.07. – 20.12., 2009 Forschungsaufenthalt an der TU Dresden.
4. Frederic Ferreira Mendes aus Brasilien, 12/2009 – 12/2010 Forschungsaufenthalt an der TU Dresden.

Prof. K. Gopakumar - Indian Institute of Science (IISc) Bangalore, Indien – 09.06.2009

Themen des Vortrages:

1. Indian Institute of Science Bangalore/India - a short introduction
2. Multilevel 12-sided polygonal voltage space vector generation for drives - a new approach

IAESTE-Praktikantenprogramm

- Vladimir Igrutinovic - Serbien
Thema: Entwurf eines fahrbaren Gestells für das Praktikums-Magnetlager.
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Vladeta Stojakovic – Serbien
Thema: DSP-Programmierung.
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Nikola Sucevic – Serbien
Thema: DSP-Programmierung.
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Toshihiro Setojima - Japan
Thema: Entwurf eines magnetgelagerten Schleifringprüfstandes.
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer

- Fraser Hugh Livingstone – Großbritannien
Betreuer: DI Chen
- Leonidas Alagialoglou - Griechenland
Betreuer: Dipl.-Ing. S. Krauß
- Radia Mohamed El Deeb - Ägypten
Thema: A thermal model of ball bearings under changing load conditions.
Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa
- Domfeh Kwabena Owusu - Ghana
Betreuer: Dipl.-Ing. B. Rückert
- Evans Amegashie - Ghana
Thema: DSP-Programmierung.
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Paul Romanos - Libanon
Thema: Konstruktion mit Alibre Design.
Betreuer: Dipl.-Ing. H. Barth
- Leo Jasviir Singh Romana - Finnland
Thema: Measurements of temperature and rotational speed in a test bench for the thermal resistance of ball bearings.
Betreuer: Dipl.-Ing. M. Festa
- Goce Damjanovski - Mazedonien
Thema: Visualization for Field Oriented Control.
Betreuer: Dipl.-Ing. E. Fleischer
- Kafoe James L. – Sierra Leone
Thema: 2-level voltage source inverter for three phase traction drive.
Betreuer: Dipl.-Ing. Th. Windisch

3.4.2 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

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. Synchroner Betrieb von doppelgespeisten Drehstrom-Asynchrongeneratoren
DFG - HO 1483/42-1, 2007 - 2009
3. Polradwinkelgesteuerter Drehstromgenerator mit gleichstromerregter rotorseitiger Drehstromwicklung und leistungsverzweigtem Getriebe für drehzahlvariable Windenergiewandler
DFG - HO 1483/47-1, 2008 - 2010
4. Direkte Leistungsregelung (DLR) zur Rotorspeisung von doppeltspeisenden Drehstrom-

- Asynchrongeneratoren mit optimaler Gleichtaktspannungsbildung
DFG - HO 1483/43-1, 2006 - 2010
5. Zeitgestaffeltes prognosebasiertes Steuerungskonzept für ein Multispeicher-Hybridsystem.
DFG HO 1483/40-1, 2005-2009
 6. Energieoptimaler Beschleunigungsantrieb und Downsizing-Schleifen.
DFG HO 1483/57-1, 2009-2011
 7. Diagnose von Mikrobürstenfeuer bei Reibkontaktierung von Graphit/Graphit-Bürsten/Schleifringssystemen.
DFG HO 1483/54-1, 2009-2012
 8. Verlustarme magnetische Radial-/Axiallagerung unter Verwendung für Multispeicher-Hybridsysteme.
DFG HO 1483/55-1, 2009-2011

Industrieprojekte

1. Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet Wasserkraftgeneratoren für Voith Hydro, Heidenheim, 2003 - 2009
2. Entwurf und Optimierung von lagerlosen Motoren mit konzentrierten Wicklungen, SMWK Stipendium, 2006 -2009
3. Querkühlung für gehäuselose Drehstrommotoren.
Hausforschung 2007 – 2010
4. Entwicklung des Generatorsystems für hybride Antriebstechnologien (Bombardier).
FhG IVS Dresden, 2008-2010

BMBF

Wachstums-kern Auto-Tram – Verbundprojekt: Verkehrs-systemtechnik für hochkapazitive, nachhaltige Trans-portsysteme zwischen Bus und Bahn.
2008 – 2011

AiF

Entwicklung einer fahrdynamikabhängigen Antriebs-steuerung für straßentaugliche Elektrofahrzeuge.
2009 - 2012

4.3 Dissertationen

Robert Michel

“Kompensation von sättigungsbedingten Harmonischen in den Strömen feldorientiert geregelter Synchronmotoren am Beispiel einer permanenterregten Maschine mit Einzelzahnwicklung“

Betreuer: Prof. P. Büchner

Daniel Domes

“Untersuchungen zum Einsatz von unipolaren SiC Lei-stungshalbleiterbauelementen in Antriebsstromrichtern / TU Chemnitz.“

Betreuer: Prof. W. Hofmann

Balduino Rabelo

„Optimal Reactive Power Sharing with the Doubly-Fed Induc-tion Generators in Wind Turbines“

Betreuer: Prof. W. Hofmann

4.4 Ausgewählte Forschungsergebnisse in Kurzform

Marco Festa

Effekte der Querkühlung und Methoden für die Forschung an innovativen Kühlsystemen elektrischer Maschinen

Das Kühlsystem einer elektrischen Maschine wird gewöhnlich nach technologischen und praktikablen Gesichtspunkten mit Rücksicht auf bestehende Erfahrungen ausgelegt. Eine herausragende Verbesserung wichtiger Maschinenparameter wie Ausnutzungs- oder Wirkungsgrad kann jedoch mit innovativen Kühlmethoden erreicht werden.

Bestandteil der meisten elektrischen Maschinen ist ein Gehäuse, welches als Wärmetauscher und zum Erreichen mechanischer Stabilität verwendet wird. Es trägt jedoch maßgeblich zur Gesamtmasse und zu den Kosten magnetisch inaktiven Materials bei. Bei gehäuselose Maschinen wird mechanische Stabilität durch eine geeignete Konstruktion der Bauteile und deren Verbindungen erreicht, während die kühltechnischen Parameter sogar deutlich verbessert werden können, indem die Wärmewiderstände zwischen den Wärmequellen und der Kühloberfläche reduziert werden. Zusätzlich kann die Kühloberfläche vergrößert werden, was für den Fall der Querkühlung gezeigt werden soll.

Für den Entwurf von Maschinen mit hohem Ausnutzungsfaktor und/oder hohem Wirkungsgrad bei geringer Gesamtmasse wurde die direkte Blechpaketkühlung gehäuseloser Asynchron- und PM Synchronmotoren mit einer Bemessungsleistung von bis zu 100 kW entwickelt, [2] [6]. Das Statorblechpaket ③ in **Figure 1** besteht aus Teilblechpaketen, die jeweils aus zwei bis fünf Einzelblechen mit besonderer Außenkontur ⑨ gestapelt sind. Kühlrippen ① und -kanäle ① entstehen durch das winkelvesetzte Schichten der Teilblechpakete (hier 90° Versatz zwischen den Teilblechpaketen).

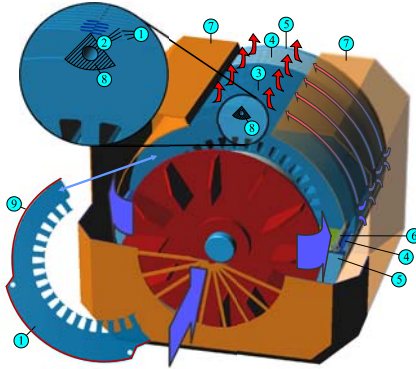


Figure 1: Circumferentially cooled, frameless machine

Ein Kühlluftstrom absorbiert die Wärme direkt von der Statoroberfläche. Mechanische Stabilität wird dadurch erreicht, dass Pressrahmen ④ und Lagerschilde mit Gewindebolzen ⑥ an die Stirnseiten des Blechpaketes geschraubt werden. Aus dieser Konstruktion ergeben sich mehrere Vorteile gegenüber konventionellen Kühlsystemen: Die Kühloberfläche wird stark vergrößert; eine gleichmäßige Temperatur über die gesamte Blechpaketlänge wird erreicht; die Kühloberfläche befindet sich sehr nah an den Wärmequellen des Stators; die Anzahl von Ein- und Ausströmbereichen, d.h. die Länge der Kühlkanäle, kann variiert werden, womit die Gleichmäßigkeit der Temperatur am Umfang beeinflusst werden kann; Die effektive Kühlung der Wicklungsköpfe wird erreicht, wenn die Pressrahmen ebenfalls quer belüftet werden und die Wicklungsköpfe, z.B. mittels einer Vergussmasse, thermisch mit ihnen verbunden werden. Schließlich kann der Bohrungsdurchmesser bei gleichbleibendem Außendurchmesser vergrößert bzw. das Gesamtvolumen der Maschine bei konstantem Bohrungsdurchmesser reduziert werden. Eine geringere Gesamtmasse, sowie verringerte Gesamtkosten sind erreichbar.

Für den Entwurf einer gehäuselosen Maschine mit veränderten magnetischen, thermischen und strömungsmechanischen Eigenschaften sind angepasste Auslegungsvorschriften erforderlich. Die spezielle Außenkontur der Bleche ⑨ führt zu einer nichtkonstanten Querschnittsfläche für den Rückenfluss in Umfangsrichtung. Der magnetische Fluss durch eine Kühlrippe

pe fließt teilweise in axialer Richtung durch die dreieckförmige Rippenüberlappungsfläche ③ zu benachbarten Teilblechpaketen, so dass die tangential Flussdichte in beiden Teilblechpaketen an einer Winkelposition nahezu gleich ist, **Figure 2**. Obwohl die Flussdichte im Überlappungsgebiet klein ist, ist ihr Beitrag zum Rippenfluss groß infolge des Verhältnisses von Überlappungsfläche und Rippenquerschnitt. Unter der nachgewiesenermaßen realistischen Annahme, dass der Axialfluss zu nahezu vollständigem Ausgleich der Flussdichte in benachbarten Teilblechpaketen führt, kann die Axialflussdichte analytisch berechnet werden. Bei gegebener Luftspaltflussdichte ist der Rückenspannungsabfall bei quergekühlten Statorn etwas größer als bei konventionellen Statorn mit dem gleichen Rückenquerschnitt.

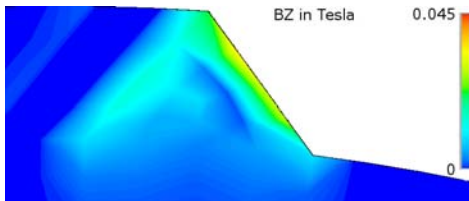


Figure 2: Flux density in axial direction in region ③ between sub-laminations

Ein rotorwinkelabhängiger magnetischer Widerstand, wie er auch beim Vorhandensein von Bohrungen im Statorrücken vorkommt [5], verursacht ein Rastmoment, welches jedoch gewöhnlich vernachlässigt werden kann, vorausgesetzt die Bohrungen werden bei der magnetischen Auslegung des Rückengebietes berücksichtigt, und keine überaus hohen Werte der Flussdichte treten auf. Das Ziel ist jedoch, hochausgenutzte quergekühlte Motoren zu entwerfen, bei deren Entwurf Rippenhöhe und Grundrückenhöhe unter den Gesichtspunkten hoher Materialausnutzung und guten Wirkungsgrades dimensioniert sind. Aufgrund örtlich auftretender hoher Induktionswerte können Rastmomente unter diesen Zielvorgaben nicht ausgeschlossen werden.

Ein Versuchsstand für die Messung des magnetischen Rückenswiderstandes und der Eisenverluste in quergekühlten Stator-

ren wurde angefertigt. Acht Statoren mit unterschiedlichen Rippenhöhen und -breiten mit jeweils einer dreiphasigen Erregerwicklung und zwei Flussmessspulen dienen der Validierung der Berechnungsergebnisse. Der „Rotor“ dient lediglich der Flussführung. Einen der acht Statoren zeigt **Figure 3**.

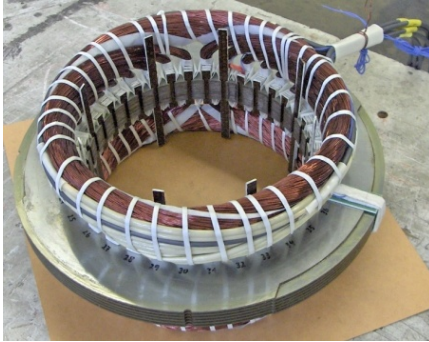


Figure 3: Stator for reluctance and iron loss measurements

Die Auslegung magnetisch und kühltechnisch optimierter Maschinen erfordert interdisziplinäre Fähigkeiten. Neben magnetischen Berechnungen muss auch das thermische und strömungsmechanische Verhalten mit ausreichender Genauigkeit vorausberechnet werden. Allein Fluidströmungen durch gekrümmte Kanäle setzen ein Verständnis der komplexen Strömungsverhältnisse, u.a. der Sekundärwirbel quer zur Hauptströmung, voraus, [3], **Figure 4**. Im Fall kurzer Kanäle haben die Strömungsverhältnisse in den Einströmbereichen der Kanäle bedeutenden Einfluss auf den Druckverlust über dem Kanal und auf den Wärmeübergang. Um eine Strömungsgeschwindigkeitsverteilung innerhalb des Kanals zu erhalten, sind numerische Simulationen mit experimenteller Validierung unverzichtbar. Je kürzer die Einströmbereiche im Verhältnis zur Kanallänge sind, je geringer ist ihr Einfluss auf die Strömungsparameter des gesamten Kanals. **Figure 5** vermittelt einen Überblick über örtliche Strömungsgeschwindigkeiten und somit eine erste Abschätzung der Verteilung der Wärmeübergangszahlen an den Wänden eines gekrümmten Kanals.

Nicht allein die Strömungsverhältnisse innerhalb der Kanäle sind von Bedeutung, sondern auch die Bedingungen in den Einströmkammern, die große Auswirkungen auf die Gleichmäßigkeit der Geschwindigkeit über allen Kanälen haben. Numerische Strömungssimulationen typischer Einströmkammern wurden durchgeführt. **Figure 6** zeigt ausgewählte Anordnungs- und Gestaltungsmöglichkeiten der Einströmkammern und der Lüfter.

Abgesehen von den Forschungszielen, Masse- und Kostensparnis durch hohe Materialausnutzung und spezielle Kühlsysteme zu erreichen, ist es von noch größerer Bedeutung, das Verständnis multiphysikalischer Zusammenhänge weiterzuentwickeln. Die einfache Berechnung des magnetischen Verhaltens mit einer anschließenden thermischen Simulation genügt nicht mehr, wenn extrem kompakte oder hocheffiziente Maschinen für zukünftige Anwendungen entwickelt werden sollen, [1].

Effects of circumferential cooling and methods for research in the field of innovative cooling of electrical machines

A machine's cooling system is usually designed for best practicability and experience with respect to the manufacturer's existent technology. However, major improvement of important machine parameters, such as power density or efficiency, can be achieved by choosing a more appropriate cooling method.

Most electrical machines are equipped with a housing, which functions as a heat exchanger and guarantees mechanical stability. However, it contributes to the total weight and costs of magnetically inactive material. For frameless machines, mechanical stability can be achieved with an appropriate construction, and heat exchanging properties can even be improved by decreasing the thermal resistance between the heat sources of the stator and the heat exchanging surface. The heat exchanging surface area can additionally be enlarged, which will be shown in the following paragraphs.

In order to design machines with high power density and/or high efficiency at low weight, direct lamination stator surface cooling for frameless induction and PM synchronous motors with rated power of up to 100 kW has been developed, [2] [6]. The stator lamination ③ as shown in **Figure 1** consists of sub-laminations, each composed of two to five single sheets with a special outline ⑨. Cooling fins ① and canals ② are formed by stacking neighbouring sub-laminations rotated for a die-specific angle (in the example 90°). A forced air flow absorbs the heat directly from the surface of the stator core. Mechanical stability is achieved by connecting press plates ④ mounted axially at each side of the core, end caps ⑤ and the stator iron with tapered bolts ⑥. This construction results in several advantages over conventional cooling systems: The heat-exchanging surface is significantly increased; an axially equal temperature over the whole lamination is achieved; the heat-exchanging surface is located close to the heat sources in the stator; the number of intake and exhaust regions, i.e. the length of the cooling canals can be varied with respect to the mean fluid velocity, its thermal capacitance and the stator perimeter; the end windings can be thermally connected to the press plates, thus being cooled more efficiently if the cooling air also passes through canals in the press plate surface; at constant outer diameter the bore diameter can be increased or the total volume can be reduced at the same power efficiency; total weight and possibly total costs are decreased.

However, to design a frameless machine with changed magnetic, thermal and fluid mechanical properties requires adapted design rules. The special sheet outline ⑨ results in a circumferentially unequal cross section, which the core flux must pass. The flux through a cooling fin partly flows axially through the region where two fins overlap ⑧ to the neighbouring sub-laminations in order to compensate for a relatively equal flux distribution in the fin and canal regions, **Figure 2**. Although the flux density in the overlapping region is low, the contribution to the cooling fin flux is high due to the ratio of the regarded cross-sectional areas. Under the realistic assumption that axial flux leads to a fully balanced tangential

flux density in neighbouring sub-laminations, the axial flux density can be calculated analytically. For a given air gap flux density, the total reluctance of the stator core in circumferentially cooled machines is slightly higher than the reluctance of a conventional core with the same cross-sectional area.

A rotor angle dependent reluctance causes cogging. This effect is known from cooling ducts or mounting holes in the stator core [5], but can usually be neglected when those holes are considered in the stator design process and flux densities are moderate. However, the goal is to design circumferentially cooled, compact motors with a ratio of h_{fin} and h_{c0} optimized for a good material utilization at reasonable efficiency, thus h_{c0} cannot be designed for flux densities comparable to conventionally cooled motors. Instead, a raised flux density in the no-fin-region and a lower flux density in the fin-region is often a good compromise. Due to locally high flux density values, cogging effects might not be negligible.

A test station for the core resistance and the iron losses in circumferentially cooled stators has been built. Eight stators with different dimensions of the back-iron and the cooling fins, each carrying three-phase excitation windings and two coils for flux measurements are used to validate calculation results. The “rotor” stands still and does not produce any torque. One stator is shown in **Figure 3**.

Developing an optimized machine design requires multiphysical skills. Besides magnetic calculations, the thermal and fluid-mechanical behaviour must be precisely predicted, too. Fluid flow through a curved pipe is known as being complex due to a secondary vortex in the plane of the pipe’s cross-section [3], **Figure 4**.

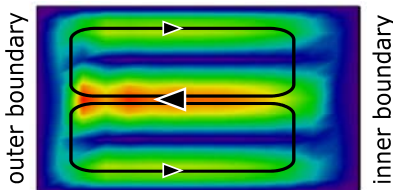


Figure 4:

Secondary vortex in a curved canal: sketch of flow traces and qualitative velocity distribution in a cross-section

For relatively short canals like in the present case, the flow conditions at the inflow region affect the canal flow, thus the total pressure drop and the heat transfer coefficients are influenced significantly. To obtain a velocity distribution inside a canal, numerical simulation and experiments are nearly unavoidable. The longer the canal, the less influence the inflow sections have on the canal flow. For an overview of local velocities and a first estimation of the distribution of heat transfer coefficients, the velocity distribution inside a curved canal with idealized inflow and outflow sections is shown in **Figure 5**.

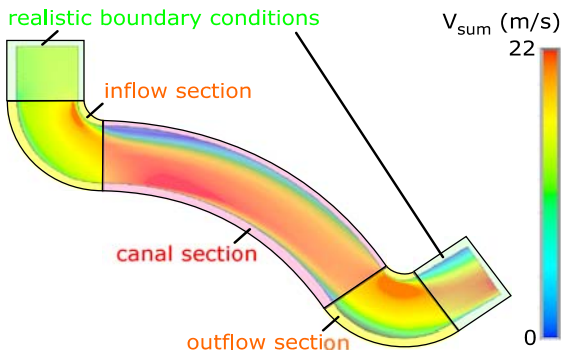


Figure 5: Typical flow velocity distribution in a pipe bend

Furthermore, the design of the inflow cavities ⑦ determines the distribution of the mean velocities over all canals. Fluid-mechanical FEM simulations of inflow cavities are being carried out. **Figure 6** shows some possible designs and arrangements of inflow cavities.

Besides doing research to find the effects of weight and cost reduction by efficient material utilization and sophisticated cooling techniques, it is even more essential to further develop the understanding of multiphysical interconnections. Simply calculating the magnetic behaviour of a machine and predicting thermal properties afterwards is not sufficient in order to develop extremely compact or highly efficient machines for future applications, [1].

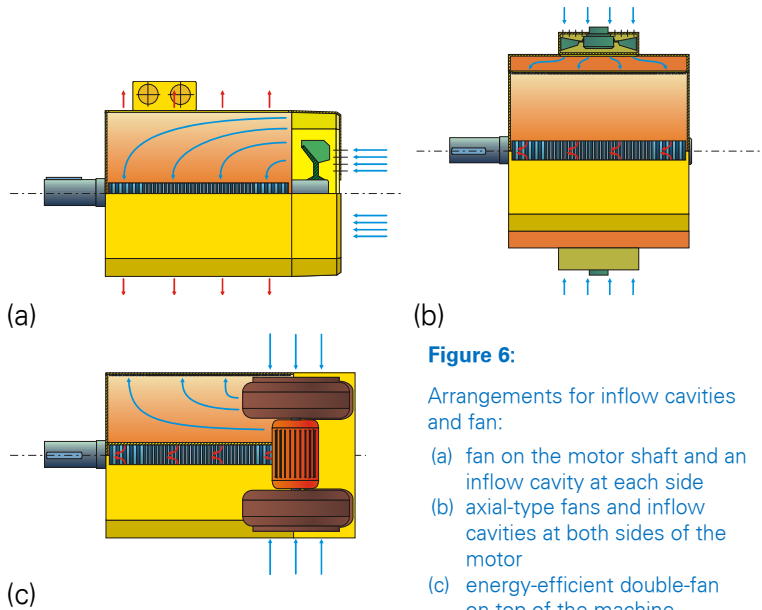


Figure 6:
 Arrangements for inflow cavities and fan:
 (a) fan on the motor shaft and an inflow cavity at each side
 (b) axial-type fans and inflow cavities at both sides of the motor
 (c) energy-efficient double-fan on top of the machine

References

- [1] J. F. Fuchsloch, J. Noltmann, D. T. Peters and E. F. Brush, "Systematic design approach for a new series of Ultra-NEMA Premium copper rotor motors", presentation held at EE-MODS 2007, Beijing (China), June 2007
- [2] H.-D. Eberhardt, "Kühlsystem für rotierende elektrische Maschinen", Patent No. DE 199 43 444 A1, 1999.
- [3] W. Wagner, Strömung und Druckverlust, 5th edition, Vogel Verlag, Würzburg (Germany), 2001
- [4] P. Naphon and S. Wongwises, "A review of flow and heat transfer characteristics in curved tubes", Renewable and Sustainable Energy Reviews 10, pp. 463-490, 2006
- [5] K. Idir and L. Chang, "The effects of ventilation and mounting holes on the magnetic field of a synchronous generator", Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1995
- [6] Y. G. Dessouky, B. W. Williams and J. E. Fletcher, "Cooling enhancement of electric motors", Electrical Power Applications Vol. 145 No. 1, 1998.

Berechnung von Schiefastströmen in Turbogeneratorläufern

Turbogeneratoren müssen gemäß Norm IEC 60034-1 für eine zusätzliche Dauerschiefast von bis zu 10% der Bemessungsleistung ausgelegt werden. Sie belastet im Läufer vor allem die Dämpferwicklung, ruft aber bei Turbogeneratoren auch erhebliche Wirbelströme im massiven Läuferisen hervor, die zu Verlusten bis hin zu einer thermischen Überbeanspruchung des Materials führen können. **Figure 1** zeigt, dass mit wachsender Generatorleistung die Norm eine abnehmende Schiefaststrombelastung erzwingt. Dabei hängt die Schiefastkapazität von den Abmessungen des Läufers in Relation zur Generatorleistung ab.

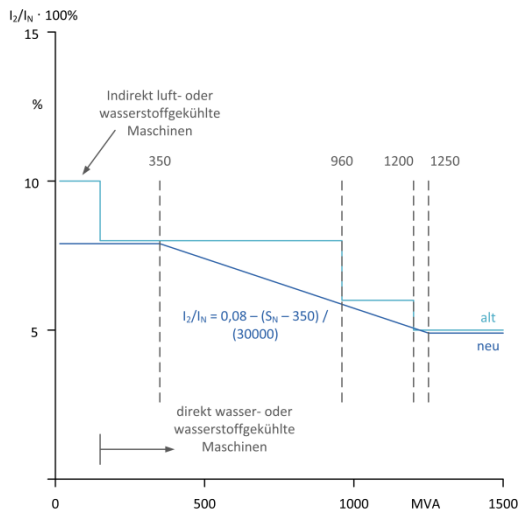


Figure 1: Requested steady-state negative sequence currents in turbine generators (IEC 60034-1)

Wenn z.B. durch ein besseres Kühlsystem, bei der Auslegung eines Generators eine höhere Leistung abgefordert werden kann, müssen sich laut Norm die zulässigen Schiefastströme reduzieren. Das Läufer volumen bleibt aber konstant, da nur durch die Kühlung eine Leistungssteigerung erreicht wurde,

d.h. ein schon ausgelegtes bzw. berechnetes Dämpfersystem ist wertlos. Es besteht also ein elementarer Berechnungsbedarf schon im Auslegungsprozess des Generators. Demnach hängt die Schiefastbeanspruchung nicht vom Dämpfer ab und muss für jede Maschine berechnet werden.

Die komplexe Stromaufteilung im Schiefastfall kann bis heute noch nicht zufriedenstellend berechnet werden. Deshalb wurde am Lehrstuhl eine Berechnungsmethode entwickelt, die auf einem Widerstandnetzwerk basiert und alle grundlegenden Generator- und Läuferkomponenten repräsentiert. Dabei wird die Kopplung von Ständer- und Rotorwicklung über den Luftspaltfluss, das Dämpfersystem, das massive Eisen parallel zu den Dämpferstäben und die Streuflusskopplung zwischen Dämpferwicklung und Läuferisen berücksichtigt. Die Realisierung erfolgt mit Hilfe eines T-Vierpols und führt zu einem komplexen Widerstandnetzwerk das in **Figure 2** abgebildet ist. Das rotorseitige Netzwerk wird vom statorseitigen Netzwerk her erregt (Spannungsquellen in **Figure 2**). Das Programm kann auf verschiedene Maschinenvarianten angewendet werden, um die Inversstrombelastung zu bestimmen.

An einem Läufermodell, dargestellt in **Figure 3**, eines 2-poligen Turbogeneratorläufers mit fünf Querschlitten und axialer Stromspeisung wurden Induktionsmessungen auf der Stahloberfläche und in den Querschlitten durchgeführt, um somit Rückschlüsse auf die Wirbelstromverteilung in der Nähe der Querschlitten zu ziehen. Diese werden bisher nicht im Widerstandnetzwerk berücksichtigt. Die Messergebnisse wurden mit Hilfe einer 3D-Feldberechnung im FEM-Programm ANSYS verifiziert. Damit kann ein grundlegendes Verständnis über die Stromaufteilung im Rotor gewonnen werden. Das dreidimensionale Modell zur Bestimmung der Wirbelstromverteilung soll neben den Querschlitten auch die Dämpferwicklung und die Nuten berücksichtigen. Anders als in der Realität wird der Strom hierbei nicht vom Statorinversfeld her induziert, sondern, wie beim Läufermodell, direkt axial in den massiven Rotor eingespeist. Die Ergebnisse der FEM im Vergleich zu den Messergebnissen sind in **Figure 4** dargestellt.

Natürlich dienen diese beiden Herangehensweisen nur bedingt als reguläre Auslegungsmethoden für ein angemessenes Rotordesign, da sie einen hohen Aufwand und eine hohe Rechenzeit erfordern. Sie sollen nur zum Verständnis der physikalischen Zusammenhänge dienen. Mit den gewonnenen Erkenntnissen aus den aufwendigen Vorbetrachtungen kann jedoch das automatisierte Auslegungsprogramm in Form eines Widerstandnetzwerkes weiter entwickelt werden. Im nächsten Schritt wird das Netzwerk, um den Einfluss der Querschlitz im Pol, erweitert.

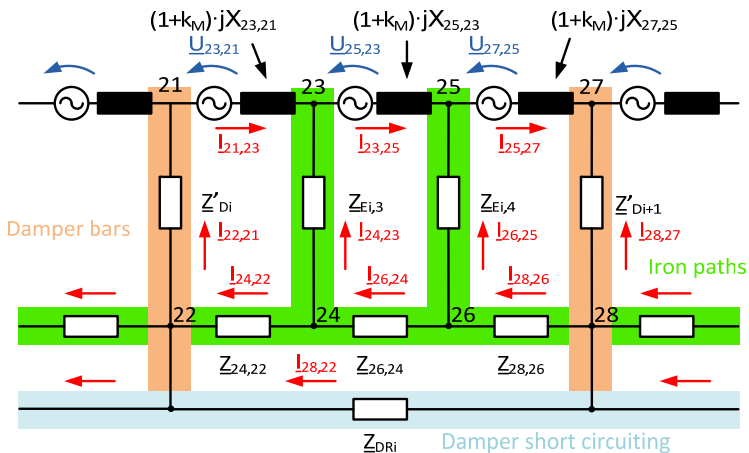


Figure 2: Equivalent circuit representation of a slot pitch with numbered network nodes

Calculation of negative sequence currents in turbine generators rotors

In parallel to their dynamic duty synchronous generators must be capable of bearing permanently an additional negative sequence current of up to 10% of the rated current according to the IEC 60034-1 standard, depicted in **Figure 1**. On turbine generators this does not only charge the damper winding but causes eddy currents and losses in the solid rotor iron in parallel. The complex current distribution cannot yet be satisfactorily calculated. Most manufacturers guaranty the negative sequence capability of their generators by experience.

The target of the method for calculating the negative sequence currents and losses is providing a routine calculation tool for rapid application already in the design stage of a generator. It will be achieved by a compromise of taking into account the actual negative sequence physics as much as possible and requesting no major preparation and evaluation efforts subsequent to the calculation. Therefore we developed a lumped circuit network program. It calculates the impedances of the damper bars subjected to a pronounced skin effect. The damper and lumped iron paths impedances are parts of an unsymmetrical damper cage with meshes are induced by the negative sequence ampere turns of the stator winding. Coupling of these meshes with the stator winding is realized by a T-Network, depicted in **Figure 2**. Therein, jX_{mi} is the mutual reactance representing the main flux coupling across the air gap whilst $j k_m \cdot X_{mi}$ represents the air gap leakage flux. Θ_{1i} mirrors the local ampere turn value that drives the stator's air gap field in the section where the rotor mesh is located.

The inverse currents caused by unbalanced load in the rotor pulsate with twice the grid frequency. Therefore, the associated eddy currents in the solid rotor iron flow in a thin layer under the iron surface specified by the penetration depth. Calculation of the currents in the iron is particularly difficult on two pole generators due to their cross slits machined into the pole faces. The slits are necessary due to mechanical reasons. We designed and produced a first rotor mock-up with cross slits in the pole faces to measure the negative sequence current distribution with the sole influence of the cross slits. **Figure 3** shows the rotor model or mock-up. As can be seen, it simulates a two pole turbo generator rotor. At the moment it has no axial slots, excitation winding or damper bars. Appropriate slots, damper bars and slot wedges will be provided in a later research stage. As shown, five cross slits per pole were cut in a massive rotor.



Figure 3: 2-pole turbine generator rotor mock-up with 5 cross slits machined into the pole

Although time consuming FEM calculations shall not be incorporated in the final tool they were considered mandatory for studying and understanding the detailed negative sequence current flow within the rotor. We started with applying the software ANSYS for identifying negative sequence current distribution and the rates of currents which flow at the rotor surface and around and underneath the cross slits. Comparison of the results of the FEM and measurement are depicted in **Figure 4**. The insights gained were intended to pave the way for a simulation by a lumped circuit model for fast application.

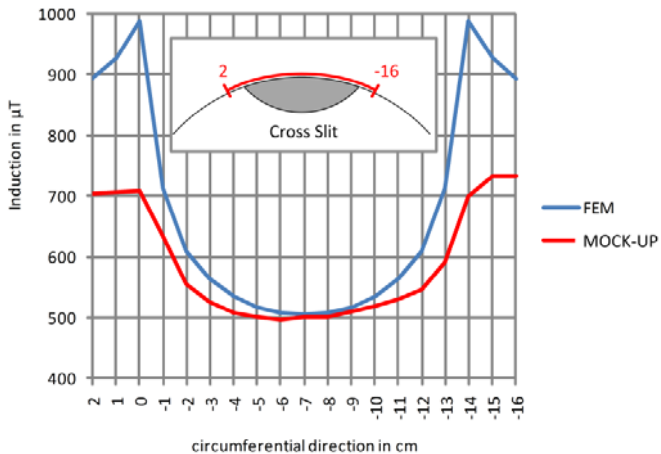


Figure 4: Calculated and measured inductions at the z-coordinate for the beginning cross-slit (blue: Calculation, red: measurement)

The routine calculation tool will allow for the determination of the inverse current capability for a generator already in the early design stage. It will be extended with the results of the FEM calculations and the measurements.

References

- [1] Knoblauch and W. Müller, "Calculation of 3-d Eddy Currents in the Rotor of a Large Turbogenerator," *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol.Mag-21, No.6, 1985.
- [2] G. J. Neidhoefer and B. N. Bose, "Negative-Sequence Losses in Solid Rotors of Turbo-Generators and Equivalent Wave Resistance," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-94, No.3, 1975.
- [3] ANSYS, Online Manual – Documentation for ANSYS, ANSYS Academic Research 11.0, Canonsburg (USA), ANSYS, Inc.
- [4] S. J. Salon and M. R. Shah, "Analysis and testing of negative sequence heating of turbine generator rotors," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No. 8, August 1981.
- [5] M. Liese, "Verfahren zur Berechnung von Wirbelströmen in massivem Eisen" *Archiv für Elektrotechnik* 59 by Springer Verlag, 75-85, 1977
- [6] Bach, T.; Wöhner, D.; Takahashi, K.; Hattori, K.; Liese, M., Hofmann, W.: Determining Negative Sequence Currents of Turbine Generator Rotors. ICEMS 2009, Proceedings, Tokyo, 2009

6-phasige Wicklungen für hochtourige permanenterregte Synchronmaschinen

Hochtourige Maschinen besitzen ein großes Leistungs-Volumen-Verhältnis, sodass die Kühlung dieser Maschinen, insbesondere des Läufers, problematisch ist. Da ein Blechen des Läufers aufgrund der hohen mechanischen Beanspruchung nicht möglich ist, muss der Oberwellengehalt des Luftspaltfelds in der Maschine klein gehalten werden.

Diese Arbeit soll zeigen, dass man mit 6-phasigen Wicklungen einen besonders geringen Oberwellengehalt erreichen und wie man aus einem 3-phasigen Netz ein 6-phasiges Stromsystem generieren kann. In **Figure 1** sind die im Läufer auftretenden Induktionsharmonischen für verschiedene Wicklungen bezogen auf die Grundwelle dargestellt.

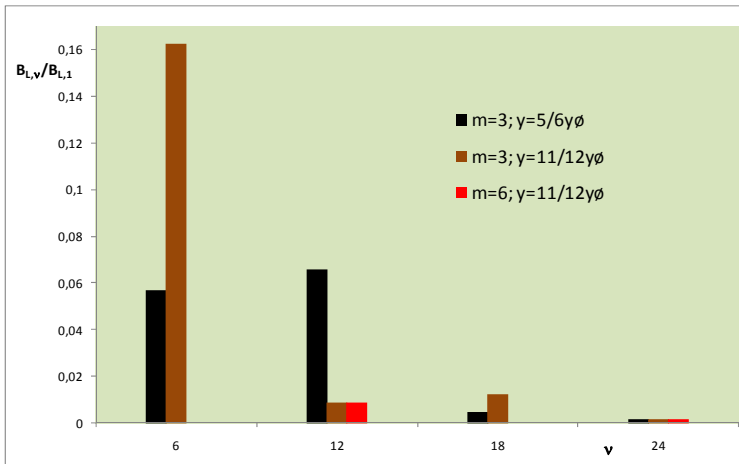


Figure 1: Harmonics of the flux density for different windings which are related to the fundamental

Die Nutzahl des Ständers beträgt 48, der Bohrungsdurchmesser 160 mm und der Luftspalt 6,4 mm. Die drei Wicklungen sind durchgängig gesehen, wobei die 3-Phasen- Wicklungen sowohl mit 5/6- und 11/12-Sehnung untersucht wurden. Bei der 6-phasigen Wicklung war nur die 11/12-Sehnung Gegen-

stand der Betrachtung. Wie man erkennt, erzeugt die 6-phasige Wicklung einen besonders kleinen Oberwellenanteil. Außerdem nehmen die Amplituden mit steigender Ordnungszahl ab. Diese Tatsache soll aber nicht zu der Annahme führen, dass die kleinen Amplituden mit hohen Ordnungszahlen keine nennenswerten Effekte mit sich bringen können. Die Verluste steigen nämlich quadratisch mit der Frequenz und demnach auch mit der Ordnungszahl an. In **Figure 2** ist das verlustleistungsproportionale Spektrum dargestellt.

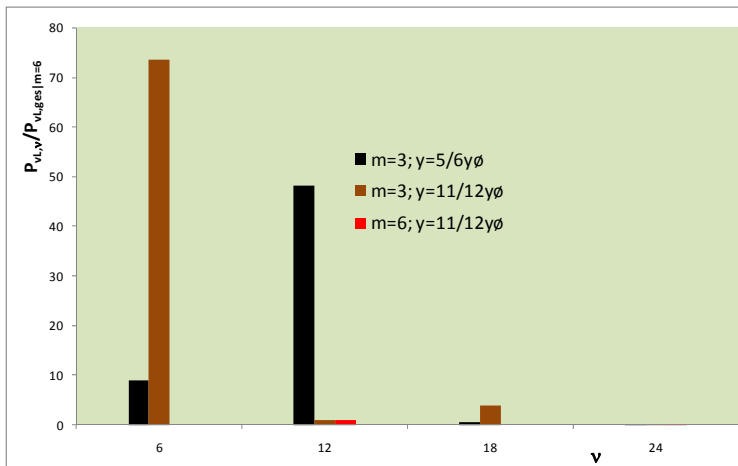


Figure 2: Power loss proportional spectrum

Um nun die Läuferverluste vergleichen zu können, werden die Verluste aller Harmonischen jeder Wicklung addiert. Die Addition ist möglich, da davon ausgegangen werden kann, dass die Verluste im Magnetmaterial entstehen, welches ein lineares Verhalten zeigt. Normiert man die Läuferverlustleistung der 3-strängigen auf 5/6 gesehten Wicklung auf 100 % dann erhöht sich diese auf 135%, wenn die Sehnung mit 11/12 ausgeführt wird. Verwendet man jedoch eine 6-strängige Wicklung, ergeben sich bei dieser Sehnung nur noch 2 % Läuferverluste. Demnach stellt die 6-strängige Wicklung eine Option dar, wenn die Läuferverluste durch hohe Drehzahlen zum Problem werden. Das Wickelschema einer 6-phasigen Wicklung ist vom Prinzip her wie das einer 3-phasigen Wicklung, nur dass die Spulengruppenanzahl doppelt so hoch und

die Lochzahl halb so hoch sind. Die Speisung einer solchen Wicklung geschieht durch zwei gewöhnliche Dreiphasensysteme, die jedoch in der Phase um 30° zueinander verschoben sind. Erreicht werden kann das durch zwei dreiphasige entsprechend angesteuerte Frequenzumrichter. Ist diese Möglichkeit jedoch zu aufwendig, lässt sich die Phasenverschiebung von 30° auch erreichen, indem die 30° -Phasenverschiebung zwischen Stern- und Dreieckschaltung ausgenutzt wird. **Figure 3** zeigt eine mögliche Ausführung, bei der die Wicklungsteile aus Stern und Dreieck in Reihe liegen. Eine Parallelschaltung der Stern- und Dreieckschaltung ist auch möglich, wenn sichergestellt ist, dass die induzierten Spannungen beider Teilschaltungen gleichhoch sind. Andernfalls fließen Ausgleichsströme zwischen den Wicklungsteilen, die zusätzliche Verluste in der Ständerwicklung verursachen. Wie man im Zeigerbild von **Figure 3** erkennen kann, sind die Ströme in der Dreieckschaltung kleiner. Diese sind um den Verkettungsfaktor $\sqrt{3}$ reduziert, so dass auch der Leiterquerschnitt um diesen Faktor reduziert werden kann. Damit die Wicklung aber die gleiche Durchflutung aufbaut, muss die Windungszahl der Dreieckschaltung um das $\sqrt{3}$ -fache der Sternschaltung vergrößert werden. Da die Leiteranzahl mit dem gleichen Faktor steigt, wie der Leiterquerschnitt reduziert wird, bleibt die Nutfläche gleich, sodass gegenüber der 3-phasigen Maschine keine Änderungen im Blechpaket erforderlich sind. Ebenfalls liegen gleiche Stromwärmeverluste in beiden Schaltungsteilen vor. Trotzdem besteht ein höherer Fertigungsaufwand dadurch, dass Spulen mit zwei unterschiedlichen Windungszahlen Leiterquerschnitten hergestellt und richtig eingelegt und verschaltet werden müssen. Da aber hochoptimierte Maschinen aus Spulen mit geringen Windungszahlen aufgebaut werden, und diese zur Reduzierung von Stromverdrängungsverlusten aus mehreren parallelen Drähten gefertigt sind, kann der unterschiedliche Querschnitt durch Variation der Teilleiteranzahl angepasst werden, sodass die Herstellung der Wicklung mit dem gleichen Drahtdurchmesser erfolgen kann. Andererseits steigt bei 6-phasigen Maschinen der Grundwellenwicklungsfaktor, da die Lochzahl nur halb so groß ist und die Sehnung von $5/6$ auf $11/12$ verändert wird.

Der vergrößerte Wicklungsfaktor bewirkt aber, dass die Windungszahl herabgesetzt werden kann. Um den gleichen Nutzfüllfaktor erreichen zu können, werden die Leiterabmessungen entsprechend vergrößert. Daraus ergibt sich, dass die Kupferverluste quadratisch mit dem Ansteigen des Wicklungsfaktors verringert werden. Im Idealfall lassen sich die Kupferverluste in der Ständerwicklung um bis zu 13% reduzieren. In der Zukunft sollen diese gewonnen Erkenntnisse mit praktisch aufgebauten Maschinen untersucht werden.

Six-Phase Windings for High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Machines

High-speed machines have a high ratio of power to volume, therefore the cooling of the electric machines, in particular of the rotor, is problematical. Because of the high mechanical load, rotors must be built with massive materials. For this reason such machines should have few harmonics in the magnetic field.

This work will show how six-phase windings reduce the harmonic content and also a way to generate six-phase currents from a classical three-phase system. **Figure 1** shows the harmonics of the flux density for different windings which are related to the fundamental wave. The stator has 48 slots with a bore diameter of 160 mm. The length of the airgap is 6.4 mm. The tree windings have all fractional-pitch coils, whereas the three-phase windings have coils-spans of $5/6$ and $11/12$ of the full-pitch. The six-phase winding was reviewed only with coil-span of $11/12$ the full-pitch. The figure shows that the six-phase winding produces a very small harmonic content. It is also recognizable, that the amplitudes will decrease with higher orders. However, even small amplitudes with higher order are able to cause a significant rotor power loss, because the eddy currents increase with the frequency squared and therefore also with the number of order. **Figure 2** shows a spectrum where the lines are proportional to the rotor power loss. For every kind of winding the lines from this spectrum are added. To sum up these lines is possible, because the material of magnets has a linear magnetic behavior.

If the rotor power loss of the three-phase winding with 5/6 chorded coils is normalized to 100%, the other three-phase winding causes 135% and the six-phase winding causes only 2% power dissipation in the rotor, so that this winding is an option to reduce the high rotor power loss in high-speed machines. The winding diagram of six-phase machines is similar to the three-phase machines. The number of coil groups will be twice as much but the number of slots per pole and phase will decrease by half. Two classical three-phase systems, which are 30° out of phase, are the power source for this winding. This can be realized by two converters. If this possibility is too expensive, a further opportunity is given by the use one part of the winding in star connection and the other part in delta connection. These both different connections also lead to a phase angle of 30° . **Figure 3** shows a feasible circuit where star- and delta-connection are joint in series. The parallel connection is also possible, when both winding parts generate the same voltage. Otherwise circulating currents that produce additional power loss in the armature winding can occur.

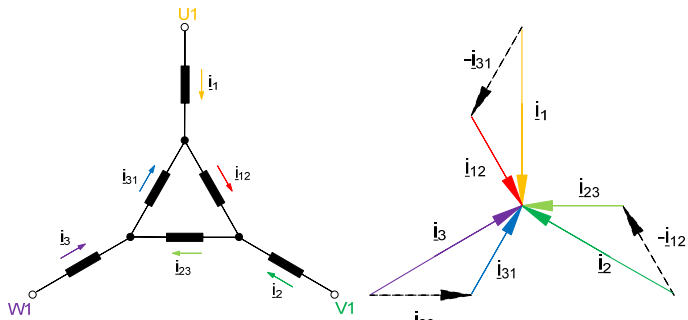


Figure 3: Star delta hybrid circuit (left); current phasor diagram (right)

Figure 3 also shows that the currents are smaller in the delta connection. These currents are reduced through the concatenation factor $\sqrt{3}$, therefore the conductor area there can be smaller with this factor. However, the number of turns per unit length must be made higher, so that this winding part generates the same magnetic force. Therefore the same slots can be used for the coils of both winding parts, so that the

core stack does not have to be changed in comparison to the usual three-phase winding. Furthermore both winding parts produce the same power loss. Nevertheless for a six-phase winding the costs are raised, because of different conductor diameters, different numbers of turns per unit and the more difficult wirings. High-speed drives are built up with coils produced with many parallel wires in order to lower the loss due to skin effect, so that the different conductor areas for both winding parts can be reached by the same wire diameters but different numbers of parallel wires. Furthermore six-phase windings have a higher winding factor because of the fewer chorded coils and the reduced number of coils per pole and phase. Because of the higher winding factors the number of turns per unit length can be reduced, so that the copper area is enlarged. This fact allows reducing the winding loss with the square of the increase of the winding factor. The winding loss can be reduced by up to 13% using this method. In the future this phenomenon can be experimentally validated using machines built for this purpose.

Verlustarme magnetische Lagerung

Im Bereich der Vakuumtechnik werden zunehmend Turbomolekularpumpen, die meist aufgrund der hohen Drehzahlen einen Direktantrieb aufweisen, mit aktiven magnetischen Lagerungen ausgestattet. Trotz der berührungsfreien Lagerung entstehen insbesondere bei hohen Drehzahlen durch Hysterese und Wirbelströme Verluste im Rotor, die im Vakuum nur durch Wärmestrahlung abgeführt werden und so zu einer Überhitzung führen können.

Durch den Einsatz von Pulververbundwerkstoffen (Soft Magnetic Composites) sollen diese Verluste deutlich reduziert werden. Es soll ein neues Lagerungskonzept unter Einsatz eines solchen Werkstoffes realisiert werden.

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

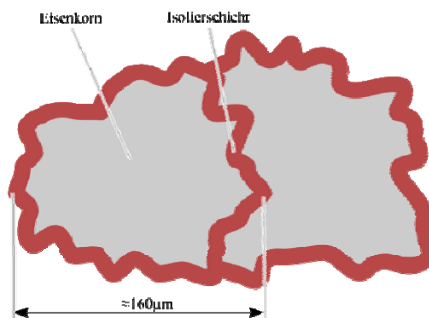


Figure 1: Soft Magnetic Composite

SMC ist im Gegensatz zu Blechpaketen isotrop und erlaubt eine dreidimensionale Flussführung. Die Hystereseverluste sind größer im Vergleich zu Elektroblechen [1]. Das größte

Problem ist die geringere mechanische Festigkeit, welche für den Einsatz in Magnetlagern neue Konzepte erfordert.

Die geringe mechanische Festigkeit von SMC erfordert neue Konzepte für den Einsatz in Magnetlagern. Als solches soll hier ein Konzept vorgestellt werden, welches speziell auf geringe mechanische Belastung ausgerichtet ist.

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 [3]. Daraus lässt sich das in **Figure 2** dargestellte Konzept ableiten. Es besteht aus einem hompolaren Element, welches die radialen Kräfte F_1 und F_2 erzeugt. Die axiale Lagerkraft F_4 wird von einem Kombielement erzeugt, welche mit dem gleichen Strom angesteuert wird.

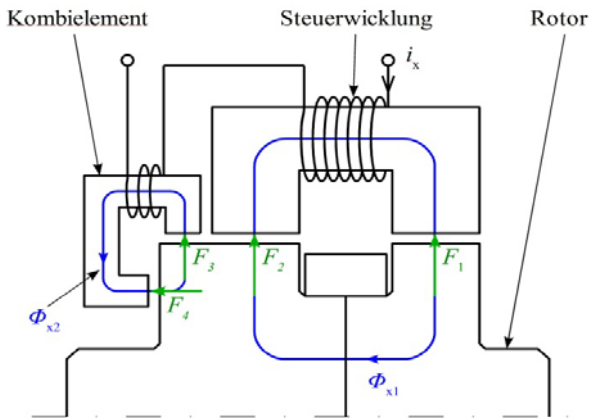


Figure 2: Integrated Radial-/Axial Bearing

Es kann so auf die Axiallagerscheibe verzichtet werden. Der gesamte Rotor wird zudem massiv ausgeführt. Die so realisierbare Umfangsgeschwindigkeit kann bis zu 100 m/s erreichen. Die vollständige Lagerung besteht dann aus sechs derartigen Anordnungen.

Ein wesentliches Ziel des Projektes ist die Realisierung einer vollständigen 5-Achs-Magnetlagerung basierend auf diesem Konzept.

Für einen Nachweis der Verlustreduzierung durch den Einsatz von SMC wurden die Rotorverluste für eine homopolare Lagergeometrie aus der Literatur [2] sowohl für einen geblechten als auch einen SMC-Rotor berechnet. In **Figure 3** sind die Rotorverluste über der Drehzahl bei einer Vormagnetisierung von 0,5T dargestellt.

Der Vergleich mit den Messergebnissen aus [2] zeigt eine gute Übereinstimmung mit den berechneten Ergebnissen für das konventionelle Lager. Insbesondere die Aufteilung in Wirbelstrom- und Hystereseverluste mit vergleichsweise kleinen Hystereseverlusten stimmt überein.

Die weiteren Arbeiten werden sich darauf konzentrieren, das Verlustmodell anhand eigener Messungen von Rotorverlusten im Vakuum zu bestätigen. Zudem soll dabei untersucht werden, in wieweit die Vernachlässigung des Steuerflusses korrekt ist oder dieser doch in der Verlustberechnung berücksichtigt werden muss.

Low-loss Magnetic Bearing

In the area of vacuum technology direct-driven turbo molecular pumps are increasingly equipped with active magnetic bearings. Though mechanical contact and friction are avoided considerable losses are still generated in the rotor at high speeds through hysteresis and eddy currents. In vacuum the rotor is only cooled by thermal radiation and thus these losses can lead to overheating.

One way to address these losses is to use soft magnetic composites in the rotor. A new magnetic bearing concept applying such a material is presented and compared to a conventional homopolar magnetic bearing regarding the rotor losses. This comparison is based on 3D-FEM calculations.

Soft magnetic composites, or short 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 insulation between the iron parti-

cles inhibits eddy currents. On the other hand this insulation is like a distributed air gap diminishing permeability.

SMC has 3D-flux capability, which distinguishes the material from conventional laminations. Another difference is the larger loss due to hysteresis effect. The main challenge in applying the material in magnetic bearings is the low mechanical strength which requires a new structure, which should reduce the mechanical stress.

The main stress on 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 [3]. Using these principles one can derive the structure shown in **figure 1**. It consists of both a homopolar bearing element generating the radial forces F_1 and F_2 and a hybrid element generating the radial force F_3 and the axial force F_4 . This way there is no need for an axial bearing disc. A circumferential velocity of up to 100 m/s is possible. For a complete five axis suspension six such combined elements are required.

The project aims at implementing this concept using soft magnetic composites as magnetic core material.

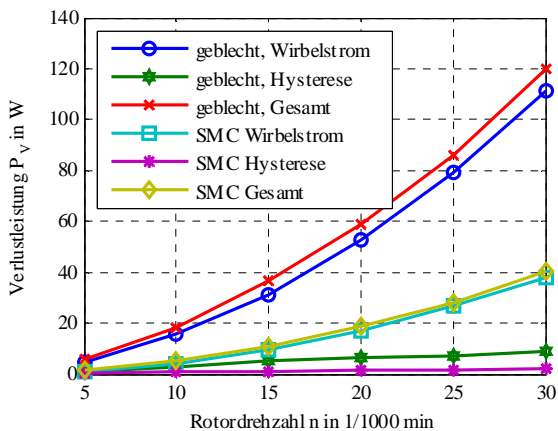


Figure 3: Berechnete Verlustleistungen

For proving the reduction of the rotor losses, a loss calculation has been executed for both a laminated rotor and a solid

SMC-rotor. These calculations have been based on a homopolar bearing geometry described in [2] because there are loss measurements available for validating the model. Figure 3 show the rotor losses for rotational speeds up 30000 rpm using a bias flux density of 0.5T.

The results show good agreement with the measurement results recorded in [2]. Especially the distribution in hysteresis and eddy current loss is similar with the hysteresis loss being small compared to the eddy current loss.

In our further we will concentrate on validating the loss model with new measurements in vacuum and study the influence of other aspects like the influence of the bearing controller.

References:

- [1] Lange, Andreas: Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe in elektrischen Maschinen großer Leistung. In: Pulvermetallurgie in Wissenschaft und Praxis Band 18 (2002), Seite 247 – 266
- [2] Kasarda, M.E.F ; Allaire, P.E. ; Norris, P.M. ; Mastrangelo, C. ; Maslen, E.H.: Experimentally determined rotor power losses in homopolar and heteropolar magnetic bearings. In: Journal of Engineering for Gas Turbines and Power 121 (1999), October, Nr. 4, Seite 697 – 702.
- [3] Kapitel Festigkeitsprobleme bei hohen Drehzahlen. In: Schweitzer, G. ; Traxler, A. ; Bleuler, H.: Magnetlager. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 1993, Seite 134 – 140

Direkte Leistungsregelung von doppeltgespeisten Asynchronmaschinen

Auf dem Gebiet der leistungsstarken Windkraftgeneratoren zeichnet sich ein Trend hingehend der doppeltgespeisten Asynchronschleifringläufermaschine mit Getriebe ab. Große Vorteile sind die geringere Leistung des rotorseitigen Frequenzumrichters und die lastunabhängige Verstellbarkeit der kapazitiven und induktiven Blindleistung.

In diesem Forschungsvorhaben soll das aus der Traktions-technik bekannte Verfahren der direkten Selbstregelung bzw. der direkten Drehmomentregelung erweitert und auf das obige Generatorkonzept angepasst und untersucht werden [3].

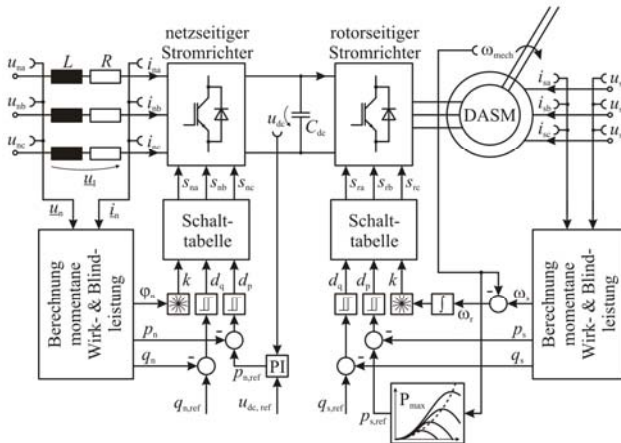


Figure 1: Block scheme of Direct Power Control

In **Figure 1** ist das Blockschaubild der direkten Leistungsregelung zu sehen. Die Sollwerte für die Wirk- und Blindleistungskomponenten werden durch eine äußere Regelung vorgegeben. Im Falle der Wirkleistungskomponente des netzseitigen Stromrichters handelt es sich hierbei um einen Spannungs-zwischenkreisregler, der die Zwischenkreisspannung konstant hält.

Bei der direkten Regelung, wie in [1] und [4] gezeigt, werden aus den Klemmgrößen die zu regelnden Größen (z.B. Drehmoment, Fluss oder Leistung) berechnet und mit einem Sollwert verglichen. Anschließend wird aus einer Schalttabelle ein entsprechender Spannungszeiger gewählt, mit dem direkt die zu regelnde Größe verändert werden kann. Der Umweg über eine aufwendige Koordinatentransformation und einer unterlagerten Modulation zur Generierung der einzuprägenden Ströme entfällt somit.

Für die Herleitung der Schalttabelle werden die Änderungen der Leistungskomponenten in Abhängigkeit des gewählten Spannungszeigers aufgestellt (siehe **Figure 2**). Ausgehend von den Maschinengleichungen in [2] lassen sich für die Statorleistungsänderungen im Synchronkoordinatensystem Gleichungen (1) und (2) herleiten:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \psi_{sd} \frac{d\psi_{rq}}{dt} \quad (1)$$

Die Ergebnisse aus einer Simulation für einen Übergang vom übersynchronen zum untersynchronen Betrieb zeigt **Figure 3**.

Direct Power Control of doubly fed induction generators

In recent years the doubly fed induction generator (DFIG) with slip rings and gear for the use in high-power wind generators has become more popular. The advantages are less power of the rotor-side converter and the adjustability of capacitive and inductive reactive power independent from load.

Within the scope of this research project, the well known direct self control or direct torque control from traction technology should be improved and adapted to the DFIG. The goal is to improve the static and dynamic behaviour of the entire generator system [3].

Figure 1 shows the block scheme of the Direct Power Control. The reference values for the active- and reactive power components are derived from outer control loops, e.g. the active

power of the grid side connected converter controls the dc-link voltage.

The main idea of the direct control strategy as shown in [1] and [4] is that the controlled variables (e.g. torque, flux or power) are calculated from measurable quantities and compared to a desired value. Afterwards, a space vector, which changes the controlled variables directly, is selected from a switching table. Complex transformations of the stationary, the rotor and the synchronous reference frames as well as a modulation to create the voltage vectors are not necessary.

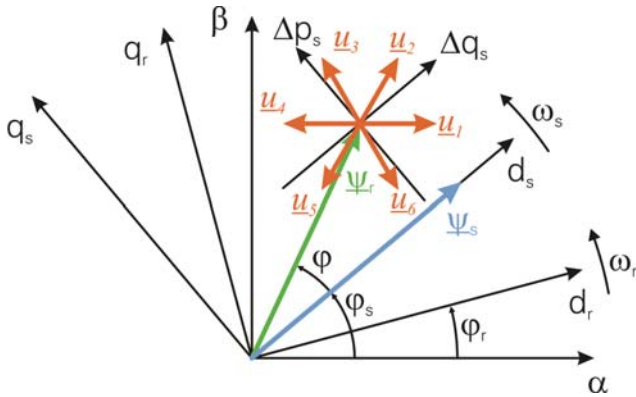


Figure 2: Phasor diagram for derivation of the switching table

To derive the optimal switching table the change of the active- and reactive power components against the voltage vectors of the converter are used (see **Figure 2**). Based on the basic machine equations in [2] the change of the stator active and reactive power can be calculated in synchronous coordinates as shown in (1) and (2).

$$\frac{dq}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \psi_{sd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2)$$

Simulation results for a transition from super- to sub-synchronous are shown in **Figure 3**.

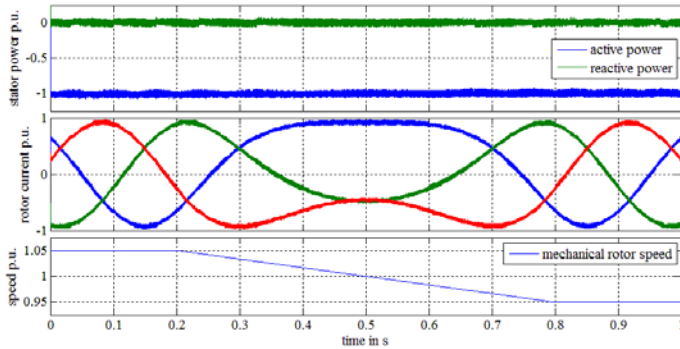


Figure 3: Simulation of a transition from super- to sub-synchronous operation

References:

- [1] Arnalte, S.; Burgos, J. & Rodriguez-Amenedo, J.: Direct Torque Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines. *Electric Power Components and Systems*, 2002, 30, Seite 199-216
- [2] Slemon, G.: Modelling of induction machines for electric drives. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 1989, 25, Seite 1126-1131
- [3] Takahashi, I. & Ohmori, Y.: High-performance direct torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, 25, Seite 257-264
- [4] Xu, L. & Cartwright, P.: Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, 21, Seite 750-758

Drehmomentregelung von Asynchronmaschinen mit Matrixumrichterspeisung

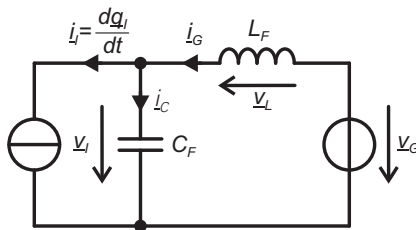
Matrixumrichter sind gekennzeichnet durch eine hohe Leistungsdichte und verbesserte Zuverlässigkeit auf Grund der fehlenden reaktiven Komponenten zwischen Last- und Netzseite. Das System lässt sich damit im Allgemeinen auf seine Halbleiterkomponenten reduzieren. Eigenschaften wie bidirektionaler Leistungsfluss, sinusförmige Eingangsströme und die Einstellbarkeit des netzseitigen Leistungsfaktors können nicht zuletzt zur Etablierung des Matrixumrichters als mögliche Alternative zum klassischen Spannungswischenkreismrichter [1] führen. In Verbindung mit der direkten Drehmomentregelung [2] lässt sich ein hochdynamisches Antriebssystem realisieren.

Matrixumrichter bieten die Möglichkeit, neben der Modulation der Ausgangsspannungen, die für die Maschinenseite des Umrichters maßgebend sind, auch die Eingangsströme zu modulieren. In Anlehnung an die integrale Größe der Ausgangsspannung, die sich in der elektrischen Maschine als Flussverkettung ausbildet, wird für die Eingangsseite des Matrixumrichters die Eingangsladung eingeführt, die sich als integrale Größe des Eingangsstromes ermitteln lässt [3],[4]. Neben der Steuerung des netzseitigen Leistungsfaktors ist eine Verbesserung der Stabilität der netzseitigen Größen, sowie eine Reduktion der Dimension des passiven LC-Filters möglich.

Figure 1a) zeigt das Ersatzschaltbild der Matrixumrichter-Netzseite in Raumzeigerdarstellung mit Netzspannungsquelle \underline{u}_G und den Elementen des Netzfilters L_F und C_F . Die Eingangsseite des Matrixumrichters ist als Stromquelle modelliert, welche winkelfeste, amplitudenvariante Raumzeiger auf sechs diskreten Winkelpositionen ausbildet - (vgl. Figure 1b). Die Amplitude der Raumzeiger ist von den lastseitigen Phasenströmen abhängig. Nach Figure 1b) wird zunächst ein Referenzeingangsstromraumzeiger $\underline{i}_1^{\text{com}}$ definiert, der sich in

Abhängigkeit des Netzspannungswinkels δ_G^v und der geforderten Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und Netzstrom φ_G^{com} ermitteln lässt. Die folgende Orientierung auf i_{\perp}^{com} und anschließende Integration der Stromkomponenten in d- und q-Richtung führt zu den d- bzw. q-Komponenten der Eingangsladung. Ziel der netzseitigen Regelung ist die Eingangsladung in q-Richtung innerhalb eines Toleranzbandes Δq_1^q um den Nullpunkt zu führen. Die Eingangsladung in d-Richtung stellt sich frei ein und muss für die Leistungsfaktorteuerung nicht berücksichtigt werden.

a) Grid Side Equivalent Circuit (Phasor)



b) Phasor Diagram

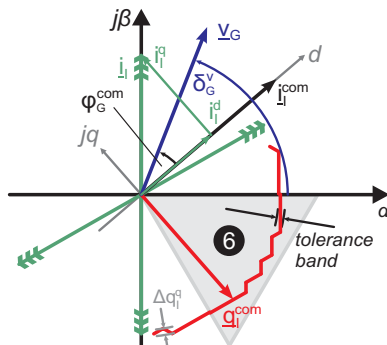
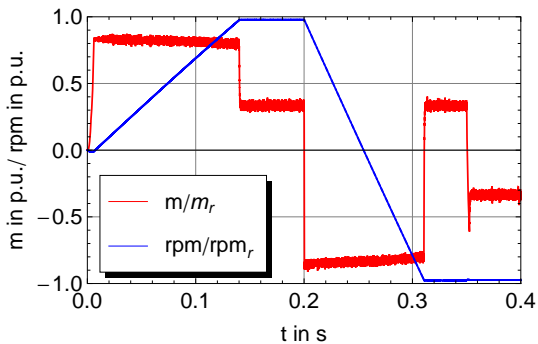


Figure 1: Input Charge Control

Figure 2 zeigt Simulationsergebnisse von einer 4 kW Asynchronmaschine im gesamten Drehmoment- und Drehzahlbereich. Das LC-Filter wird zunächst nicht berücksichtigt, so dass die Netzspannung direkt am Eingang der Matrix liegt.

Der Simulationsprozess beginnt mit einem Drehzahlanstieg von Null auf nahezu Nenn Drehzahl bei einem Lastmoment von ca. 35% des Nennmomentes. Zum Zeitpunkt $t=0,2$ s wird ein Reversiervorgang eingeleitet, wobei bis Drehzahl Null generatorisch gebremst wird. Der Asynchronantrieb arbeitet im Zeitbereich von $t=0,31$ s bis $t=0,35$ s aktiv generatorisch. Nachfolgend wird Motorbetrieb bei negativer Drehzahl erreicht. Aus **Figure 2b)** ist zu erkennen, dass im gesamten Simulationsprozess der Netzstrom in Phase zur Netzspannung geführt wird. Arbeitet der Antrieb generatorisch, ist eine Phasenverschiebung von 180° auf der Netzseite zu verzeichnen.

a) Torque and Speed Behaviour



b) Grid Current and Grid Voltage Behaviour (Grid Current is postfiltered: $\tau_F=500 \mu s$)

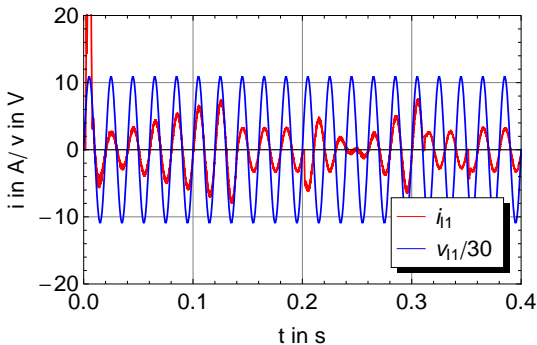


Figure 2: Simulation Results of a 4 kW Induction Machine

Erste experimentelle Ergebnisse sind **Figure 3** zu entnehmen. Die drehzahlgeregelte Asynchronmaschine wird mit einem Führungsgrößenprung beaufschlagt. Der vom Drehzahlregler vorgegebene Drehmomentreferenzwert wird durch die Istgröße erfolgreich nachgebildet (**Figure 3a**) Der Netzstrom (**Figure 3b**) ist auf Grund einer geringen Filterinduktivität ($L_F=200 \mu\text{H}$) noch mit starken Oberschwingungen behaftet. Die Grundschwungung ist jedoch als sinusförmig und phasengleich zur zugehörigen Netzspannungsphase zu erahnen.

Mit dem vorgestellten Verfahren lässt sich der Matrixumrichter als Stellglied für die direkte Drehmomentregelung von Asynchronmaschinen sowohl auf der Last- als auch auf der Netzseite vollständig beschreiben.

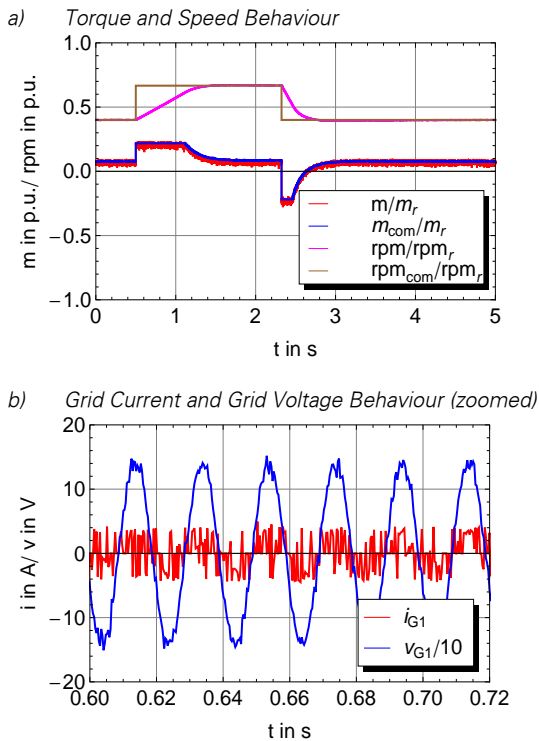


Figure 3: Measurement Results of a 3.6 kW Induction Machine ($V_G=100 \text{ V}$, $\Psi=0.32 \text{ Vs}$)

Torque-Control of Induction Machines Fed by Matrix Converters

Matrix converter technology is characterized by high power density and enhanced reliability due to the lack of any reactive component between load and grid side. Therefore it can be described as “all-in-silicon”- solution, able of providing bidirectional power flow, sinusoidal input currents and unity input power factor [1]. In combination with Direct Torque Control, an increased dynamic in torque and flux linkage control as well as reduced calculation effort is achieved [2]. Next to the modulation of the output voltages, responsible for the machine side, matrix converters provide additional modulation of the input currents. With respect to the integral value of the output voltage, appearing as flux linkage of the electrical machine, the input charge as integral value of the input current will be introduced [3, 4]. Next to the common grid power factor control, an increased stability of the grid side electrical values as well as a reduced LC-filter dimension is achievable. Regarding to **Figure 1a)** the grid side equivalent circuit in phasor representation with grid voltage source \underline{v}_G , filter components L_F and C_F , is presented. The matrix converter input side is modeled as current source, providing angle fixed, amplitude variable current phasors at six discrete angle positions (compare Figure 1b)). The amplitude of the phasors is output current dependant. Regarding to **Figure 1b)**, the command input current $\underline{i}_1^{\text{com}}$ is derived out of the PLL-detected grid voltage \underline{v}_G and the command grid phase angle φ_G^{com} . The following orientation to $\underline{i}_1^{\text{com}}$, useful in order to decouple the component control, leads to the input charge components in d- respectively q-direction by integrating the corresponding current components. The aim of the grid side controller is to keep the q-axis input charge within a tolerance band of Δq_1^q around zero level by applying suited input current space vectors. The d-axis is not modulated and therefore self-adjusted, depending on the instantaneous output power.

Figure 2 shows simulation results of a 4 kW induction machine within the entire speed and torque range. The LC-filter is neglected firstly, therefore the grid voltage appears at the matrix input side.

The simulation process is started by a speed command from zero to almost rated speed with a load torque of 35% of the rated torque. At $t = 0,2$ s a speed reversal is commanded. The machine is working as generator from $t = 0,31$ s to $t = 0,35$ s. Afterwards, motor operation is achieved again. Figure 2b) confirms, that the input current is in-phase with the input voltage over the entire simulation process. Generating operation requires a 180° phase shift between grid voltage and grid current, observable in **Figure 2b**).

First simulation results are depicted in **Figure 3**. A command value step of the speed controller is applied to the induction machine. The actual torque value is tracked to the torque command value, as output of the speed controller (Figure 3a). The grid phase current (**Figure 3b**) contains high order harmonics due to the fact that a small filter inductance ($L_F=200$ μ H) is used. Nevertheless, a sinusoidal fundamental component which is in-phase with the corresponding grid voltage phase is recognizable.

With the proposed method, the matrix converter as actuator for direct torque controlled induction machines, is for the load- as well as for the grid side fully describable.

References:

- [1] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, Apr. 2002
- [2] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 22, no. 5, Sept./Oct. 1986
- [3] K. Kaltenbach, "Modulationsverfahren mit Raumzeigern fuer Stromzwischenkreis-Pulswechselrichter", in Schnellberichte aus der Forschung 1988, etzArchiv Bd. 10, H. 9

- [4] A. Veltman, D. G. Holmes, "Charge Controlled Modulation of a Current Source Inverter", in IEEE Industry Application Society, Annual Meeting 1997, New Orleans, USA

Sensorunterstützte Einschrittkommutierung in Frequenzumrichtern

Bei dem konventionellen Kommutierungsverfahren für Umrichter mit Spannungszwischenkreis werden Totzeiten in das Ansteuerimpulsmuster eingefügt, um einen Kurzschluss des Zwischenkreises zu vermeiden. Obwohl es sich bei den Totzeiten um wenige Mikrosekunden handelt, führen sie zu einer Reduktion der Grundswingungsamplitude der Ausgangsspannung und zu einer Verzerrung des sinusförmigen Stromverlaufs am Ausgang des Umrichters [2]. Für die Minimierung dieses so genannten Totzeit-Effekts wurde ein Einschrittkommutierungsverfahren entwickelt und untersucht [1]. Die für das Verfahren notwendige Information über die Polarität des Laststromes wird dabei aus der U-I-Charakteristik der Schalterzellen einer Halbbrücke, bestehend aus IGBT und Diode, gewonnen (siehe **Figure 1**) [1] [3].

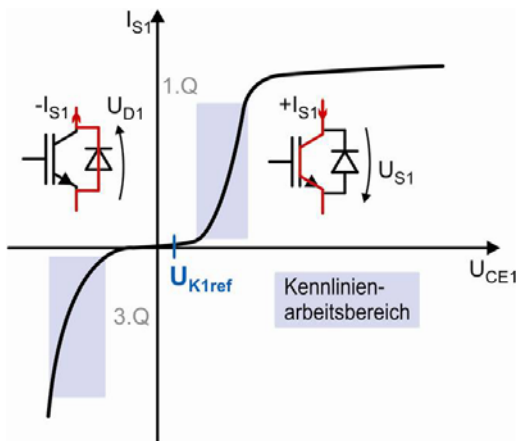


Figure 1: U-I-Characteristics of one Switching-Cell

Das reale Verhalten der Einschrittkommutierung ist anhand der Ansteuerspannungen für die IGBTs einer Halbbrücke ($U_{GE(S1/S2)}$) und des Stroms bei ohmsch-induktiver Last (I_{Last}) in **Figure 2** zu erkennen. Bei positiver bzw. negativer Polarität des Stromes (1S-Bereich) wird nur ein IGBT der Halbbrücke,

d.h. der obere bzw. der untere, angesteuert. Es werden keine Verweilzeiten in das Ansteuerimpulsmuster eingefügt, d.h. der Totzeiteffekt wird vollständig eliminiert. Aufgrund der Stromwelligkeit wird im 2S-Bereich wie beim konventionellen Kommutierungsverfahren nach jedem Ausschalten eines der beiden IGBTs eine Totzeit eingefügt, um einen Brückenkurzschluss zu vermeiden.

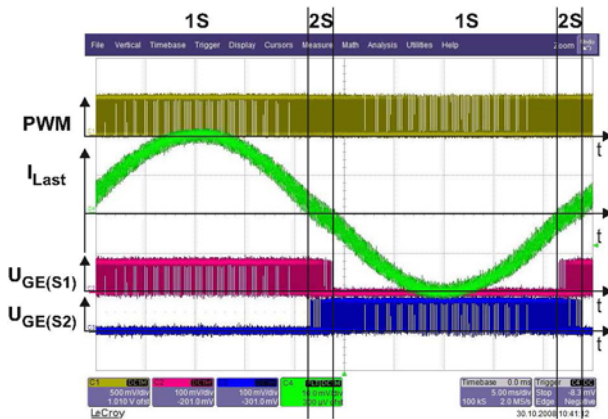


Figure 2: Graphs of Gate-Source-Voltages (U_{GE}) and current at One-Step-Commutation

Signal	Einteilung	Größe	Wert
$U_{GE(S1/S2)}$	15 V / div	m	0,5
I_{Last}	1 A / div	U_{ZK}	200 V
PWM	5 V / div	R_{Last}	25,8 Ω
		L_{Last}	15 mH

Tabelle 1: Maßstab

Tabelle 2: Randbedingungen

Die Vorteile der Einschrittkommutierung gegenüber der konventionellen Kommutierung zeigen sich bei dem Vergleich beider Verfahren im gleichen Arbeitspunkt (**Figure 3**). Einerseits kann die Stromamplitude um 25 % erhöht werden. Andererseits sinkt der THD-Wert (Total Harmonic Distortion) um 8 % auf 2,78 %, d.h. der Anteil der Oberschwingungen (3., 5.

und 7.) ist deutlich geringer. Demzufolge werden die hauptsächlich von den Oberschwingungen abhängigen Zusatzverluste in der Maschine für eine allgemeine mehrphasige Anordnung reduziert. Bei einer dreiphasigen Anordnung mit freiem Sternpunkt entfallen die durch 3 teilbaren Harmonischen.

Commutation of Converters supported by Sensors

The conventional commutation algorithm for pulse width modulation Voltage Source Inverters (PWM-VSI) inserts dead times into the pulse-pattern, in order to prevent a short circuit of the dc-link. Although the dead time is chosen to be only a few microseconds, accumulated over one operating cycle of the inverter, it causes a drop of the voltage-amplitude and a distortion of the current waveform [2]. This phenomenon is called Dead-Time-Effect. An algorithm that commutates within one step has been developed to minimize the Dead-Time-Effect. This commutation algorithm is based on detection of the current-polarity by the conducting states of the semiconductors of one converter phase (see **Figure 1**) [1] [3].

The behavior of the One-Step-Commutation is expressed in **Figure 2** with the graphs of the gate-source voltages that drive upper and lower IGBT of one converter phase ($U_{GE(S1/S2)}$) and the current at resistive-inductive load. In case of positive current the upper IGBT only is involved in switching action (1S-area), for negative current-polarity the lower one is switched (1S-area), respectively. Since one of both switches is turned off permanently, there is no danger of a short circuit of the dc-link. Thus no dead times are inserted into the pulse pattern. The Dead-Time-Effect is eliminated completely. Due to current ripple dead times have to be inserted into the pulse pattern after the turn-off of each IGBT in order to prevent a short-circuited dc link.

The advantages of One-Step-Commutation over conventional Two-Step-Commutation are shown in **Figure 3** by comparing both methods in the same operating point. An increase of current-amplitude of 25 % and a decrease of THD (Total Harmonic Distortion) of 8 % down to 2,78 % can be achieved. The impact of harmonics (3rd, 5th, 7th) on the losses of multi-

phase machines decrease. For a three-phase motor with open star point harmonics, that can be divided by three, can be neglected.

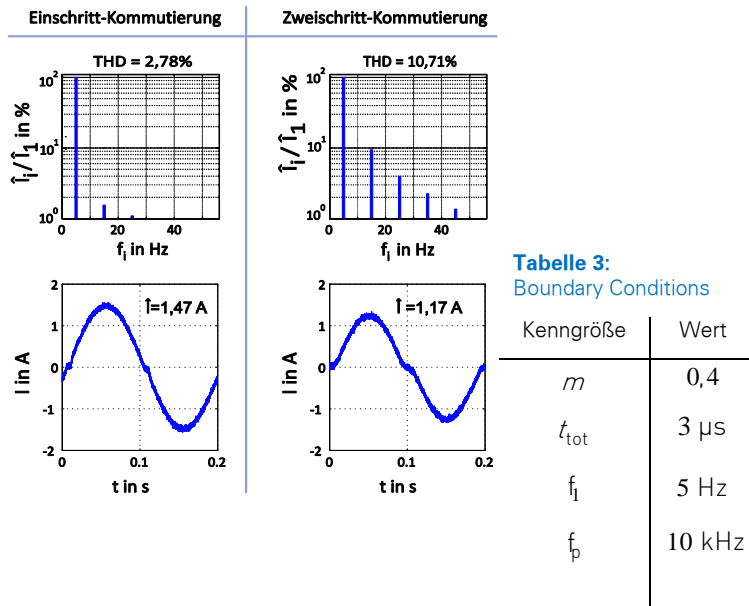


Figure 1: Comparison of both comutation-algorithm

References:

- [1] Barth, H.: Diplomarbeit – Untersuchungen zur Kommutierung von Umrichtern mit Gleichspannungszwischenkreis mittels Stromrichtungserfassung über die U-I-Charakteristik der eingesetzten Leistungshalbleiterbauelemente. 2009, Seite 83
- [2] Park, I. G. & Yoon, J. T.: A new base/gate drive suppression method for voltage source inverters by detecting the output voltage polarity. Proc. th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '96 Record, Seite 1607-1612 vol.2
- [3] Zhang, B.; Huang, A. Q.; Chen, B.: A novel IGBT gate driver to eliminate the dead-time effect. Fourtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference Conference Record of the 2005, Seite 913-917 Vol. 2

Z-Source Inverter

Seit einigen Jahren wird der Z-Source Wechselrichter als Alternative zu bekannten Stellgliedern diskutiert. Die Möglichkeit auf einen zusätzlichen Hochsetzsteller zu verzichten, macht den Z-Source-Wechselrichter für Anwendungen wie Photovoltaik- und Brennstoffzellen-Stromversorgungen interessant. Die Grundschialtung eines Z-Source-Wechselrichters ist in **Figure 1** dargestellt.

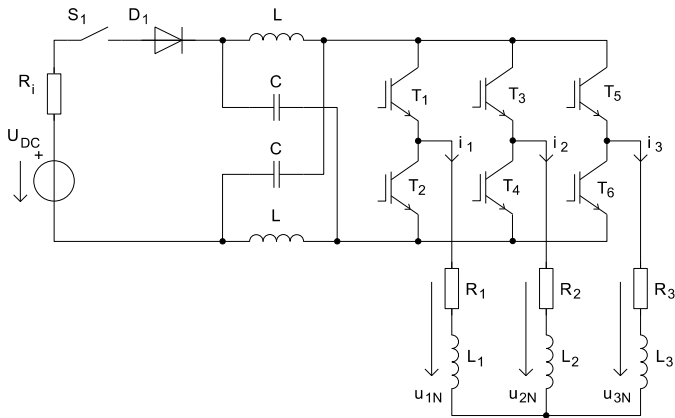


Figure 1

Das Funktionsprinzip basiert auf den sogenannten Shoot-Through Zuständen, mit denen ein Kurzschluss über eine oder mehrere Halbbrücken erzeugt wird. Während der Shoot-Through Zustände wird die Energie von den Kondensatoren C zu den Induktivitäten L übertragen. Dank der Diode D_1 fließt die Energie nicht zur Spannungsquelle zurück. Die ergänzenden Zustände werden als Non-Shoot-Through bezeichnet. Während dieser Zustände laden sich die Last und die Kondensatoren über die Spannungsquelle auf. Das Verhältnis aus der Einschaltdauer des Shoot-Through-Zustandes und der gesamten Laufzeit (Shoot-Through plus Non-Shoot-Through) ist das Tastverhältnis D , welches den Verstärkungsfaktor des Wechselrichters bestimmt.

Zur Anpassung dieser Idee an den Standard-Raumzeigermodulation (mit aktiven Zuständen $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$, und Null-Zuständen U_0 und U_7) werden die Non-Shoot-Through Zustände als aktive Zustände identifiziert, und die Shoot-Through Zustände als Null-Zustände. Bei Annahme von U_1 und U_2 als aktive Zustände ergibt sich die Standard-Raumzeigermodulation nach **Figure 2a**.

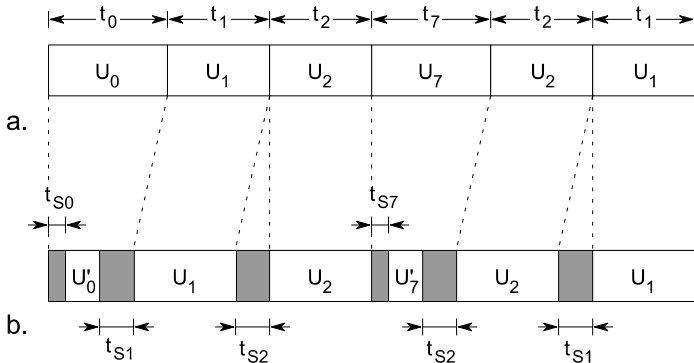


Figure 2

Die Einführung von Shoot-Through Zuständen in Analogie führt zu **Figure 2b**. Die Dauer der aktiven Zustände U_1 und U_2 (Berechnung aktiver Zustände als vorausgesetzt) ist aus **Figure 2a** ersichtlich. Jeder Non-Shoot-Through Zustand (U_0, U_1, U_2, U_7) hat einen entsprechenden Shoot-Through Zustand, der die Erhöhung der Spannung ermöglicht. Für jedes Paar bestehend aus Shoot-Through und Non-Shoot-Through-Zustand muss das Tastverhältnis konstant bleiben, um ein einheitliches Spannungsverhältnis zu erhalten. Der stationäre Zustand des Z-Source-Wechselrichters hängt nur von der Dauer der Zustände ab aber nicht von den Werten der Induktivitäten und Kondensatoren.

Das Ergebnis einer Simulation mit $U_{DC}=150V$ und $D=0.4$ ist in **Figure 3** dargestellt. Das typische Muster der Raumzeigermodulation ist erkennbar. Die Ausgangsspannungen haben folgende Werte: $-435V, -218V, 0V, 218V$ und $435V$. Die Maximalspannung ergibt sich aus Gleichung 1. Der Faktor $1/\sqrt{3}$ ist

durch die Raumzeigermodulation bedingt. Der Term $1/(1 - 2D)$ entspricht der Verstärkung des Z-Source Wechselrichters. Der Ausgangsstrom hat einen Maximalwert von $\hat{I}_1 = \hat{I}_2 = \hat{I}_3 = 22\text{A}$, und ein THD von 2.4%.

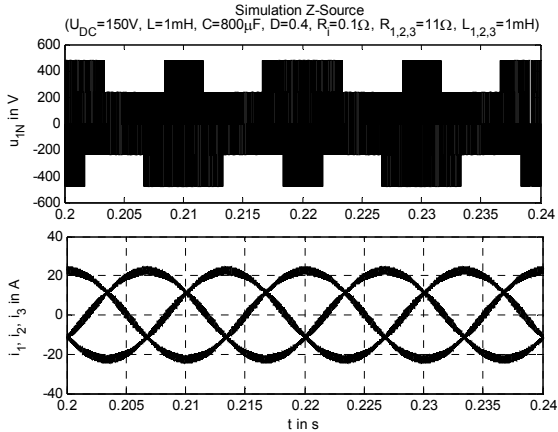


Figure 3

Um das dynamische Verhalten des Z-Source Wechselrichters zu analysieren, wird nur eine Halbbrücke betrachtet, wie aus **Figure 4** ersichtlich. Es liegt ein System dritter Ordnung vor. Die Zustandsgrößen sind $x = [i_L \ u_C \ i_o]^T$, und das Mittelwert-Modell hat die charakteristische Matrix A , nach Gleichung 2.

Wenn die Determinante von A , $\Delta = \det(A)$, größer als Null ist, dann hat das charakteristische Polynom eine reelle Lösung und zwei konjugiert komplexe Lösungen, d. h. ein Schwingungsglied. Wenn $\Delta < 0$ gilt, dann das charakteristische Polynom drei reelle Lösungen und der aperiodische Fall liegt vor.

Für eine gegebene Spannungsquelle U_{DC} , Innenwiderstand R_i , Tastverhältnis D und induktive Last können die Werte von L und C für eine gewünschte Dynamik ermittelt werden. Jede beliebige Änderung von U_{DC} , R_i , D , oder der Last wirkt sich deutlich auf die Dynamik des Systems aus.

The Z-Source Inverter

In the last years the Z-source inverter has gained importance in the field of electric conversion. The ability to avoid the necessity of a dc-dc boost converter makes the Z-source connected to a standard inverter interesting in applications where the energy source is dc (photovoltaic or fuel-cell based systems) or where there is an intermediate dc link (electrical converters in general). The generalized equivalent circuit of a Z-source inverter is depicted in **figure 1**.

The operation principle of the Z-source is based on the so called shoot-through states, in which a shoot through is produced by one, or more, half bridges in the inverter. During the shoot-through states the energy flows from the capacitors C , to the inductors L . Due to the diode D_1 the energy does not flow to the voltage source U_{DC} . The complementary state is denominated non shoot through, and it allows the energy to flow from the voltage source U_{DC} to the load. Besides, the capacitors are loaded in this period. The ratio from the shoot-through-state duration to the total period (non shoot through plus shoot through duration) is the duty cycle D , which determines the amplification factor of the converter.

Adapting those concepts to the standard space vector modulation (with active states $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$, and zero states U_0 and U_7), the non-shoot-through states are identified with the active states, and the shoot-through states will be a part of the zero states. We suppose that in a determined instant, U_1 and U_2 are the active states, and the pattern of a standard space-vector-modulation scheme is shown in **figure 2a**.

Introducing the shoot-through states the pattern looks like in **figure 2b**. The duration of the active states U_1 and U_2 (the computation of the active-states duration is well known) is maintained with respect to **figure 2a**. Every non-shoot-through state (U_0, U_1, U_2 or U_7) has a respective shoot-through state that allows the voltage boost. For every pair, which consists of one shoot-through state and one non-shoot-through state, the duty cycle D must be constant in order to have a

uniform voltage ratio. The steady-state response of the Z-source inverter depends just in the duration of the states, and does not in the values of the inductor L , and the capacitor C .

The simulation results for $U_{DC}=150V$ and $D=0.4$ are depicted in **figure3**. A typical pattern of the space vector modulation can be recognized, where the output voltage takes the values of $-435V$, $-218V$, $0V$, $218V$ and $435V$. The output peak voltage comes from equation 1.

$$\hat{U}_{1N} = \hat{U}_{2N} = \hat{U}_{3N} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{1-2D} \cdot U_{DC}. \quad (1)$$

The factor $1/\sqrt{3}$ is due to the space vector modulation, and the term $1/(1-2D)$ is the gain corresponding to the Z-source network. The output currents have a peak value $\hat{I}_1 = \hat{I}_2 = \hat{I}_3 = 22A$, and a THD of 2.4%.

In order to analyze the dynamic behavior of the Z-source inverter just one leg is considered, see **figure 4**. The system is a third order one with state variable $x = [i_L \ u_C \ i_0]^T$, and its average model has a characteristic matrix A , see equation 2.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2R_i(1-D)}{L} & \frac{-1+2D}{L} & \frac{R_i(1-D)}{L} \\ \frac{1-2D}{C} & 0 & \frac{-1+D}{C} \\ \frac{2R_i(1-D)}{L_0} & \frac{2(1-D)}{L_0} & \frac{-R_0 - R_i(1-D)}{L_0} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

If the determinant of A , $\Delta = \det(A)$, is greater than 0, the characteristic polynomial has one real and two complex conjugate roots, and the response is underdamped. If $\Delta < 0$ the characteristic polynomial has three distinct real roots. That is, the response is overdamped.

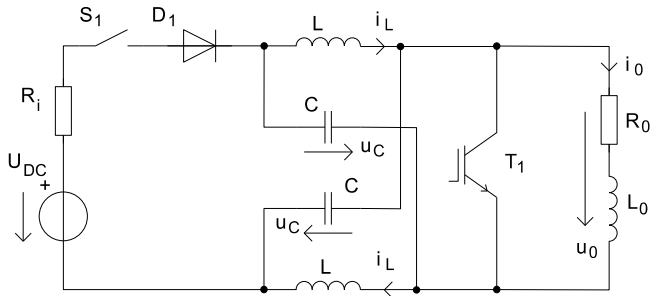


Figure 4

For a given internal resistance R_i , duty cycle D , and load R_0 and L_0 , the values of L and C can be obtained for a desired dynamic response. Simulation results are shown in **figure 5**. Any change in R_i , D , or the load affects considerably the dynamic response of the system.

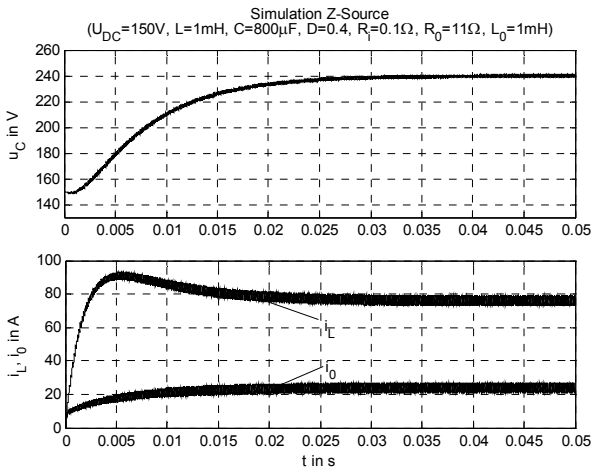


Figure 5

References

- [1] Fang Z. Peng. Impedance Source Power Converter, 2003. United States Patent US 2003/0231518 A1.
- [2] Fang Zheng Peng. Z-Source inverter. Industry Applications, IEEE Transactions on, 39 (2):504-510, March/April 2003.
- [3] J. Holtz. Pulse width modulation for electronic power conversion. Proceedings of the IEEE, 82(8):1194-1214, August 1994.
- [4] Jing Bo Liu, et. al. A modified space vector PWM for Z-source inverter – modeling and design. Electrical Machines and Systems, Proceedings of the Eighth International Conference on, 2:1241-1247, 2005.

Leistungsflussorientierte Modellbildung am Beispiel einer elastischen Welle

Die leistungsflussorientierte Modellbildung weist zahlreiche Vorteile auf. Im Unterschied zur signalflussbasierten Modellbildung werden z.B. energetische Aspekte durch konjugierte Leistungsvariablen berücksichtigt, eine einfache Berechnung der Energieeffizienz ist offensichtlich oder Strukturinformation, Simulation und Analyse sind in einfachen Fällen vor der Aufstellung von Gleichungen möglich.

Die elastische Welle veranschaulicht zwei Methoden. Elastische Verbindungen zwischen einem Elektromotor und einer Last können durch die physikalische Prinzipskizze in **Figure 1** modelliert werden. Alle Parametervereinbarungen setzen dabei ideale Bauelemente voraus. Die Gleichungen (1a/b) beschreiben das Übertragungsmoment $T_{\bar{u}}$ in Abhängigkeit von Differenzwinkelgeschwindigkeit $\Delta\omega$ und Federmoment T_F . Gleichungssystem (2), auch als Bewegungsgleichung oder Momentengleichgewicht bezeichnet, muss im Falle einer starren Welle nur einmal aufgestellt werden, ist jedoch bei einer elastischen Welle für beide Seiten der Welle aufzustellen. Das Lastmoment wird in jedem Fall durch T_L symbolisiert.

Gleichungen (1) / (2) führen zu dem leistungsorientierten Graphen (POG) nach **Figure 2**. POG's definieren zwei Grundelemente, Arbeits- und Verbindungsblöcke, wobei Bild 2 nur dreimal einen Arbeitsblock benötigt und dreimal Effortgrößen (T_x) und einmal Flowgrößen (ω_x) vorzeichenrichtig aufsummieren muss.

Figure 3 modelliert das Beispiel mittels Bondgraph (BG), wobei zusätzlich Motormoment T_M durch das Model eines Gleichstrommotors gebildet wird. Die Gleichungen (3) zur Beschreibung des Motors geben Beziehungen zwischen Speisespannung u_d , ohmschen Spannungsabfall u_R , Motorgegenspannung u_M und Ankerstrom i_A an, mit L_{tot} und R_{tot} als Gesamtinduktivität und Gesamtwiderstand im Ankerkreis. Die Gln. (3) enthalten bereits die mechanische Winkelgeschwin-

digkeit ω und die Berechnung von T_M zur Verbindung des elektrischen und mechanischen Energiebereichs.

Während ein POG wegen der Ähnlichkeit zu Signalfussplänen selbsterklärend erscheint, also gut für Einführungen geeignet ist, wird bei Einsatz der weiter entwickelten BG Technik Hintergrundwissen zur Definition der Ikonen benötigt – vgl. **Table 1**. Die aufgelöste Darstellung dient nur der Erläuterung.

BG element	Icon	Resolved Representation
I-type energy storage	$\frac{e}{f} \rightarrow I: K_I$	$\frac{e}{f} \rightarrow \left[f(t) = \frac{1}{K_I} \int e(t)dt + f(0) \right] \leftarrow$
C-type energy storage	$\frac{e}{f} \rightarrow C: K_C$	$\frac{e}{f} \leftarrow \left[e(t) = \frac{1}{K_C} \int f(t)dt + e(0) \right] \rightarrow$
GY-type energy trans- former	$\frac{e_1}{f_1} \rightarrow \overset{K_{GY}}{\dot{G}\dot{Y}} \rightarrow \frac{e_2}{f_2}$	$\frac{e_1}{f_1} \leftarrow \left[\begin{array}{l} e_2 = K_{GY} \cdot f_1 \\ e_1 = K_{GY} \cdot f_2 \end{array} \right] \rightarrow \frac{e_2}{f_2}$
R-type energy loss	$\frac{e}{f} \rightarrow R: K_R$	$\frac{e}{f} \leftarrow \left[e = K_R \cdot f \right] \rightarrow$
1-type energy distribution	$\frac{e_1}{f_1} \rightarrow \overset{e_0}{\uparrow} \overset{f_0}{\downarrow} \frac{e_n}{f_n}$	$e_0 = (e_1 + \dots + e_m) - (e_{m+1} + \dots + e_n)$ $f_0 = f_1 = \dots = f_n$
SE-type energy source	$SE: K_E \rightarrow \frac{e}{f}$	$\left[K_E \right] \frac{e=K_E}{f} \rightarrow$ identical to: destination flow (DF)

Table 1: selected BG basic elements (reversal causality possible)

Power flow oriented modelling using the example of an elastic shaft

The power flow oriented modelling approach features a lot of advantages. On the contrary to signal flow based modelling methods conjugated variables consider energetic aspects, a simple calculation of the energy efficiency is obviously or structure information, simulation and analyses before drawing up equations is possible in easy cases for instance.

The elastic shaft exemplifies two methods. Elastic connections between an electric motor and a load may be modelled by the sketch according **Figure 1**. All parameter agreements suppose ideal elements. Equations (1a/b) describe the transmission torque $T_{\dot{u}}$ in dependence to the difference angular velocity $\Delta\omega$ and spring torque T_F .

$$\Delta\omega = \omega_M - \omega_L; T_F = C_{Fe} \int \Delta\omega dt + T_{F0}; T_{RF} = K_{RF} \cdot \Delta\omega \quad (1a)$$

$$T_{\dot{u}} = T_F + T_{RF} \quad (1b)$$

Equation system (2), namely equation of motion or torque balance, has to be applied only once in the case of a rigid shaft, but should be applied on both sides of the shaft in case of an elastic shaft. In each case T_L symbolises the load torque.

$$\Delta T_x = T_y - T_{Rx} - T_z; \omega_x = J_x^{-1} \int \Delta T_x dt + \omega_{x0}; T_{Rx} = K_{Rx} \cdot \omega_x \quad (2)$$

$$x = \in \{M, L\}; y = \in \{M, \dot{u}\}; z = \in \{\dot{u}, L\}; M, L : \text{motor/load}$$

Using (1) and (2) yield to the Power Oriented Graph (POG) as shown in **Figure 2**. POG's define two basic elements, elaboration and connection blocks, whereat **Figure 2** only uses three times an elaboration block and has to sum up correctly signed three times effort quantities (T_x) and once flow quantities (ω_x).

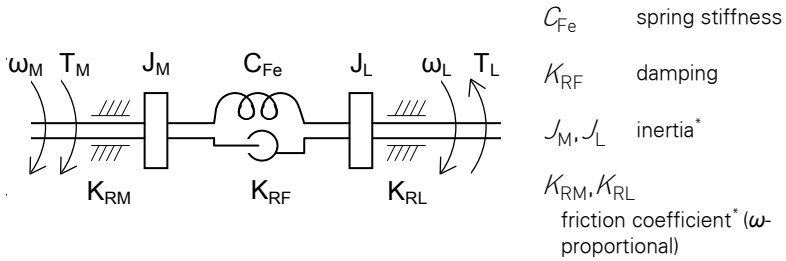


Figure 1: Elastic shaft - physical structure (* motor resp. load side)

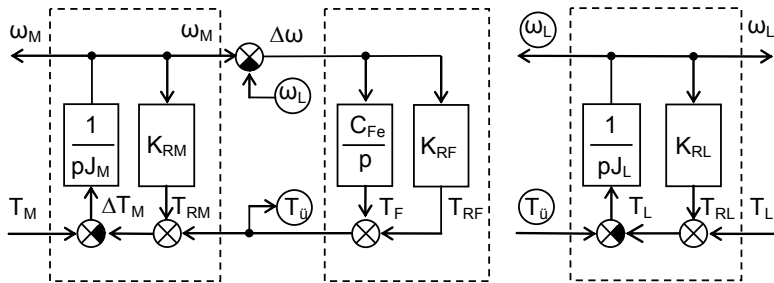


Figure 2: POG of an elastic shaft

Figure 3 models the example applying the Bond Graph (BG) method and additionally generates motor torque T_M via a DC motor model. Equations (3) of the DC motor specify a relation of source voltage u_d , resistive voltage drop u_R , back e.m.f. voltage u_M and armature current i_A , where L_{tot} and R_{tot} are the total inductance and resistance, and contain the mechanical angular velocity ω and the calculation of the motor torque T_M to connect the electrical and the mechanical energy domain.

$$\Delta u_A = u_d - u_R - u_M; i_A = L_{tot}^{-1} \int \Delta u_A dt + i_{A0}; u_R = R_{tot} \cdot i_A \quad (3)$$

$$u_M = C\Phi_E \cdot \omega; T_M = C\Phi_E \cdot i_A$$

Whereas POG's seem to be self-explanatory because of the similarity to signal oriented representations and therefore match a fit and proper introduction, the more advanced BG method needs background knowledge of the icon definitions -

table 1. Resolved representations only provide explanations but are not used in BG practice.

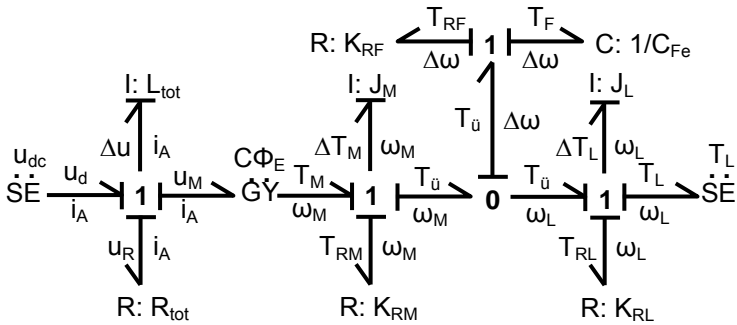


Figure 3: BG for a simplified DC motor and an elastic shaft

References:

- [1] Geitner, G.-H.; Hofmann, W.: Teaching Power Flow Oriented Modelling of Dynamic Systems - Basics. EPE 2009.
- [2] Geitner, G.-H.; Kömürgöz, G.: Power Flow Oriented Modelling – a Modern Method for Teaching Modelling of Dynamical Systems. ENMA 2009.
- [3] Geitner, G.-H.: Modellbildung dynamischer Systeme mittels Leistungsfluss. VVD 2009.
- [4] Brown, F. T.: Engineering systems dynamics – a unified graph-centered approach. Taylor&Francis publishers 2007.

Elektrische Antriebe mit einem CVT-Satelliten-Sterngetriebes

Mit dem Satelliten-Sterngetriebe (SSG) ist eine stufenlos regelbare Getriebeübersetzung mit einer unendlichen Spreizung und formschlüssigen Kraftübertragung möglich [1].

Das SSG gehört zur Klasse der Freilauf- bzw. Schaltwerkgetriebe. Diese Getriebe bestehen aus mehreren verstellbaren Kurbelgetrieben, deren ungleichförmiges Übertragungsverhalten mit Hilfe mechanischer Einwegkupplungen (Freiläufe) zu einer nahezu gleichförmigen Drehzahl am Abtrieb kombiniert wird. Der Vorteil dieser Getriebebauart ist, dass die Übersetzung bis unendlich verstellt werden kann, sodass eine Last stufenlos aus dem Stillstand beschleunigt werden kann.

Die Regelung der Getriebeübersetzung mit dem SSG wurde experimentell an einem Versuchsstand getestet. Der gemessene Wirkungsgrad ist hauptsächlich von der Übersetzung abhängig (s. **Figure 1**).

$$M_L^{4.33} \eta_G^{5.20} \ddot{U}^{\infty}$$

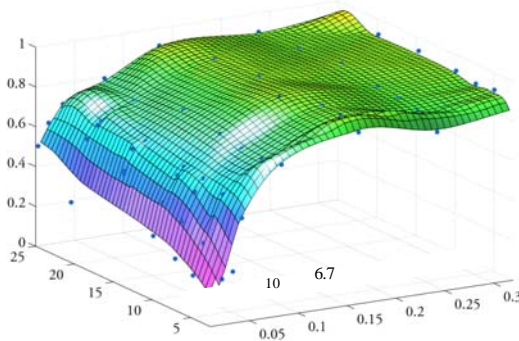


Figure 1: efficiency of the SSG

Das SSG kann für die Anwendung mit Wickelantrieben die notwendig installierte Leistung erheblich senken, indem mit Anpassung der Getriebeübersetzung der Arbeitspunkt des

Motors lastunabhängig ist. Die Energieeffizienz des Antriebs kann dadurch ebenfalls gesteigert werden, wenn der Motor in seinem wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkt betrieben wird.

Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Stellantriebe bei denen die Stromwärmeverluste mit Reduktion des erforderlichen Motoreffektivmoments gesenkt werden können [2]. Eine energieoptimale Steuerung der Getriebeübersetzung für einen Stellvorgang reduziert das Motoreffektivmoment um theoretisch 30% gegenüber einer energieoptimalen Steuerung mit fester Getriebeübersetzung (siehe Tab.1). Die optimale Steuertrajektorie für einen Stellvorgang wurde in [3] analytisch berechnet. Es müssen diesbezüglich weitere Lösungen gefunden werden, welche den Einfluss von Widerstandskräften, sowie Begrenzungen von Ruck- und Beschleunigung berücksichtigen.

Electrical Drives with a CVT-Satellite-Star-Gear

The Satellite-Star-Gear (SSG) provides an infinite continuously variable transmission, which enables the control of drive system's speed [1].

The SSG is built up of several crank-gears. The non-continuous transfer-function of each crank-gear are combined through a freewheel mechanism to form a continuous motion at the output. This concept allows the adjustment of the ratio of transmission up to an infinite value.

The control of ratio as well as the efficiency of the SSG was tested in several experiments. The results (see Fig.1) have shown the efficiency depends mainly on the ratio of transmission.

In combination with winder drives the SSG can reduce drastically the necessary installed power by adjusting the ratio during the process. In this case the electrical drive can operate independently from the load at the point of highest efficiency.

Further applications are positioning drives where the electrical losses depend mainly on the torque rms-value [2]. An optimal gear ratio function and the corresponding control of torque

can minimize the torque rms-value by almost 30% versus a non-variable transmission (see Tab.1).

The solution for the optimal control of a positioning movement was shown in [3]. Therefore it is necessary to find an optimal control in case of resisting forces as well as limitation of jerk and acceleration.

Table 3: comparison of torque rms-values

control method	$M_{M,eff}$	$M_{M,eff} / M_{M,eff,Z}$
time-optimal (Z)	$\frac{8x_{1Z}}{T_Z^2} \sqrt{J_M J_L}$	1
energy-optimal	$\frac{4\sqrt{3}x_{1Z}}{T_Z^2} \sqrt{J_M J_L}$	0,866
optimal with CVT	$\frac{2\sqrt{6}x_{1Z}}{T_Z^2} \sqrt{J_M J_L}$	0,612

References:

- [1] Fischer, Herwig. Oscillating Shift Transmission with a simple construction and increased durability. WO/2008/046579 24. April 2008.
- [2] Hofmann, W. Energieoptimale Stellvorgänge und deren Auswirkung auf die Auslegung von rotatorischen und translatorischen Stellantrieben. VDI/VDE-Tagung Elektrisch-mechanische Antriebssysteme. 2008 Böblingen: ETG-Fachbericht Nr.113, S.235-24.
- [3] Jacob Tal, Stephen Kahne. The Selection of Variable Gear for Minimum Energy. s.l.: IEEE Transactions on Automatic Control, Juni 1972. Bd. 17, 3, S. 353-358.

Untersuchungen zum Betriebsverhalten von doppeltgespeisten Asynchrongeneratoren in Windturbinen am Synchronarbeitspunkt

Doppeltgespeisten Asynchronmaschinen (DASM) sind die am meisten verwendeten Windkraftgeneratoren. Zusammen mit hydrodynamischen Getrieben, die die Turbinendrehzahl regeln, können DASM als Synchrongeneratoren betrieben werden und somit die Größe der Leistungselektronik-stellglieder reduzieren. Weiterhin ermöglichen DASM- Antriebe die Auswirkungen von Netzausfällen zu verringern. Denn der Rotor ist in der Lage seine Drehzahl zu variieren und kurzzeitig Energie in den rotierenden Massen zu speichern.

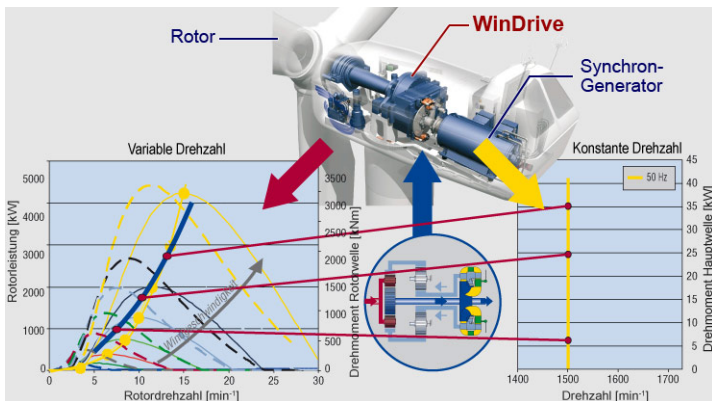


Figure 1: Wind Turbine with Hydrodynamic Gear-box

Die Regelstruktur der DASM im Synchronarbeitspunkt basiert auf der klassischen Topologie mit unterlagerten Stromregelkreisen. Diese verhält sich wie eine schnelle, spannungsgesteuerte Stromquelle. Hier wird eine ähnliche Regelstruktur vorgeschlagen, wobei die inneren Stromregelkreise und die überlagerten Drehmoment- und Blindleistungsregler unverändert bleiben. Anstatt die dq -Komponenten direkt zu verwenden, geben die überlagerten Regelkreise den Polradwinkel δ^* und Feldstrom i_F^* als Stellgrößen vor.

Niederfrequente elektromechanische Resonanz führt zum schwingungsfähigen Betrieb des DASM im Synchronarbeitspunkt. Dieses Problem wurde durch den Einsatz eines Resonanzanteiles am Drehmomentregler gelöst.

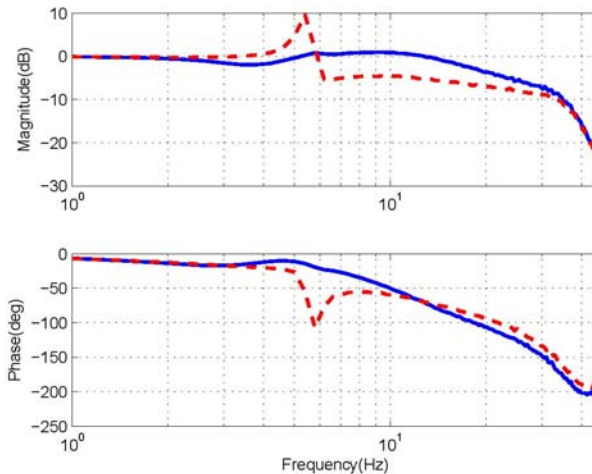


Figure 2: Frequency response of closed loop torque control with and without resonance controller

Investigation of Doubly-Fed Induction Generator Drives Behaviour at Synchronous Operating Point in Wind Turbines

Doubly-fed induction machines (DFIG) are one of the most used wind generators. Combined with hydrodynamic gearboxes that control turbine speed, they may also be operated as synchronous machines thus reducing the size of power electronics. Furthermore, during faults the rotor is allowed to vary its speed storing part of the involved energy in the rotating masses and thus reducing the load collectives.

The DFIG control structure in the synchronous operating point is based on the classical cascaded topology with inner current control loops. These latter behave as voltage controlled current sources. In this work a similar control structure is proposed, where the inner current controllers are the same and

instead of using rectangular dq-components the outer electromagnetic torque and reactive power controllers deliver the references for the power angle δ^* and field current i_F^* .

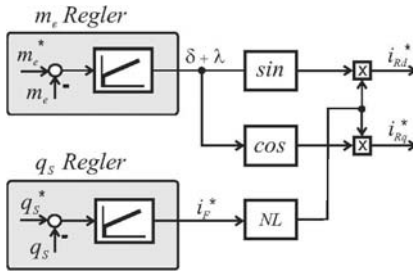


Figure 3: Proposed control structure

Low frequency electromechanical resonance leads to oscillatory behavior of the DFIG in the synchronous operating point. This problem was solved employing a resonant part in the torque controller.

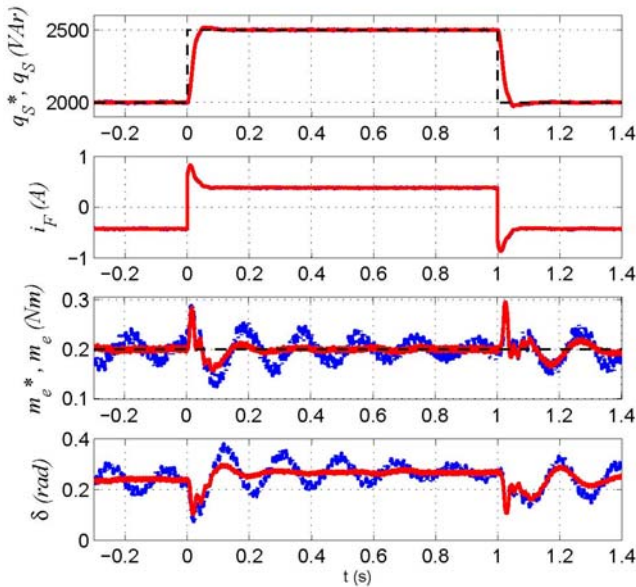


Figure 4: Step response of the reactive power controller and cross-coupling with and without resonance controller

5 AUSSTATTUNG DES LEHRSTUHLS

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

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

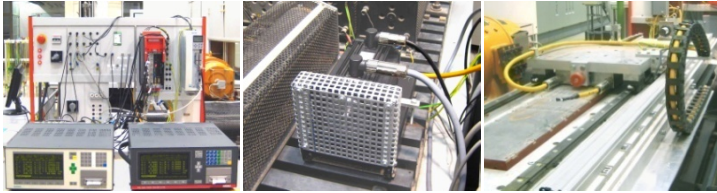


5.1 Forschungsversuchsstände

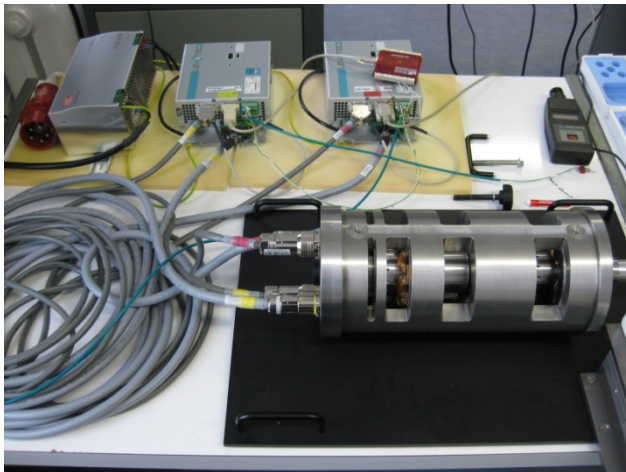
- Labor Energiesystemtechnik mit Netznachbildung, Filtertechnik und Modellanlage für Windenergie und zur Untersuchung von Netzurückwirkungen



- Optimale Bewegungssteuerung mit Rotations- und Linearantrieben



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



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...400V über Stelltrafo, 100A
- Zwei Umformersätze 3x400V, 190kVA (bis 400Hz) und 120kVA (50Hz / 60Hz)
- Schwerlastversuchsfläche mit Zufahrt und Hallenkran (3t)
- Pendelmaschinen zur Motorenprüfung
- Hochwertige Speicheroszilloskope (Bandbreite 600MHz), Drehmomentmesswellen (2Nm... 200Nm), Power-Analyzer, Echtzeitrechensysteme (Fa. dSpace)

6 PERSONELLE BESETZUNG

Lehrstuhlinhaber

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

Emeriti:

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

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

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

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

Dipl.-Ing. Thomas Bach

Dipl.-Ing. Henry Barth

Dipl.-Ing. Marco Festa

Dipl.-Ing. Erik Fleischer

Dipl.-Ing. Henning Kasten

Dipl.-Ing. Frederick Klenke

Dipl.-Ing. Sebastian Krauß

Dipl.-Ing. Bastian Rückert

Dipl.-Ing. Marco Schramm

Dipl.-Ing. Stephan Tenner

Dipl.-Ing. Thomas Windisch

Dipl.-Ing. Daniel Wöhner

M. phil. Van Binh Nguyen

M. Sc. Arturo Arias

M. Sc. Li Chen

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. Christian Ehrenreich
Dipl.-Ing. Bernd Chebulski
Dipl.-Ing. (FH) Martin Eckart
Dipl.-Ing. Jörg Friebe
Dipl.-Ing. Stephan Kunckel
Dipl.-Ing. Fouzey Salem
Dipl.-Ing. Marco Schramm
Dipl.-Ing. Thomas Schuhmann
Dipl.-Ing. Amr Singer
M.Sc. Sören Miersch
M.Sc.E.E. Chi Dung Nguyen

Studentische Hilfskräfte:

Christian Hufenbach, Ludwig Schlegel, Martin Leubner, Thorsten Stubbe, Yuanpeng Zhang, Kenneth Benath, Franz Lehnert, Na Zhi, Johannes Krause, Xiliang Wang

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