

## **Liebe ehemalige und jetzige LEAner/innen, liebe Förderer des Fachgebiets LEA!**

Herzlich willkommen zur 9. Ausgabe unseres LEAiD-Newsletters. Unser Symposium findet dieses Jahr schon am 11.06.2010 im altbekannten Vortragsraum P1301 statt. Die Waschbetonarchitektur an der Wand wird euch sicher auch dieses Jahr wieder wegen ihres Wiedererkennungswerts erfreuen. Ich möchte kurz über ausgewählte Neuigkeiten des letzten Jahres berichten.

Nähert man sich der Universität Paderborn vom Südring, so fallen das neue Technikgebäude K und das J-Gebäude auf. Die Bautätigkeiten konzentrieren sich nunmehr auf unsere unmittelbare Nachbarschaft, denn im Westen unserer IW Halle entsteht z.Z. ein 97 m breites, 4-stöckiges Gebäude namens O seit Ende 2009. Dieses soll das PC<sup>2</sup>, IMT und das zu gründende Kompetenzzentrum für Energietechnik beherbergen. Da wir ein Partner dieses Kompetenzzentrums sind, werden wir mit den Personalräumen Mitte 2011 umziehen. Ein Zwischengebäude soll den Anschluss zwischen Gebäude O und IW herstellen. Und gegenüber am Pohlweg entsteht noch ein weiteres Studentenwohnheim, während zwischen dem N-Gebäude und dem Südring noch ein Vorlesungsgebäude für 2 mal 400 Sitzplätze geplant ist, damit die Studenten sich nicht gegenseitig auf dem Schoß sitzen in den bisher viel zu knappen Räumen angesichts der erwarteten Studentenzahlen im Zusammenhang mit dem Doppelabjahrgang zwischen 2011-2015.

Die Besetzung einer Junior-Professur Automatisierungstechnik (Nachfolge Dörrscheidt), die nach 3 Jahren in eine unbefristete W2/3 Stelle überführt werden kann mit erneuter Ausschreibung, läuft gerade in die Zielgerade. Deshalb wird die Lehre weiterhin durch Herrn Prof. Gausch (Steuerungs- und Regelungstechnik) vertreten. Ein cand. für die Wiederbesetzung der W3-Professur „Elektrische Energietechnik“ (Nachfolge Voss) ist gefunden, die Verhandlungen wurden erfolgreich abgeschlossen und wir hoffen nun auf die Bekanntgabe des Starttermins. Für die W3 Professur mit neuer Widmung „Signal- und Systemtheorie“ (Nachfolge Meerkötter) gibt es eine exzellente Liste dank einer prima Bewerberliste von 36 cand..

Wirtschaft und Hochschulen der Region OWL haben als herausragendes Kompetenz- und Handlungsfeld für Wachstum und Beschäftigung „Intelligente Technische Systeme“ identifiziert und realisieren das Forschungs- und Entwicklungscluster

„Zukunftsmeile Fürstenallee“ in Paderborn. Wesentlicher Teil dieser Zukunftskonzeption ist ein Fraunhofer Institut, das sich auf den Entwurf von mechatronischen Systemen und den dafür notwendigen Produktionssystemen konzentriert.

In einem wichtigen, ersten Schritt haben Ende März 2010 Bund, Länder und die Fraunhofer-Gesellschaft über die Einrichtung der Projektgruppe „Entwurfstechnik Mechatronik“ in Paderborn entschieden. Die Projektgruppe wird eng mit dem Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik IPT in Aachen kooperieren und bildet die Keimzelle eines zukünftigen Fraunhofer-Instituts.

Die Schwerpunkte der Projektgruppe liegen in den drei Kompetenzfeldern Produktentstehung, Regelungstechnik und Softwaretechnik. Das Land NRW unterstützt das Vorhaben mit insgesamt 8,3 Mio. Euro, von denen 5 Mio. in Paderborn investiert werden. Zum 01.07. wird die Projektgruppe mit ca. 15 Mitarbeitern starten. Die Pläne der Paderborner Gruppe sind sehr ehrgeizig. In den kommenden 5 Jahren soll die Gruppe auf über 60 Mitarbeiter anwachsen, um den Anforderungen der Fraunhofer-Gesellschaft zur Gründung eines eigenständigen Instituts zu genügen. Die Projektgruppe wird zunächst im W-Gebäude der Universität untergebracht sein. Mit der Fertigstellung des neuen Gebäudes Zukunftsmeile 1 wird die Gruppe Ende 2011 an die Fürstenallee umziehen. Diese Kurzfassung stammt von unserem ehemaligen Mitarbeiter C. Henke, der seit Herbst letzten Jahres Abteilungsleiter bei Hr. Trächtler ist und für das Kompetenzfeld Regelungstechnik die Projektaquisition und -koordination übernimmt. Näheres dazu s. [www.ipt.fraunhofer.de/mechatronik](http://www.ipt.fraunhofer.de/mechatronik).

Nachdem die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) unseren Antrag der Fortsetzung des Sonderforschungsbereichs Selbstoptimierende Systeme des Maschinenbaus (SFB 614) 2009 genehmigt hat, was für die UPB und unser Fachgebiet ein Eckfeiler kooperativer Forschung darstellt, stand im letzten Jahr die Suche nach geeigneten Transferprojekten an, damit das Selbstoptimierungskonzept auch Nutzen durch industrielle Anwendung bringt. Ein erstes Projekt wurde in Verbindung mit unserem langjährigen Industriepartner LTi formuliert, was aus meiner Sicht das bisher erarbeitete Instrumentarium der Selbstoptimierung umfassend nutzt. Im Transferprojekt soll eine selbstoptimierende Antriebsregelung auf Basis rekonfigurierbarer FPGA entwickelt werden. Der angestrebte Nutzen liegt in der einfacheren Adaptierbarkeit eines Standardgeräts an verschiedenste Konfigurationen und Betriebsbedingungen.

„**Transferprojekte** dienen dazu, Erkenntnisse der Grundlagenforschung eines Sonderforschungsbereichs unter Praxisbedingungen zu prüfen oder in eine prototypische Anwendung umzusetzen“ lt. DFG Richtlinien. Dabei arbeiten im Projekt Wissenschaftlerinnen und Wissenschaftler aus dem Sonderforschungsbereich mit Kooperationspartnern (etwa einem Unternehmen, einem Verband oder einer öffentlichen Einrichtung) zusammen. Transferprojekte stehen allen Wissenschaftsgebieten offen. Anwendungsfelder reichen von der industriellen Produktion über Methoden- und Verfahrensentwicklungen und dem Dienstleistungssektor bis hin zu gesellschaftlichen Aufgaben.

Erfreulicherweise führen wir neben dem o.g. DFG-Transferprojekt mit unserem bewährten industriellen Partner LTi DRIVES in Unna die Forschungszusammenarbeit auch auf dem Gebiet hocheffizienter Solarwechselrichter hoher Leistung fort, wozu öffentliche Fördergelder eingeworben wurden.

Mit Delta Energy Systems (Soest) laufen 2 Forschungsprojekte weiter zu Stromversorgungen hoher Wirkungsgrade und ihrer digitalen Steuerung und Regelung. Daneben wurde ein Kooperationsabkommen mit der chinesischen Universität in Hangzhou mit dem Ziel abgeschlossen, einen Austausch von Diplomanden und Doktoranden zu fördern. Die Finanzierung trägt Delta-es, was eine Zusatzförderung durch den DAAD bewirkt. Parallel dazu war ein Antrag eines Doktoranden aus Hangzhou unterstützt durch Prof. Xu auf ein chinesisches Stipendium erfolgreich, so dass LEA einen ersten Kandidaten in Kürze erwartet.

Ein neues Projekt zur Entwicklung von Resonanzkonverter gespeisten Hochspannungsprüfgeräten mit Firmen aus dem Bodenseeraum läuft seit dem Sommer 2007, wobei eine sinusförmige Prüfspannung von 85 kV (RMS) mit 0,1 Hz generiert wird. Inhaltlich ergab sich so viel Neuland auf leistungselektronischem Gebiet, dass ein Antrag auf EU Förderung für ein Konsortium mit 9 Partnern von uns gestellt wurde. Er wurde genehmigt, das Projekt im Sept. 2009 mit 3 Mitarbeitern gestartet und eine Reihe von Publikationen wurden bereits im letzten Jahr vorgestellt.

Dann befasst sich ein neues Projekt mit der „Entwicklung der Ansteuerung für die frequenzvariable Umformung sehr großer Leistungen mit Thyristorstromrichtern zur Effizienzsteigerung von Turbo-Generator-Sätzen“. Hierbei soll bei mittelgroßen Kraftwerken die starre Kopplung zwischen dem elektrischen Netz und dem Generator zwecks Effizienzsteigerung durch einen Umrichter aufgehoben werden. Der Generator kann gegenüber dem elek-

trischen Netz eine andere Phasenlage, Frequenz und Amplitude aufweisen. Die Leistung wird durch einen Direktumrichter in das elektrische Netz übertragen und er kommt ohne einen Gleichspannungszwischenkreis aus. LEA beschäftigt sich mit dem Steuerverfahren der Halbleiterbauelemente.

Ziel eines weiteren Förderprojekts ist die Entwicklung eines sterilen Rührwerks mit einem berührungslos magnetisch gelagerten Rührer und integriertem Antrieb, welches die derzeitigen Nachteile mechanisch gelagerter Rührwerke für Lebensmittel und pharmazeutische Produkte ausschließt.

In einem weiteren DFG-Projekt geht es um „Reconfigurable System for Improved Control Performance and Fault Tolerance of Variable Speed AC Drives“. Ziel ist „To demonstrate the advantages of reconfigurable control applied to electrical drives. The concept of reconfigurable control is expected to achieve a control performance in the whole operation area close to the respective optimum as well as to provide fault tolerance with respect to sensor failures“. Erfreulicherweise gibt es noch weitere Projekte zu Traktionsstromrichtern und Elektromobilitätsfragen, die auch kurz vor dem Start stehen.

Die lokale NC Steuerung wurde an der Universität Paderborn zum Wintersemester 2009/10 stark reduziert, wodurch in den hoch nachgefragten Fächern aufgrund der Verdoppelung der Erstsemester ein ordentliches Studium in den ersten Wochen nicht mehr sicherzustellen war. Dieses hat sich aber durch die Einberufung von Dozenten und Anstellung student. Hilfskräfte für die vielen parallel laufenden Übungen und Seminare schnell in den Wirtschaftswissenschaften beheben lassen. In den Kulturwissenschaften hat es etwas länger gedauert.

Die Rankingresultate und insbesondere die Exzellenzinitiative, die ja erneut z.Z. läuft, haben besonders verzerrende Auswirkungen auf die Steuerung der Studentenströme, was entsprechende Auswirkungen mit entsprechendem Zeitverzug auf die Studienbedingungen hat. Ob das positive Ranking Resultat des Zeit - CHE Studienführers mit den gestiegenen Anfängerzahlen der ET in Paderborn in Verbindung steht, lässt sich natürlich nicht sagen. Angesichts des enormen Eigenbedarfs bei LEA für die vielen neuen Projekte und der Nachfrage aus der Industrie würden wir eine Verdoppelung der Anfängerzahlen zum nächsten Wintersemester gern sehen. Dann lohnt sich der Lehraufwand noch mehr.

Im abgeschlossenen Jahr konnten wir 2 Promotionen feiern: Unserem Steinhagener folgten Rongyuan Li und Michael Meyer als erste der Böcker-Doktorengeneration. Dennoch steht eine halbe Fußballmannschaft von Doktoranden noch an zu

erfahren, was ein echter Lastabwurf ist. Die Teilnahme an Tagungen war im Berichtszeitraum dank der nach wie vor erfreulich hohen Akzeptanz unserer vorgeschlagenen Beiträge bei den Gutachtern wieder hoch.

Ich hoffe auf ein Wiedersehen bei der einen oder anderen Promotionsfeier, aber zuvor bei unserem LEAiD Treffen am 11.6.2010 im P13.01 der upb.

Wünsche euch allen einen guten Wirkungsgrad, Kreativität beim Schaffen und Ausdauer

Mit freundlichen Grüßen

Für den Vorstand

Norbert Fröhleke

## LEAiD 9. Symposium

Am 11.06.2010 findet ab ab 14 Uhr das diesjährige LEAiD-Symposium statt. Tagungsstätte ist wieder die Universität Paderborn (*großer Konferenzraum P1.3.01*). Neben den sicher interessanten Vorträgen wird auch die jährliche Mitgliederversammlung unseres Vereins durchgeführt. Im Anschluss an den offiziellen Teil wollen wir selbstverständlich wieder die Möglichkeit des geselligen Beisammenseins nutzen. Wie in vielen Jahren zuvor nutzen wir hierfür die gemütliche Gaststätte *Kachelöfchen* (Kilianstrasse 2, Paderborn).

Die Tagesordnung sieht folgende Punkte vor:

### 14:00-14:30 Mitgliederversammlung

1. Begrüßung und Eröffnung
2. Feststellen der Beschlussfähigkeit
3. Wahl der Versammlungsleitung
4. Wahl der Protokollführung
5. Bericht des Vorstandes
6. Bericht der Kassenprüfer
7. Entlastung des Vorstandes
8. Wahlen
9. Verschiedenes

### 14:30-16:00 Vortragsblock 1

### 16:00-16:30 Kaffeepause

### 16:30-18:00 Vortragsblock 2

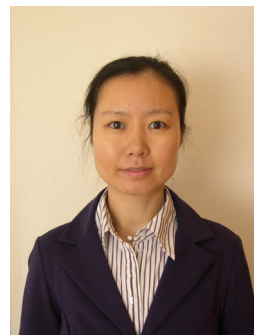
### 19:00-00:00 Gemütliches Beisammensein

Der erstmalig vergebene LEAiD-Award wird im Rahmen des 2. Vortragblocks verliehen.

## Neue Mitarbeiter



Herr **Dipl.-Phys. Philipp Rekers** ist seit dem 1. September 2009 im Fachgebiet LEA als wissenschaftlicher Mitarbeiter tätig. Er schloss im Februar 2007 sein Physik Studium an der Westf. Wilhelms-Univ. in Münster ab. Anschließend übernahm er für die Fa. BAUR Prüf- und Messtechnik GmbH in Sulz-Österreich die technische Projektleitung für die Entwicklung eines neuen Hochspannungstestsystems. Schwerpunktmäßig wird er sich mit dem Konzept eines bidirektionalen kaskadierten Hochspannungswandlers sowie analytisch und simulativ mit magnetischen Bauteilen befassen.



Frau **M. Sc. Manli Hu** ist seit dem 1. September 2009 im Fachgebiet LEA als wissenschaftliche Mitarbeiterin tätig. Sie befasst sich dort schwerpunktmäßig mit der Modellierung, Steuerung und Optimierung von Resonanzkonvertern für den Einsatz in Hochspannungsgeneratoren.

Ihr Studium der Elektrotechnik hat Frau Hu an der Beihang Universität, Beijing, China durchgeführt und im März 2002 mit einer Masterarbeit über einen Schrittmotortreiber abgeschlossen. Sie war anschließend bei GE Healthcare, Beijing als Elektroingenieurin in der Entwicklung von Antrieben für Computertomographen beschäftigt. Seit dem 1. August 2007 war Frau Hu bereits im Fachgebiet LEA als wissenschaftliche Hilfskraft tätig.

## Highlights 2009/10



Michael Meyer Freude strahlend nach erfolgreichem Lastabwurf



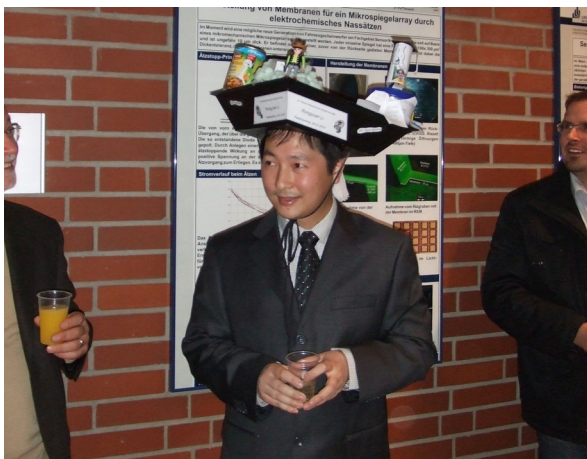
Die äußeren Temperaturen zwingen zum sparsamen Umgang mit dem Taufmittel



Die obligatorische Doktor-Taufe mit vorbildlicher Haltung



Die Startaufstellung für den diesjährigen Sommerausflug



Ein zufriedener Rongyuan Li nach erfolgreicher Verteidigung



Langsames Einschleiben beim SwinGolf

## Projektseminar MICHAEL LÖNNEKER

Im Sommersemester 2009 sowie im Wintersemester 2009/10 hatten die Studenten wieder die Möglichkeit an einem Projektseminar im Fachgebiet LEA teilzunehmen. Diese besondere Form der Lehre bietet Studenten die Möglichkeit, semesterbegleitend ihre erworbenen theoretischen Kenntnisse in die Praxis umzusetzen.

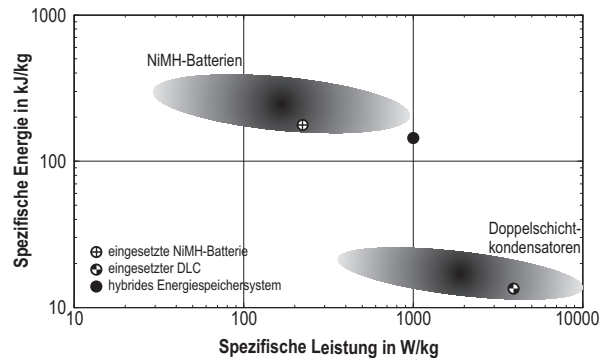
Zur Durchführung des Projektseminars steht ein City-EL Elektrofahrzeug zur Verfügung (Bild 1). Das Fahrzeug wird von einem Gleichstrommotor



**Bild 1:** City-EL Elektrofahrzeug

angetrieben. Dieser besitzt eine Nennleistung von 2,5kW (kurzzeitig bis zu 3,5kW) bei einer Nennspannung von 36V und beschleunigt das 290kg schwere Fahrzeug auf eine Endgeschwindigkeit von ca. 50km/h. In Serienfahrzeugen sorgen 3 Blei-Akkumulatoren mit einer Gesamtspannung von 36V und einer Kapazität von 90Ah für die Versorgung des Fahrzeugs. Der Vorbesitzer des Testfahrzeuges ersetzte die drei Bleiakumulatoren durch SuperCaps (SC). Die insgesamt 28 SC-Zellen besitzen eine Einzelkapazität von 3600F bei einer Zellenspannung von 2,3V. Insgesamt ergibt das eine nutzbare Energiemenge von 267kJ. Der Nachteil von SCs ist aber die geringere Energiedichte von einem Zehntel gegenüber Akkumulatoren (Bild 2).

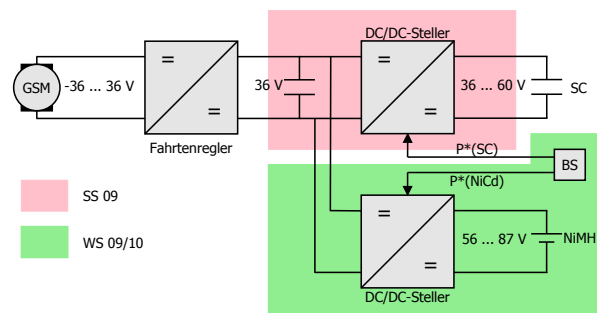
Um die Reichweite des Testfahrzeugs zu erhöhen, sollte in den Projektseminaren durch das Hinzufügen eines Akkumulators der SC-Energiespeicher zu einem hybriden Energiespeicher erweitert werden. Der Einsatz eines hybriden Energiespeichers bietet Vorteile, da dieser eine hohe Energie- und Leistungsdichte aufweist (Bild 2). Insbesondere die während der Rekuperationsphasen entstehenden Ladeströme sind für Akkumulatoren ungünstig. Daher ist bei für den Antriebsvorgang ausgelegten Batteriesystemen i.A. die Rekuperationsleistung



**Bild 2:** Eigenschaften eines hybriden Energiespeichers

auf einen kleinen Teil der Antriebsleistung begrenzt. Da SCs eine hohe spezifische Leistungsdichte aufweisen, kann in einem hybriden Energiespeicher die kinetische Energie besser rekuperiert werden.

## Aufgaben des Projektseminars

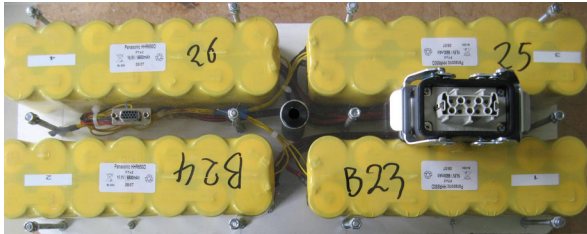


**Bild 3:** Blockschaltbild des zu realisierenden Antriebssystems

Das Blockschaltbild des in den Projektseminaren realisierten elektrischen Antriebssystems ist in Bild 3 dargestellt. Das im WS09 angebotene Projektseminar befasste sich mit der Entwicklung eines bidirektionalen DC/DC-Stellers zwischen dem SC-Speicher und dem Spannungswiderrand. Dieser wurde mit zwei parallel geschalteten 2-Quadrantenstellern realisiert. Der DC/DC-Steller regelt die Zwischenkreisspannung konstant auf 36V, bei einem Spannungsbereich des SC-Speichers von 36...60V. Die maximale Leistung des Stellers beträgt 3600W.

In dem darauf folgenden Semester WS09/10 wurde das Antriebssystem des City-EL Fahrzeugs um einen NiMH-Akkumulator zu einem hybriden Energiespeicher erweitert (Bild 3). Hierzu musste ein weiterer DC/DC-Steller gebaut werden. Dabei konnte der grundlegende Aufbau des vorhandenen DC/DC-Stellers übernommen werden.

Die Dimensionierung des Stellers musste auf einen Spannungsbereich des NiMH-Akkumulators von 56...87V und einer maximalen Leistung von 720W angepasst werden. Der verwendete Akkupack (Bild 4) besteht aus insgesamt 56 NiMH-Zellen mit einer Nennspannung von 69,4V und einer Gesamtenergiemenge von 1625kJ.



**Bild 4:** NiMH-Akkupack mit einer Nennspannung von 69,4V und einer Kapazität von 6,5Ah

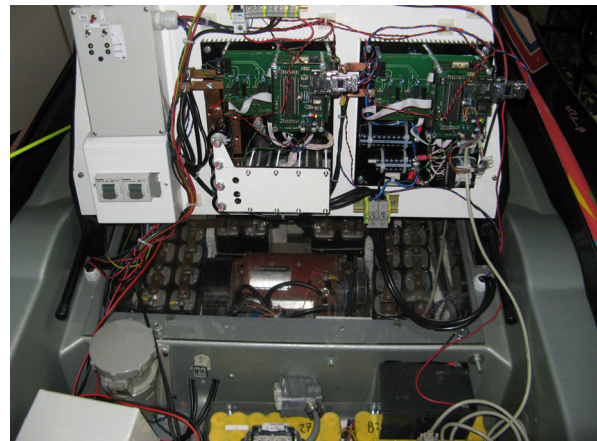
Insgesamt waren in den beiden Projektseminaren folgende Arbeiten zu verrichten:

- Auslegen der Speicherbauelemente und Auswahl der Leistungsschalter
- Erstellung eines Platinenlayouts für die Treiberschaltung und die Messwerterfassung
- Aufbau und Inbetriebnahme der DC/DC-Steller
- Reglerauslegung anhand eines selbst erstellten Simulationsmodells
- Implementierung der Regelung und der PWM auf einem DSP-Board
- Erstellen einer einfachen Betriebsstrategie (BS)
- Entwicklung einer Überwachungsplatine für den NiMH-Akkupack
- Integration der DC/DC-Steller, der NiMH-Akkus und der Akku-Überwachung ins Fahrzeug
- Funktionstests und Testfahren
- Realisierung einer Benutzerschnittstelle
- Aufbau einer Kommunikation zwischen den Umrichtern und der Benutzerschnittstelle mittels CAN-Bus
- Implementierung unterschiedlicher Betriebsstrategien
- Ersetzen des Gleichstrommotors durch einen Permanentmagnet-Synchronmotor mit dazugehörigem 3-phasigen Wechselrichter
- Entwicklung einer berührungslosen Ladestation für die NiMH-Akkus

Bild 5 zeigt die Anordnung der fertig montierten Komponenten des hybriden Energiespeichers im Fahrzeug.

### Aufgaben für folgende Projektseminare

Der aktuelle Ausbaustatus des Fahrzeugs bietet Möglichkeiten für weitere Projektseminar. Themen können sein:



**Bild 5:** Fertig montierter hybrider Energiespeicher: Auf der Montageplatte sind die beiden DC/DC-Steller sowie weitere Steuerungselektronik befestigt. Darunter zu erkennen die SCs und der Gleichstrommotor, am unteren Bildrand der NiMH-Akkupack.

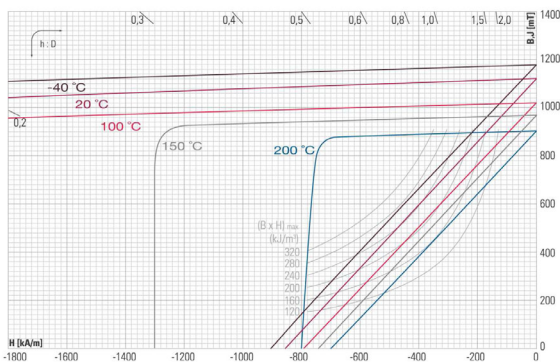
## Rotortemperaturbeobachter für PMSM ANDREAS SPECHT

### Einleitung

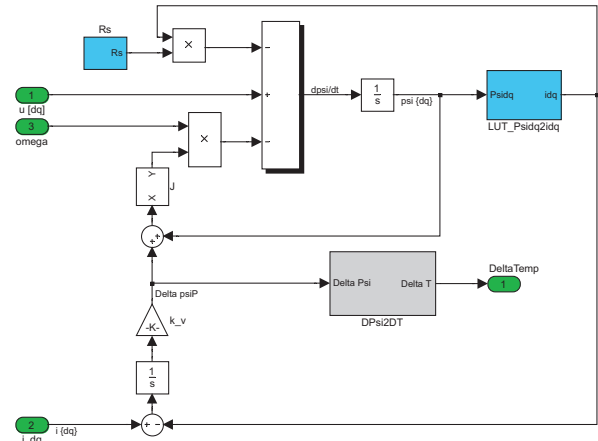
Moderne Fahrtriebe für Elektro- und Hybridfahrzeuge mit hoher Leistungsdichte und gutem Wirkungsgrad werden häufig als permanent erregte Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten ausgeführt. Die Verwendung von Selten-Erd-Magneten aus NdFeB in Zusammenhang mit hohen Temperaturhuben hat aber zur Folge, dass sich einerseits das Drehmoment in Abhängigkeit der Temperatur ändert, sodass eine Drehmomentensteuerung ungenau wird. Andererseits müssen in Abhängigkeit von der Magnettemperatur bestimmte Arbeitspunkte vermieden werden, um eine dauerhafte Entmagnetisierung zu verhindern. Die Erfassung der Magnettemperatur ist daher nicht nur wünschenswert, sondern auch für den sicheren Betrieb notwendig. Eine Messung der Isttemperatur ist jedoch mit hohen Kosten verbunden, da die Messdaten möglichst verschleißfrei und damit berührungslos vom Rotor auf den Stator übertragen werden müssen. Die hier vorgestellte Beobachterstruktur nutzt direkt die Temperaturabhängigkeit der Remanenzflussdichte des Magnetmaterials, um die Magnettemperatur aus den elektrischen Größen zu beobachten.

### Temperatur-Erfassung über den Temperaturkoeffizient der Remanenzflussdichte

Im Gegensatz zu anderen Magnetmaterialien haben Neodym-Eisen-Bor-Magnete eine mit  $k_{b,r} = -0,1\%/K$  nennenswerte Abhängigkeit der Remanenzflussdichte von der Temperatur (siehe Abb.6).



**Bild 6:** Eigenschaften eines typischen Magnetmaterials aus NdFeB. Gut zu sehen ist die starke Temperaturabhängigkeit des Punktes maximaler Belastung („Knie“), sowie die der Remanenzflussdichte.



**Bild 7:** Modell der Beobachterstruktur unter Berücksichtigung von Sättigung. Blöcke, die motorspezifische Parameter enthalten, sind blau eingefärbt.

Mit Hilfe eines Flussbeobachters kann man den Permanentfluss des Motors beobachten und aus diesem auf die Magnettemperatur zurückschließen. Die Herausforderung beim Aufbau einer solchen Beobachterstruktur ist klassischerweise, den rotorseitigen Permanentmagnetfluss von dem statorseitig gegenierten Fluss zu trennen, speziell dann, wenn Sättigungseffekte berücksichtigt werden müssen. Zur Modellierung der Sättigung wird im Allgemeinen auf einen analytischen Ansatz zugunsten von Kennfeldern verzichtet. Diese kommen auch im Beobachter zum Einsatz. Durch Auswertung der Spannungsgleichung

$$\underline{u} = R_s \underline{i} + \dot{\underline{\psi}} + \underline{J} \omega \underline{\psi} \quad (1)$$

mit  $\underline{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$  ... Vertauschungsmatrix

unter Verwendung der Kennfeld-basierten Abbildung  $\underline{\psi} = \underline{f}(\underline{i})$  lässt sich die Beobachtergleichung

$$\hat{\underline{i}} = \underline{f}^{-1} \left( \int_{(t)} \underline{u} - R_s \underline{i} - \underline{J} \omega \underline{\psi} dt \right) \quad (2)$$

aufstellen. Ein Modell des Beobachters ist in Abb. 7 dargestellt. Der beobachtete Gesamtfluss-Vektor der Maschine wird durch die Referenzkennfelder  $\underline{f}^{-1}$  auf einen Stromvektor abgebildet.

Sämtliche Fehler werden auf die Abweichung des Permanentflusses gegenüber dem in  $\underline{f}^{-1}$  implizit enthaltenen Referenzfluss zurückgeführt. Aus der Abweichung des Permanentflusses  $\Delta \psi$  wiederum lässt sich die Temperatur über den Zusammenhang

$$\vartheta_r = 20^\circ C + \frac{\Delta \psi}{\psi_{p,20} k_{Br}} \quad (3)$$

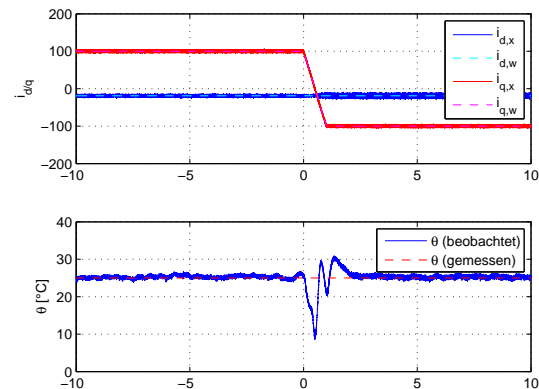
bestimmen. Die problematische Trennung der beiden Flusskomponenten wird durch dieses Verfahren vermieden. Diese Vorgehensweise ist jedoch nur dann zulässig, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

- Temperaturunabhängigkeit der Induktivitäten: Die Idee bei der Nutzung der Kennfelder ist, dass sie für jede praxisrelevante Temperatur gültig sind, sofern der Permanentmagnetfluss entsprechend adaptiert wird. Daraus folgt die Forderung, dass die Induktivitäten weder direkt noch indirekt temperaturabhängig sind. Eine direkte Abhängigkeit könnte sich beispielsweise durch eine temperaturabhängige Änderung des Luftspaltes ergeben, während eine indirekte Abhängigkeit durch Ent sättigung aufgrund des verminderten Permanentmagnet-Flusses entstehen könnte.
- Genaue Erfassung der Klemmspannung der Maschine: Aufgrund des recht kleinen  $k_{b,r}$  muss der Flussbeobachter eine hohe Genauigkeit aufweisen. Dementsprechend müssen entweder mit geeigneter Messtechnik die Klemmspannungen gemessen werden (z.B. mit einer U-F-Wandlung), oder die Spannungen müssen über ein Wechselrichtermodell aus der Zwischenkreisspannung und den Aussteuerungsgraden berechnet werden.
- Genaue Kenntnis des Statorwiderstands: Der Widerstand trägt wesentlich zu Spannungsabfällen im Motormodell bei und kann deshalb nicht vernachlässigt werden. Eine temperaturabhängige Adaption ist in jedem Falle ange raten. Alternativ kann der Statorwiderstand auch beobachtet werden.

## Messergebnisse

Erste Messungen wurden bereits durchgeführt und liefern vielversprechende Ergebnisse. Die in Abb. 8 dargestellten Messdaten wurden bei konstanter Drehzahl am Versuchsstand in Paderborn aufgenommen. Dargestellt ist ein Lastpunktwechsel von +80 Nm nach -80 Nm.

Im stationären Betrieb arbeitet der Beobachter bereits mit zufriedenstellender Genauigkeit. Durch eine verbesserte Parametrierung lässt sich auch die Genauigkeit während transients Vorgänge verbessern.



**Bild 8:** Verhalten des Temperaturbeobachters bei einem Arbeitspunktwechsel

## Ausblick

Zur Zeit wird die Charakteristik der Umrichter über zwei Kennfelder  $u_{inv,d}(i_d, i_q)$ ,  $u_{inv,q}(i_d, i_q)$  realisiert, sodass Messungen auf diejenige Drehzahl beschränkt sind, bei der der Umrichter vermessen wurde. Für die Zukunft ist ein analytisches Umrichtermodell vorgesehen, in dem die Verwendung von Kennfeldern und -linien auf ein Minimum beschränkt ist. Eine weitere Anforderung wird darin bestehen, die Ausführungsfrequenz des Beobachters herabzusetzen um Rechenzeit zu sparen, gleichzeitig jedoch die Dynamik soweit wie möglich zu erhalten.



## Modeling and Control for LCC Resonant Converter

MANLI HU

### Introduction

Mobile high voltage test generators are required for testing of the characteristics of long buried cables during commissioning or services. Such a test generator should be capable of generating a true-sinus test voltage of 0.1 Hz at some tens to hundreds kV.

A LCC resonant topology was adopted for such application due to its most desirable characteristics, including its appropriate voltage conversion characteristics enabling wide operation ranges; and the capability to integrate the parasitics from transformer and the balancing capacitors from rectifier diodes into resonant tank.

A Cockcroft-Walton multiplier is usually used for generating higher voltage. The increased losses and size of the multiplier is less than the transformer, if the multiplier is limited to 3-5 stages.

### Small-Signal Modeling

Fig. 9 shows the scaled-down circuit diagram of the high-voltage generator supplying the positive half-wave of the sinusoidal test voltage: The zero voltage-switched LCC resonant tank is connected with a symmetrical one-stage voltage multiplier rectifier via a transformer, the shown load consists of the capacitance of the cable under test and a resistor for discharging. Fig. 10 shows the main waveforms of such resonant converter.

Based on Fig. 9 and Fig. 10, the system behaviour can be described by the following state equations:

$$\begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{u_{AB}(t) - R_s \cdot i_L(t) - u_s(t) - u_p(t)}{L_s} \\ \frac{du_s(t)}{dt} &= \frac{1}{C_s} \cdot i_L(t) \\ \frac{du_o(t)}{dt} &= \frac{1}{C_o} \cdot \left( i_D(t) - \frac{u_o(t)}{R_N} \right), \quad C_o = C_{g1} + C_L \end{aligned} \quad (4)$$

Apparently, three independent variables: inductor current  $i_L$ , voltage  $u_s$  across the series capacitor  $C_s$  and output voltage  $u_o$  are taken as the state variables. Both the switching frequency  $f_s$  and the duty cycle  $d$  are selected as the control variables.

Generalized averaging method and extended describing functions are adopted for the modeling. Generalized averaging method is based on the fact

that the state variable can be approximated in a period  $[0, T_s]$  by a Fourier series representation of the form.

In order to solve the other nonlinear variables:  $u_{AB}$ ,  $u_p$  and  $i_D$  in (4), the extended describing function concept is adopted. That is to say, these variables will be approximated only by their fundamental or DC coefficients of the Fourier series. The corresponding Fourier coefficients of orders 1 or 0 are called extended describing functions (EDFs).

By substituting the original state variables and nonlinear terms in (4) with above results, the newly derived state equations are shown in (5).

$$\begin{aligned} \frac{di_{Ls}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \cdot \left[ 4u_{in} \sin\left(\frac{\pi}{2}d\right) / \pi - R_s i_{Ls} - u_{ss} \right. \\ &\quad \left. - \left( i_{Ls} \sin^2 \theta + i_{Lc} \left( \pi - \theta + \frac{\sin(2\theta)}{2} \right) \right) / \pi \omega_s C_p + L_s \omega_s i_{Lc} \right] \\ \frac{di_{Lc}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \cdot \left[ -R_s i_{Lc} - u_{sc} \right. \\ &\quad \left. - \left( i_{Lc} \sin^2 \theta - i_{Ls} \left( \pi - \theta + \frac{1}{2} \sin(2\theta) \right) \right) / \pi \omega_s C_p - L_s \omega_s i_{Ls} \right] \\ \frac{du_{ss}}{dt} &= \frac{1}{C_s} \cdot i_{Ls} + \omega_s \cdot u_{sc} \\ \frac{du_{sc}}{dt} &= \frac{1}{C_s} \cdot i_{Lc} - \omega_s \cdot u_{ss} \\ \frac{du_o}{dt} &= \frac{1}{C_o} \cdot \left[ (1 - \cos \theta) \cdot \sqrt{i_{Ls}^2 + i_{Lc}^2} / (2\pi) - u_o / R_N \right] \end{aligned} \quad (5)$$

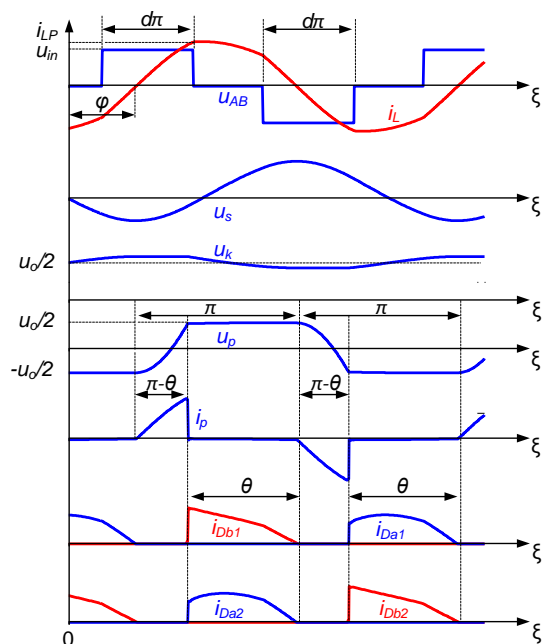
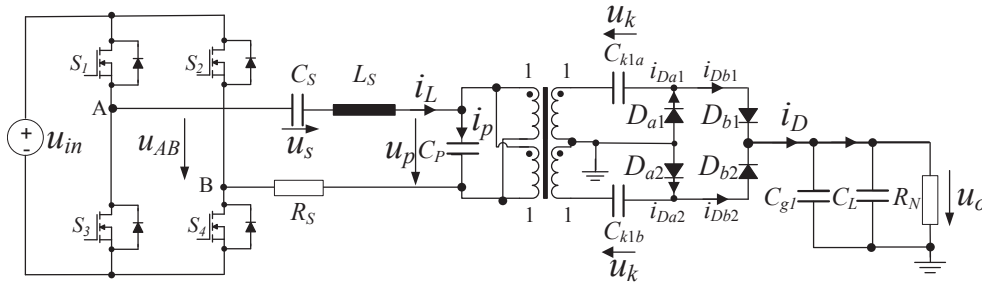


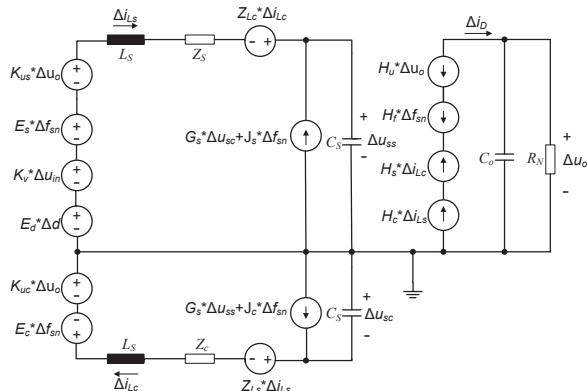
Bild 10: Main waveforms of LCC resonant converter



**Bild 9:** Scaled-down LCC resonant converter

Since the Fourier coefficients are regarded as varying slowly in time, the derivatives on the left side of (5) can be set to zero for quasi-steady-state solutions. Based on the nonlinear large-signal model (5), the corresponding linearized small-signal model is deduced via the perturbation at the quasi-steady-state operating point. The resulting linear small-signal circuit model is depicted in Fig. 11.

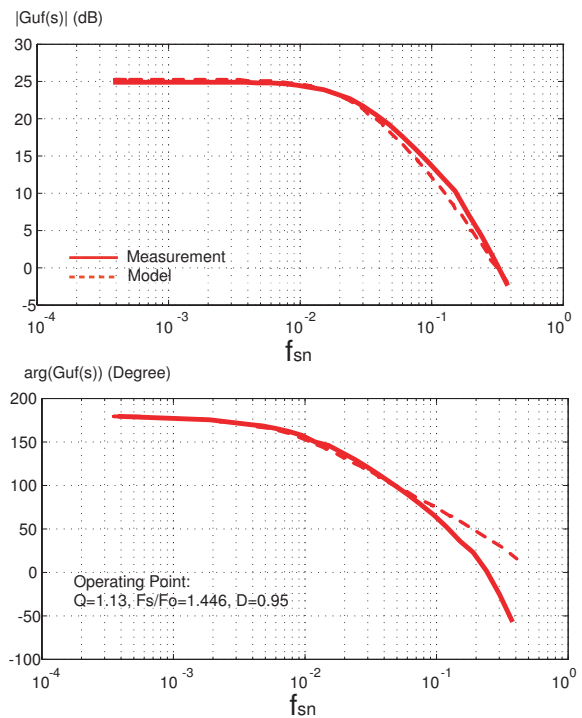
In order to verify such small-signal model, an open-loop transfer function measurement is employed on a scaled-down equivalent power LCC resonant converter. The comparison between the predicted and measured  $f_s$ -to- $u_o$  transfer function is shown in Fig. 12. The good agreements between both of them verified the correctness and precision of the derived small-signal model. Some deviation in high frequency region will be ignored since it has little effect on the closed-loop design.



**Bild 11:** Small-signal equivalent circuit model of LCC resonant converter

### Reduced-Order Transfer Functions

Based on the analysis of the distribution of zeros and poles of the original control-to-output transfer functions, the corresponding reduced-order transfer function is derived. Comparison between them shows negligible differences and let the replace-



**Bild 12:** Comparison between predicted and measured  $f_s$ -to- $u_o$  transfer function with duty cycle  $d$  remains 0.95.

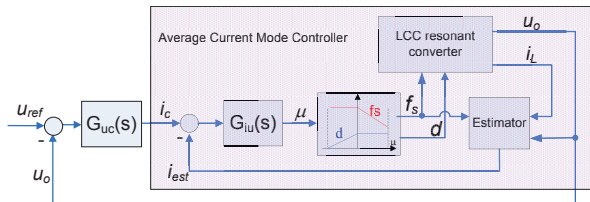
ment of the original transfer function with the reduced-order one possible.

### Current Controller Design

The loop gain method is adopted for the current closed-loop control. Two separate PI compensators are developed based on the open-loop transfer functions for frequency mode and duty cycle mode control, respectively.

In order to ensure the stability of the closed-loop control, only one compensator  $G_{iu}(s)$  is finally employed in the current control loop, as shown in Fig. 13, which is generated based on the combination of the aforementioned two compensators. An auxiliary control parameter  $\mu$  is generated from  $G_{iu}(s)$ ,

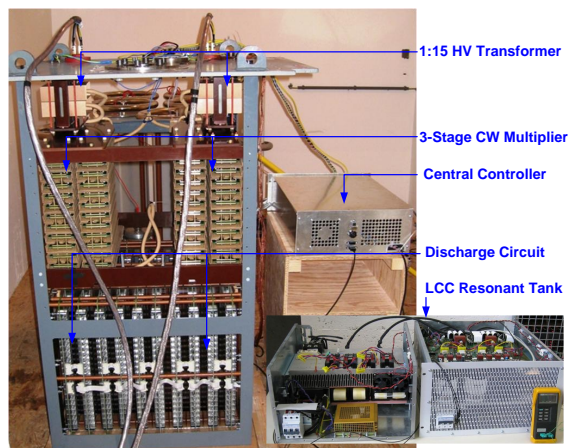
which has the linear relationship with the actual control variables:  $f_s$  and  $d$ . An output current estimator is obtained from the derived small-signal model and adopted in the controller to substitute a costly direct measurement.



**Bild 13:** Two-loop control diagram comprising average mode current controller

## Verification

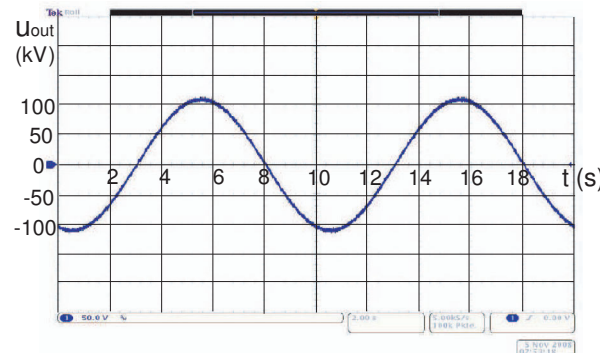
Two prototypes were built for the verification. One is a scaled-down equivalent power prototype, which was built in order to verify the system structure and controller design. The other real prototype is built to verify all the design specifications. Photo of the latter is shown in Fig. 14. Fig. 15 shows the measured sinusoidal output voltage waveform from the real prototype. The experimental results meet the design specifications and verify the modeling and controller design.



**Bild 14:** Real prototype with a LCC resonant converter

## Conclusion

This contribution presents a novel LCC resonant converter with a capacitive load generating a sinusoidal voltage up to 120 kV. The concepts of generalized averaging method, EDFs and order reduction are combined to obtain the small-signal model for the complex power circuit. As a particular feature, both the frequency and the duty cycle control



**Bild 15:** Sinusoidal output voltage on a real prototype

modes are utilized to cope with large ranges of the output quantities. The modeling and controller design are verified by measurements on prototypes. Although above achievements, detailed power loss analysis and nonlinear control schemes are suggested in the next step.

## Energy Transfer with Doubly-Excited Switched Reluctance Drive

TOBIAS SCHNEIDER

Commonly used switched reluctance motors (SRM) are characterized by their simple mechanical structure. Only one part of the motor carries windings, either the stator or the rotor. The SRM topology with the rotor solely consisting of laminations is ideally suited for high-speed and low-cost applications. With the absence of permanent magnets on the rotor, the motor is thermally unsusceptible and shock-resistant which implies that it can be employed in dusty and vibration-exposed surroundings. The novel idea is now to introduce windings to both stator and rotor in order to allow contactless energy transfer concurrently with the propulsion task.

Because SRM are also in focus of research as wind turbine generator, a doubly-excited machine could transfer energy to the rotating hub in order to provide energy to the blade pitch drives.

As linear drive, the doubly excited SRM can be a concept for transportation systems like elevators or trains. To abandon conductor rails or catenaries for the local power in the car, which imply additional costs in installation and maintenance, an inherent contactless energy transfer is recommendable. This contribution describes the concept of a doubly-excited switched reluctance drive on the basis of rotating machines, though linear drives are seen as preferred application like a suggested 6-phase linear switched reluctance motor for a railway application. A power converter topology necessary for a proper force generation and energy transfer is investigated.

### Concept of Doubly-Excited Switched Reluctance Drives

The energy conversion in case of very low speed is shown in Fig. 16. Within one stroke (1-2-3-4), a phase is energized with the nominal current  $i_0$ .

Only a part of the total electrical work  $W_{el,max}$  is converted to mechanical work  $W_{mech}$ . The rest of the stored field energy is returned to the supply. For common switched reluctance drives,  $W_{el,ret}$  is an undesired portion because the power electronic devices have to be sized for the entire electrical work  $W_{el,max}$ . The idea of the presented doubly-excited SRM is now to transfer this stored energy, at least a part of it, as  $W_{trans}$  to the secondary for supply of auxiliaries. In order to investigate the transferred work  $W_{trans}$  as well as the efficiency in a simulation,

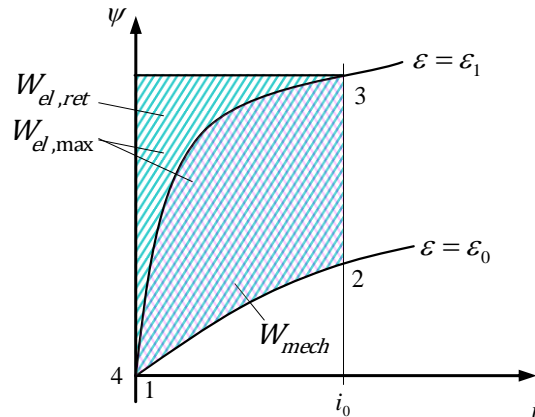


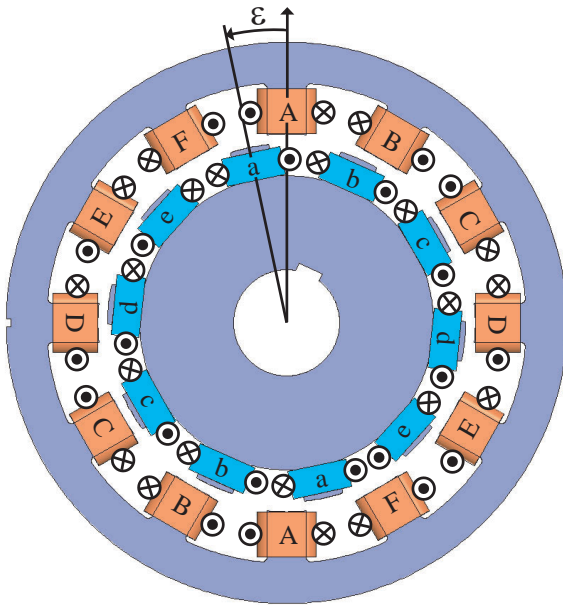
Bild 16: Flux linkage vs. stator current

a detailed motor model and a control scheme are mandatory.

### Analysis of a 6-Phase Doubly-Excited Switched Reluctance Motor

The investigations of the energy transfer in this contribution focus on an existing linear motor, originally designed as a single-excited switched reluctance motor for an autonomous railway application. The active part of the motor is located on the vehicle. The airgap of the considered application is 12 mm which implies almost linear inductances. Unfortunately, it is very costly to build up a linear test bed of some extent in order to analyze the transient behavior. Therefore, a rotational SRM has been built as well which has the same parameters as its linear analogue. In order to investigate the contactless energy transfer, a 3D-model of the existing rotational 6-phase motor with additional secondary windings has been built using the Finite Element Analysis (FEA) tool Maxwell 3D (analogue to Fig. 17).

While the stator phases from A to F have an alternating sense of winding (except between D and E), the rotor phases from a to e have same sense of winding (except between a and e). This unsteadiness implies changing signs of the mutual inductances and demands an analysis for one complete revolution of the rotor. In order to obtain a representative inductance matrix for the transient analysis, the FEA-model can be analyzed. The inductances are constant with respect to the currents due to an almost linear behavior of the considered motor. The FEA simulation results of three different rotor angles are exemplarily depicted in (Fig. 18). The diagonal entries are the self-inductances with a changing maximum of almost 50 mH. The considered lower triangle of the expected symmetrical



**Bild 17:** Rotational 6-phase doubly-excited switched reluctance motor

matrix consists of three areas, the mutual inductances of stator poles (A to F), rotor poles (a to e) and between rotor and stator poles (black framed box). The mutual inductances outside the black box can be neglected, because the adjacent pole couplings are obviously very low. The colors of the squares in the black framed box illustrate on the one hand the changing signs of the mutual inductances and on the other hand the feasibility of energy transfer.

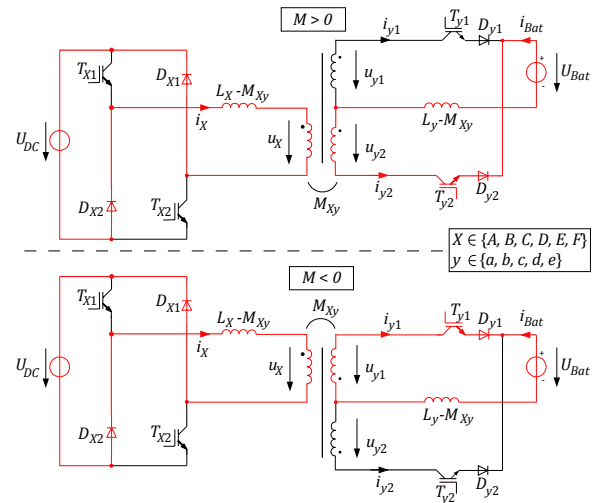
The changing signs of the couplings between stator and rotor can be exemplarily seen at the mechanical angles of  $0^\circ$  and  $30^\circ$ . The mutual inductance  $M_{aA}$  between phase a and the corresponding stator phase is 37.3 mH at  $0^\circ$ . At  $30^\circ$ , the mutual inductance  $M_{aF}$  is +37.3 mH. These mechanical angles are aligned positions with respect to the secondary Phase a (Fig. 17).

The analysis reveals two important facts for the design of the secondary power circuit (converter):

- As the mutual inductance can change its sign, the secondary power electronic circuit has to deal with both polarities of currents and voltages.
- An energy transfer from the primary to the secondary is only recommended close to the aligned positions because of best coupling.

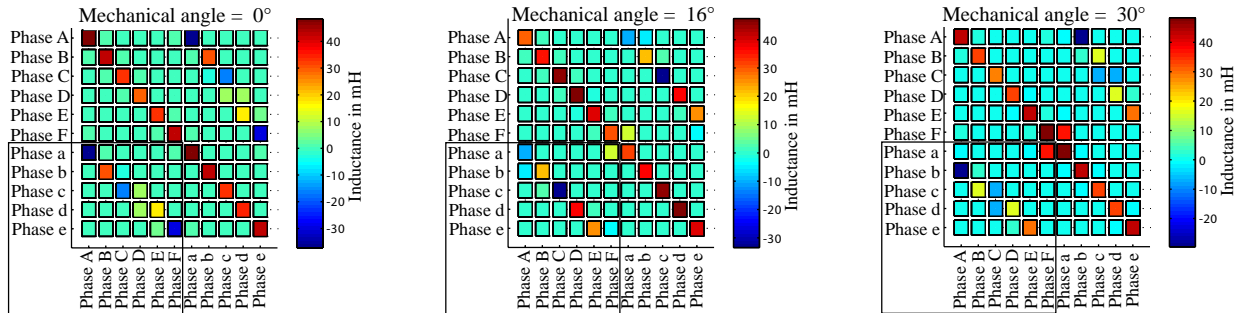
This facts result in the proposed secondary center-tapped fly-back topology, depicted for one de-energizing stage in Fig. 19.

The left parts of Fig. 19 represent the commonly used asymmetric half bridge supplying the primary, whereas the right parts illustrate the proposed



**Bild 19:** Equivalent electrical circuits of the coupling of one stator and one rotor phase (de-energizing event)

secondary center-tapped fly-back converter. The black marks next to the inductances indicate the sense of winding which is changing with the sign of the mutual inductances and the mechanical angle (cf. Fig. 18). The stator inductance  $L_X$  and the rotor inductance  $L_Y$  possess a mutual coupling given by  $M_{Xy}$ . The stator stray inductance  $L_X - M_{Xy}$  is characterized by interpole leakage flux and adjacent pole flux. The interpole leakage flux is leaking to the yoke through the interpole gap, while the adjacent pole flux links the energized adjacent pole windings, especially if an alternating sense of winding is given. Both flux paths do not contribute to the energy transfer to the secondary. Nevertheless, this part of the stator inductance is not to mistake for leakage inductances in the sense of common three-phase drives, because it may contribute to the electro-mechanical energy conversion. This also applies for the secondary inductance  $L_Y - M_{Xy}$ . The equivalent circuit in Fig. 19 describes the current paths (red) with same sense of winding in case of de-energizing. Both the secondary voltages  $u_{y1}$  and  $u_{y2}$  and the primary voltage  $u_X$  are negative. This behavior for instance is expected for a mechanical angle close to  $30^\circ$  (Phases a and F). The lower equivalent circuit illustrates the behavior of a de-energizing event with opposite sense of windings. In this case the induced secondary voltages  $u_{y1}$  and  $u_{y2}$  are positive while the primary voltage  $u_X$  is negative. The proposed center-tapped fly-back converter needs an intelligent control algorithm for firing of transistors  $T_{y1}$  and  $T_{y2}$ , due to the changing signs of the mutual inductances. A control based only on the sign of the secondary induced voltages is insufficient in this special case.

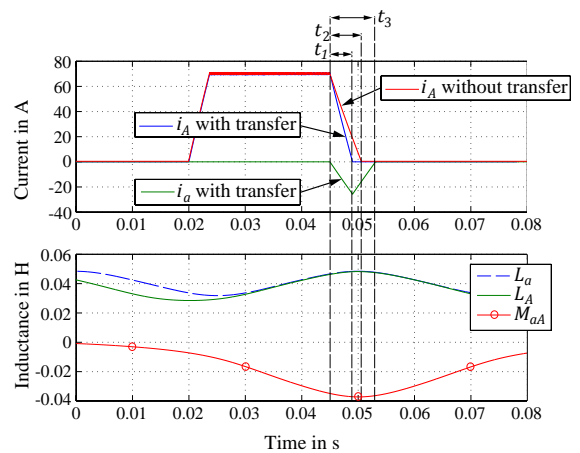


**Bild 18:** Self and mutual inductances with certain mechanical angles

## Simulation Results

The transient behavior within one stroke of Phase A and Phase a are exemplarily considered. For this purpose, a simulation model is examined under Matlab/Simulink which is based on the topology of Fig. 19. The inductance matrix achieved by FEA and the derivations of the inductance matrix with respect to the mechanical angle are implemented as look-up tables. To analyze the transferred work and the commutation times, a simple block-shaped primary current control is used (Fig. 20, upper plot). The primary DC link voltage of the simulation model is about 565 V and the secondary battery voltage is assumed to be 300 V. The number of windings of the stator and rotor coils is equal. The red line in the upper plot of Fig. 20 depicts the simulation results of the primary current with open secondary switches ( $T_{y1}$  and  $T_{y2}$  in Fig. 19). In this case, the motor is in the commonly used singly-excited mode and the de-energizing time  $t_2$  for a motor speed of  $100 \text{ min}^{-1}$  is 5.6 ms. The negative mutual inductance  $M_{Aa}$ , indicates an opposite sense of winding. Therefore, the switch  $T_{y1}$  has to be conducting while de-energizing in order to transfer parts of the stored energy to the secondary. The blue and the green lines illustrate the simulation results of the primary and the secondary current for this case (Fig. 20). It is apparent that the secondary voltage  $U_{Bat}$  increases the primary current fall rate. The de-energizing time  $t_1$  of the stator current  $i_A$  is now 4 ms. Due to the stray inductance  $L_A$ - $M_{aA}$  (Fig. 19), the current slew rate is limited and a step-wise change of current is not possible. Hence, the magnitude of the secondary current increases till the primary current is zero. This corresponds to the behavior of a fly-back converter with leakage inductances. The total de-energizing time  $t_3$  is extended to 8.1 ms (144.6% of  $t_2$ ).

Nevertheless, the total torque is mainly generated by the primary current. Hence, the torque slew rate is also increased (Fig. 21). The gradient of torque can be influenced by the secondary voltage, which



**Bild 20:** Current profile with and without energy transfer

is depicted in Fig. 21 for 300 V and 400 V. Consequently, there are two ways to manipulate the torque profile (irrespective of direct torque or current control):

- Adaptation of the secondary voltage.
- Adaptation of the commutation angles.

The secondary voltage also influences the transferred electrical work  $W_{trans}$  as well as the efficiency. Taking the transferred work into account, the efficiency  $\eta$  and the work ratio  $\lambda$  for one stroke are

$$\eta = \frac{W_{mech} + W_{trans}}{W_{mech} + W_{trans} + W_{losses}} \quad (6)$$

$$\lambda = \frac{W_{mech} + W_{losses} + W_{trans}}{W_{el,max}} \quad (7)$$

The calculated values in Table I are not representative for a 6-phase motor control but give a good tendency how the system will behave. As expected, the efficiency  $\eta$  of the considered phase rises with respect to the speed. Furthermore, Table I reveals that the copper losses  $W_{losses}$  and the mechanical work  $W_{mech}$  are hardly influenced by the transferred

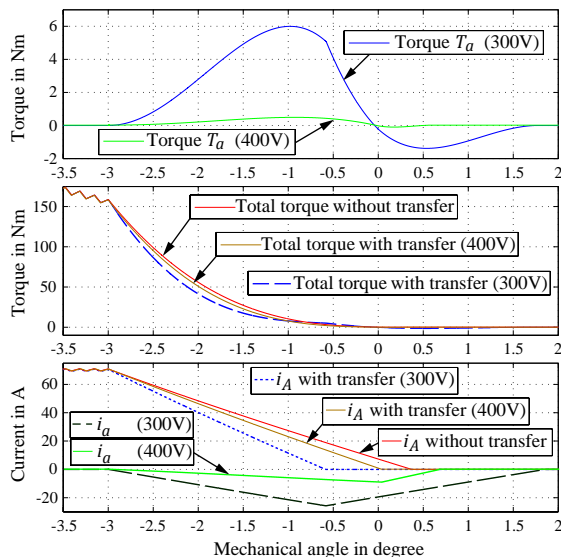
**Tabelle 1:** Overview of Simulation Results

$n = 100 \text{ min}^{-1}$	$W_{trans}$	$W_{mech}$	$W_{losses}$	$\lambda$	$\eta$
No transfer	0 Ws	45.5 Ws	56.2 Ws	0.48	0.45
$U_{Bat} = 400 \text{ V}$	-11.1 Ws	45.3 Ws	55.9 Ws	0.53	0.50
$U_{Bat} = 300 \text{ V}$	-31.3 Ws	45.1 Ws	55.8 Ws	0.63	0.58
$n = 300 \text{ min}^{-1}$					
No transfer	0 Ws	33.7 Ws	14.1 Ws	0.36	0.71
$U_{Bat} = 400 \text{ V}$	-1.5 Ws	34.8 Ws	14.6 Ws	0.39	0.71
$U_{Bat} = 300 \text{ V}$	-8.9 Ws	33.5 Ws	14.0 Ws	0.43	0.75

work. Hence, the efficiency and energy ratio increase by transferring energy to the secondary.

Furthermore, a reduced secondary voltage accelerates the primary current fall time (Fig. 21). Along with the values of Table I it is possible to enhance the performance of the motor without important drawbacks. However, a very low secondary voltage causes an increased secondary torque along with an extensive total de-energizing time. This results in an unrequested torque ripple. The overall efficiency can only be evaluated with an optimized control strategy for all six phases (optimal commutation angles, current profiles and secondary voltages with respect to the considered operating points).

creased to 57 % compared to the efficiency of 44 % of a pure mechanical drive without energy transfer at lower speeds. This also applies for the energy ratio, which can be increased to 63 % compared to the energy ratio of 48 % of a pure mechanical motor operation. The transferred electrical work can reach up to 70 % of the mechanical work. It is verified that the torque generation is not disturbed while transferring energy, moreover, it is even possible to enhance the dynamics in certain operating points. Due to these simulation results, the doubly-excited switched reluctance drive can be a considerable alternative to energy transfer via conductor rails or catenaries. In future works, the control strategy should be optimized with regard to the objectives of torque ripple, maximization of energy transfer, and highest control dynamics. To verify the simulation results, the testbed of the rotational SRM will be equipped with secondary windings and the proposed rotor circuitry.


**Bild 21:** Torque and current profile with and without energy transfer

## Conclusion

The feasibility of contactless energy transfer with a doubly-excited switched reluctance drive is demonstrated in principle. A center-tapped fly-back converter is a possible topology for the secondary. The overall losses of the motor are hardly influenced by the energy transfer. Thus, the total efficiency of the drive with energy transfer can be in-

## **Aktuelles LEA-Personal**

### **Leitung**

Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker  
Dr.-Ing. Norbert Fröhleke

### **Emeritus**

Prof. Dr.-Ing. Horst Grotstollen

### **Sekretariat**

Gabriela Rittner

### **Wissenschaftliche Mitarbeiter**

M. Sc. Ayman Ahmed  
Dipl.-Ing. Zhiyu Cao  
Dipl.-Ing. Heiko Figge  
Dipl.-Ing. Tobias Grote  
M. Sc. Manli Hu  
Dipl.-Ing. Tobias Huber  
Dipl.-Ing. Michael Lönneker  
M. Sc. Shashidhar Mathapati  
Dipl.-Ing. Wilhelm Peters  
Dipl.-Ing. Daniel Pohlenz  
Dipl.-Phys. Philipp Rekers  
Dipl.-Ing. Christoph Romaus  
Dipl.-Ing. Tobias Schneider  
Dipl.-Ing. Andreas Specht

### **Technische Mitarbeiter**

Dipl.-Ing. Helmut Foth  
Hans Josef Glunz  
Norbert Sielemann

### **Information zu LEAiD**

Weitere Informationen wie die Satzung unseres Vereins und Aufnahmeanträge sowie ältere LEAiD-Newsletter sind auf unserer Webseite: [www.lea-id.de](http://www.lea-id.de) zu finden.

Der Vorstand von LEAiD e.V. ist unter der Emailadresse [vorstand@lea-id.de](mailto:vorstand@lea-id.de) erreichbar.