

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

Herzlich willkommen zur 13. Ausgabe unseres LEAiD-Newsletters. Einleitend möchte ich über einige ausgewählte Neuigkeiten des letzten Jahres bei LEA und dem Institut für Elektrotechnik berichten, ergänzt um wenige Neuigkeiten an der Universität Paderborn. Zwar schied im letzten Berichtsjahr nur unser langjähriger Mitarbeiter Christoph Romaus aus, aber dafür kam im Zuge der Fortsetzung von Industriekooperationen und neuer erfolgreicher Forschungsanträge auch kein neuer wissenschaftlicher Mitarbeiter hinzu, sondern vorhandene Mitarbeiter kommutierten auf neue Projekte.

Zurzeit stellt die Universität Paderborn nicht mehr die größte Baustelle im Stadtgebiet dar, aber einige von Euch Ehemaligen hatten offensichtlich bei Besuchen Probleme, sich auf dem Uni-Campus wieder zurecht zu finden angesichts der massiven baulichen Änderungen. Das 4-stöckige O-Gebäude, was die altbekannte IW-Halle aus Pohlwegssicht verbirgt, wird uns beim Symposium als Vortragsraum dienen und Hr. Böcker und ich nutzen es für Vorlesungen. Das neue Gebäude Q wurde kürzlich fertiggestellt und dient nun den Wirtschaftlern als Domizil, wodurch auch erstmalig ein sichtbarer, vorzeigbarer Haupteingang entstanden ist. Bautätigkeiten finden noch an der Erweiterung der Mensa um 600 Plätze statt, deren Eröffnung schon 2 Mal verschoben wurde ... ich sollte es aber noch in meiner Zeit an der UPB erleben.

Am Querweg entstehen noch ein Studentenwohnheim und seit Jahren sind weitere in Planung in der Nähe der Detmolderstraße, die für einen Teil der 2500 zusätzlichen Studenten aus dem Doppelabiturjahrgang gedacht sind. Die Überlappung zwischen dem Studentenberg und dem Wegzug der Briten macht den Bau dieser Wohnheime notwendig, aber die Studierendenzahl hat sich nicht so schlagartig auf die prognostizierten 21.500 erhöht, weil die Studierenden vor diesem Anwachsen und den „prekären Studienbedingungen“ soviel Respekt hatten, dass sie zunächst ein soziales Jahr oder eins zur Entspannung eingeschoben haben. Dadurch wird es einen langsameren Anstieg und Abfall des „Studentenbergs“ mit geringerer Amplitude, aber größerem Tastgrad geben, was sich auch an anderen Hochschulen zeigt. Auf der UPB-Webseite zeigt die aktualisierte Luftaufnahme vom Campus (groups.uni-paderborn.de/fotoarchiv/fotosluftaufnahmen.html) nun auch den umgebauten Praktiker Markt an der Warburger Straße als Bau SP2, der ihn für den

Sport der UPB ausweist. Dieser kann auch für Großveranstaltungen genutzt werden.

Neues zu Berufungen und ihre Einbindung in neue Forschungsinitiativen am Institut für Elektrotechnik

Studierende ausgewählter Masterstudiengänge besuchten 2014 das IHP - Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik in Frankfurt (Oder). Sie nahmen dort einen Workshop zum Thema „Schnelle Integrierte Schaltungen für die Digitale Kommunikation“ teil. Die Veranstaltung wurde gemeinsam von der Fachgruppe Schaltungstechnik des Heinz Nixdorf Institut, dem Institut für Elektrotechnik und dem IHP finanziell gefördert und durchgeführt. Der Nachfolger von Prof. Schuhmann in der Theoretischen Elektrotechnik Dr. Jens Förstner ist ganz frisch ab Juni 2013 im Amt und am DFG Sonderforschungsbereich SFB/TRR 142 „Maßgeschneiderte nichtlineare Photonik: Von grundlegenden Konzepten zu funktionellen Strukturen“ gemeinsam mit Prof. Thiede beteiligt. Unter der Federführung des Paderborner Departments Physik arbeiten Forschergruppen der Universität Paderborn (Physik, Elektro- und Informationstechnik) und der TU Dortmund (Physik) in dieser Transregio-Initiative zusammen. Als strukturbildende und auf bis zu 12 Jahre ausgerichtete Fördermaßnahme stellt er eine wichtige Stärkung des „Photonik“-Schwerpunktes der Universität Paderborn dar.

Bei der Besetzung der Professur „Regelungs- und Automatisierungstechnik“ wurde ein neuer Anlauf unternommen, worauf sich geeignete Kandidaten bewarben und es wurde unter dem Vorsitz von Prof. Böcker eine TOP-Berufungsliste erstellt. Wir hoffen, endlich einen der Kandidaten auch zu gewinnen, damit der Studiengang Automatisierungstechnik durch neue Forschungsprojekte Impulse erhält.

Studium und Projekte bei LEA

Die Studentenzahlen sind in den letzten Semester endlich auch in der Elektrotechnik angestiegen, wobei die Studenten im englischsprachigen Masterstudiengang „Electrical Systems Engineering ESE“ inzwischen einen großen Anteil ausmachen. Das hat dazu geführt, dass wir entsprechende Vorlesungen nunmehr in Englisch anbieten. Skripte und Übungen stehen mittlerweile alle auch in Englisch zur Verfügung. Trotz des doppelten Abiturjahrgangs wurde der Zugang zu den Bachelor-Studiengängen Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen/Elektrotechnik im Gegensatz zum Maschinenbau nicht zulassungsbeschränkt. Somit erfolgte ein weiterer Zugang zur

Elektrotechnik und wir platzen auch noch nicht aus allen Nähten und hoffen auf einen nachhaltigen Erfolg des ESE Studiengangs.

Wirtschaft und Hochschulen der Region OWL haben als herausragendes Kompetenz- und Handlungsfeld für Wachstum und Beschäftigung das Motto „Intelligente Technische Systeme“ identifiziert und im Winter/Frühjahr 2011 schlossen sich die Hochschulen OWL in Bielefeld, Lemgo und Paderborn unter der Leitung von Prof. Gausemeier zu einem Spitzencluster-Antrag „Intelligente Technische Systeme (it's OWL)“ zusammen. Dieses größte Projekt ruft eine bemerkenswerte Öffentlichkeit in Wirtschaft und Wissenschaft hervor, erlaubt uns die Mitarbeit in einigen interessanten Projekten mit altbekannten, bewährten und neuen Industriepartnern. So arbeitet LEA im Clusterquerschnittsprojekt „Energieeffizienz in intelligenten technischen Systemen“ an der Auswahl leistungselektronischer Schaltungen, Schalttechniken, der Erprobung von SiC und GaN Halbleiterbauelementen, Charakterisierung und Modellierung magnetischer Bauteile und dem Energiemanagement und der Betriebsführung für verschiedene Anwendungen. Prof. Böcker leitet dieses Projekt. Für die Innovationsprojekte der Industriepartner AEG-PS „Architekturentwicklung eines KMU-Microgrid mit intelligenten Leistungsteilern“, Delta-ES „Effiziente selbsteinstellende Lader für Elektrofahrzeuge“, Hella „Reichweitenerweiterung elektrisch angetriebener Fahrzeuge“, Miele „Energiemanagement im SmartGrid am Beispiel eines Waschtrockners“ steuert LEA einen großen Teil der Forschungsdienstleistung bei.

Als neues Projekt werden wir ab Sommer diesen Jahres mit unserem langjährigen Industriepartner LTi-Drives als Teil eines Konsortiums Hochgeschwindigkeitantriebe untersuchen, was vom BMBF, i.R. von LES 2 gefördert wird. Leider wurde angesichts der Haushaltslage des BMBF der Starttermin mehrfach verschoben, denn große Summen sind für das Ministerium von Frau Nahles vorgesehen. Die Förderung des Sonderforschungsbereichs Selbstoptimierende Systeme des Maschinenbaus (SFB 614) durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) ist nach 11-jähriger Laufzeit im Juni 2013 abgeschlossen worden. Fortgesetzt werden noch Transferprojekte, u.a. eines mit unserem Industriepartner LTi-Drives, was das bisher erarbeitete Instrumentarium der Selbstoptimierung nutzt. Im Transferprojekt wird eine selbstoptimierende Antriebsregelung auf Basis rekonfigurierbarer FPGA von Hr. M. Sun entwickelt. Der angestrebte Nutzen liegt in der einfacheren Adaptierbarkeit eines Standardgeräts an verschiedene Konfigurationen und Betriebsbedingungen.

Transferprojekte dienen laut DFG-Richtlinien dazu, Erkenntnisse der Grundlagenforschung eines Sonderforschungsbereichs unter Praxisbedingungen zu prüfen oder in eine prototypische Anwendung umzusetzen.

Im DFG-Projekt „Reconfigurable System for Improved Control Performance and Fault Tolerance of Variable Speed AC Drives“ hat Hr. Buchholz die Vorteile rekonfigurierbarer Regelungskonzepte für elektrische Antriebe herausgearbeitet (PCIM 2012, IECON2013). Die Forschungszusammenarbeit auf dem Gebiet hocheffizienter Solarwechselrichter hoher Leistung mit unserem langjährigen Partner LTi-REEnergy in Unna ist abgeschlossen, was zu einer weiteren Publikation im Berichtszeitraum von Herrn Preckwinkel bei LTi und Herrn Krishna über Zentralwechselrichter hoher Leistung mit enorm hohen Wirkungsgradverlauf ohne Verwendung neuer teurer Leistungshalbleiter Bauelemente bei uns führte (PCIM 2013).

Aus dem EU finanzierten Projekt, in dem die Entwicklung von resonanzkonvertergespeisten Hochspannungsprüfgeräten und von hochdynamischen DC-Quellen thematisiert wurden, gingen zwei Dissertationen von M. Hu und Z. Cao hervor, die 2014 durch zwei Promotionen abgeschlossen wurden. Daneben entstand eine Vielzahl von Publikationen, die auch in 2014 noch ergänzt werden.

Das Projekt mit der Industrie „Entwicklung der Ansteuerung für die frequenzvariable Umformung sehr großer Leistungen (>100MW) mit Thyristorstromrichtern zur Effizienzsteigerung von Turbo-Generator-Sätzen“ wurde formal abgeschlossen. Hierbei soll bei mittelgroßen Kraftwerken die starre Frequenzkopplung zwischen dem elektrischen Netz und dem Generator zwecks Effizienzsteigerung durch einen Umrichter aufgehoben werden. Der Generator kann gegenüber dem elektrischen Netz eine andere Phasenlage, Frequenz und Amplitude aufweisen. Die Leistung wird durch einen Direktumrichter in das elektrische Netz übertragen, der ohne einen Gleichspannungszwischenkreis auskommt. LEA beschäftigt sich hierbei mit einem neuen Steuerverfahren, das an einem herunterskalierten Direktumrichter-Prüfstand für 50 kW von Herrn Lönneker erprobt wurde. Letzter hat offene Fragestellungen noch in einem Antrag an die DFG gebündelt, der positiv entschieden wurde und nun von Herrn Leuer nach seiner Promotion zum Thema Modellprädiktive Regelung permanent erregter Synchronmotoren im Antriebsstrang von Automobilen bearbeitet wird. (EPE/ECCE 2013). Ein weiteres neues Forschungsprojekt „Verfahrensoptimierung zur Steigerung der Energieeffizienz von Elektroantrieben“ (VerfaS) findet in Koopera-

tion mit VW-Kassel und der Uni Kassel statt. Es geht über 3 Jahre, wird bei LEA von M. Paradkar bearbeitet und wird vom BMWi gefördert. Das Gesamtziel des Projekts ist die Analyse, die Identifikation sowie die Modellierung aller wichtigen Größen, die einen Einfluss auf die Effizienz des elektrischen Antriebsstrangs haben, um anschließend mit dem so erzielten Kenntnisgewinn eine verbesserte Regelstrategie zu entwickeln, mit der der Motor mit einer höheren Effizienz betrieben werden kann. Unsere Aufgaben liegen dabei in der Entwicklung von Regelungsverfahren auf Basis detaillierter Verlustmodelle.

Neben o.g. Projekten sind noch Themen wie effiziente Hochleistungs Gleichrichter, hochdynamisch regelbare Stromquelle für Widerstandsschweißsysteme, Temperaturbeobachter für IPMSM, 5-level Solarwechselrichter in Bearbeitung, über die wir im letzten LEAiD newsletter und auf Tagungen berichteten.

Bei der IECON 2013 Mitte November in Wien war das Fachgebiet „Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik“ mit insgesamt 4 Beiträgen vertreten. An den Konferenztagen fanden massiv parallele Sitzungen zu einschlägigen Themengebieten der Elektrotechnik statt. Besonders erfreulich war die Tatsache, dass die beiden Beiträge von Herrn Dipl.-Ing. Oleg Buchholz zur dynamisch rekonfigurierbaren Regelung von Asynchronmotoren sowie des ehemaligen wissenschaftlichen Mitarbeiters Herrn Dipl.-Ing. Heiko Figge zum LLC Resonanz Umrücker jeweils mit dem „Best Paper of the Session Award“ ausgezeichnet wurden.

Im Rahmen eines Workshops zwischen Mitarbeitern, Studenten und Industrievertretern von LEA und der Witwatersrand Universität in Johannesburg (WITS, Prof. W. Cronje) wurde über Strategien und Technologien diskutiert, die helfen sollen, erneuerbare Energien in das städtische Umfeld einzubinden. Dabei stand im Vordergrund, wie in Zusammenarbeit auch Forschungs- und Lösungsansätze aus Deutschland in Südafrika angewandt werden können. Der Ausbau des südafrikanischen Stromnetzes, aber auch die Integration von Technologien wie Windenergie und vor allem Photovoltaik, waren zentrale Problemstellungen. Der Fokus in Südafrika liegt momentan vor allem in der Implementierung von Mini- und Micro-Grids, in die erneuerbare Energien leichter integriert werden können. Im Februar 2014 fand ein öffentlicher Vortrag von Dr. Lawrence E. Jones, Vizepräsident bei Alstom, auf Einladung des Kompetenzzentrums für nachhaltige Energietechnik statt. Dr. Jones sprach über Probleme der globalen Energie- und Wasserversorgung: „Versorgung von 10 Milliar-

den Wasser- und Wissensdurstigen auf einem 1-4°C wärmeren Planeten“, - allgegenwärtige Vernetzung, intelligentere robuste cyber-physische Systeme und Daten-Tsunamis“. Herr Jones ist zuständig für innovative und ausfallsichere Energieversorgungssysteme.

Im abgeschlossenen Berichtsjahr konnten wir tatsächlich bereits 5 Promotionen (M. Hu, Z. Cao, T. Schneider, T. Grote, M. Leuer) feiern und dieses Rekordpromotionsjahr wird ohnehin noch gesteigert, weil der Lastabwurf von weiteren internen und externen Doktoranden ansteht. Das letzte LEAiD Symposium fand unter reger Teilnahme im Juni 2013 bei LTi-Drives in Waldgirmes bei Lahnu/Wetzlar statt. Neben der Vorstellung der Unternehmensgruppe erhielten Studenten wie wissenschaftliche Mitarbeiter intensive Einblicke in die Themenfelder der einzelnen Unternehmen und die Arbeitsmöglichkeiten, was bei vielen bei der anschließenden Heimfahrt für anerkennende und interessierte Rückmeldungen sorgte. So danke ich an dieser Stelle nochmals dem Gastgeber für die hervorragende Ausrichtung des Symposiums und hoffe, dass ich den einen oder anderen Absolventen mal bei LTi wiedersehe. Die nächste Wiedersehensmöglichkeit gibt es bei der einen oder anderen Promotionsfeier, aber zuvor bei unserem LEAiD Treffen am 27.06.2014 im O2 der upb. Wünsche euch allen Kreativität, Schaffenskraft, Ausdauer und einen guten η . Mit freundlichen Grüßen Für den Vorstand Norbert Fröhleke

Mit freundlichen Grüßen
Für den Vorstand

Norbert Fröhleke

LEAiD 13. Symposium

Das diesjährige LEAiD-Symposium findet am *27.06.2014 ab 14:00 Uhr* auf dem Campus der Uni Paderborn statt. 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.

Tagesordnung

14:00-14:15 Eröffnung LEAiD-Symposium

14:15-14:45 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

14:45-14:45 Kaffeepause (Raum O1.224)

15:00-16:30 Vortragsblock 1

- Fachvortrag 1: (Horst Grotstollen: „Entwurf von Motor und Getriebe für Antriebe mit hoher Beschleunigung“)
- Bekanntgabe des LEAiD-Award Gewinners
- Fachvortrag 2: (Gewinner des LEAiD-Awards)

16:30-17:15 große Kaffeepause (O1.224) Besichtigung IW Halle, LEA Räumlichkeiten ggf. der neuen Universitätsgebäude

17:15-18:45 Vortragsblock 2

- Fachvortrag 3: (Thomas Schulte: „Echtzeit-Schaltungssimulation“)
- Fachvortrag 4: (Zhiyu Cao: „Matrix Rectifier - A New Concept of Switched-Mode DC Power Supply“)

19:00-00:00 Gemütliches Beisammensein

Neue Mitarbeiter



Frau **Elke Münsterteicher** wechselte im Januar 2014 aus dem Sekretariat der Didaktik der Chemie in das Sekretariat des Fachgebiets LEA. Sie übernimmt die Aufgaben von Frau Rittner, die nun im Sekretariat Ältere deutsche Sprache und Literatur und Germanistische Sprachwissenschaft beschäftigt ist.

Highlights 2013/14



Übergabe des LEAiD-Awards 2013 an Waldemar Engelbrecht



Startformation des LEA Sommerausflugs 2013: Per Fahrrad ging es zum Lippesee und anschließend per Kanu nach Boke



10-jähriges Fachgebietsjubiläum von Prof. Böcker



Promotionskomitee von Manli Hu



Promotionskomitee von Zhiou Cao



Hutübergabe nach bestandener Promotionsprüfung an Tobias Schneider



Einmarsch in die IW Halle nach erfolgreicher Südringrunde von Michael Leuer



Tobias Grote nach seiner bestandenen Promotionsprüfung



Teilnehmer des Strategieworkshop des Fachgebiets auf Gut Rothensiek in Horn - Bad Meinberg



Aktuelles Mitarbeiterfoto des Fachgebiets

Modellprädiktive Regelung permanent erregter Synchronmotoren

MICHAEL LEUER

Einleitung

Elektro- und Hybridfahrzeuge rücken zunehmend in das Interesse der Öffentlichkeit und der Automobilindustrie. Als Traktionsantriebe bieten sich hoch ausgenutzte Permanentmagnet-Synchronmotoren mit eingebetteten Magneten (IPMSM) aufgrund ihrer hohen Leistungs- und Drehmomentdichte sowie der guten Wirkungsgrade an [1]. Zur Ausschöpfung des vollen Leistungspotentials eines elektrischen Antriebs ist eine adäquate Regelung unerlässlich. Konventionelle Regelungen für IPMSM basieren meistens auf PI-Regelungsalgorithmen. Bei der PI-Regelung wird in der Regel eine Vorsteuerung zur Entkopplung des Systems eingesetzt. Um Instabilitäten zu vermeiden ist hierbei ein Spannungsvorhalt erforderlich, so dass die Entkopplung auch während der Stellgrößenbegrenzung aufrecht erhalten wird. Da der Entwurf der linearen PI-Regelung auf einer Kompromisslösung zwischen Anstiegszeit und Überschwingen basiert, ist die Dynamik in den meisten Arbeitspunkten eher suboptimal. Abhilfe konnten hier bisher rekonfigurierbare Regelungen schaffen [2]. Effektiver ist jedoch das Funktionsprinzip der Modellprädiktiven Regelung (MPC). MPCs basieren auf der Lösung eines dynamischen Optimierungsproblems auf einem bewegten Zeithorizont. Dabei wird ein Modell der Regelstrecke dazu verwendet, den Verlauf der Zustandsvariablen über einen bestimmten Zeithorizont vorherzusagen. Die Stellgrößen können auf diese Weise so geplant werden, dass ein schnelleres und besser gedämpftes Einschwingverhalten erreicht wird als mit konventionellen Regelungen. Hierbei werden mögliche Stell- und Zustandsgrößenbeschränkungen direkt mit berücksichtigt. Die online-Optimierung des Reglers in jedem Iterationsschritt ermöglicht somit ein intelligentes vorausschauendes (planendes) Ansetzen der Stellgrößen, im Gegensatz zum reagierenden Charakter eines PI-Reglers. Trotz vielfältiger Vorteile sind MPC Ansätze aufgrund der enormen Anforderungen an die Rechenleistung für hoch dynamische Regelstrecken, wie sie in der elektrischen Antriebstechnik üblich sind, bisher kaum zum Einsatz gekommen. Bei dem hier vorgestellten Verfahren, welches im Folgenden als Vektor-MPC bezeichnet wird, wird die Lösung des Optimierungsproblems mit Hilfe eines effizienten Algorithmus berechnet, so dass Reglerzykluszeiten von bis zu $1 \mu\text{s}$ erreicht werden können.

Vektor-MPC Ansatz

Die Lösung der Optimierungsaufgabe in herkömmlichen MPCs ist eine optimale Stellgrößenfolge in Bezug auf ein definiertes Gütefunktional. Als Stellgröße wird somit ein beliebiger Spannungsmittelwert berechnet, der mit Hilfe einer Pulsweitenmodulation (PWM) aus verschiedenen stellbaren Spannungsvektoren erzeugt werden muss. Mit Hilfe der üblichen 3-phasigen 2-Level Umrichter lassen sich durch die 2^3 möglichen Schalterstellungen nur acht verschiedene Spannungsvektoren realisieren. Diese Spannungsvektoren sind in Abbildung 1 dargestellt. Die Vektor-MPC berechnet hierbei keinen optimalen Stellwert, der dann wiederum mit Hilfe einer PWM aus den acht verschiedenen Spannungsvektoren, im zeitlichen Mittel, eingestellt werden muss, sondern untersucht ganz gezielt, welcher der acht möglichen Spannungsvektoren das Gütefunktional minimiert. Während

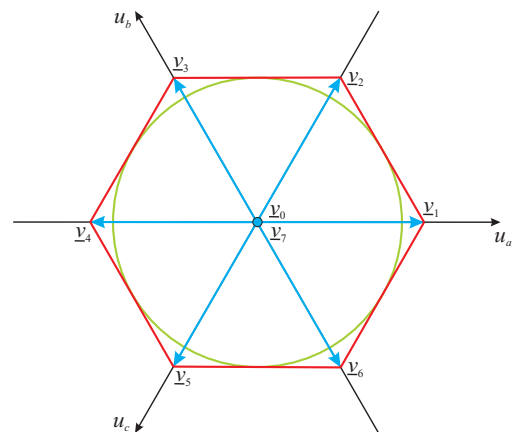


Fig. 1: Vom Umrichter stellbare Spannungsvektoren v_i

bei herkömmlichen MPCs also beliebige Stellgrößen in Betracht gezogen werden müssen, werden bei der Vektor-MPC nur die acht realisierbaren Spannungsvektoren betrachtet. Durch diese Vorgehensweise kann der Rechenaufwand deutlich reduziert werden, so dass entsprechend kürzere Reglerzykluszeiten ermöglicht werden. Das Funktionsprinzip der Vektor-MPC ist Abbildung 2 zu entnehmen. Jeder der acht Spannungsvektoren wird auf das in der MPC hinterlegte Modell aufgeschaltet und die hieraus resultierende Modellantwort berechnet. Basierend auf diesem Ergebnis lässt sich bestimmen, welcher Spannungsvektor das Gütefunktional am stärksten minimiert. Dieser Spannungsvektor wird dann im nächsten Zyklusschritt auf die Regelstrecke aufgeschaltet. Im Gütefunktional werden hierzu der Regelfehler, die Steigung der Spannungsvektoren, die Anzahl der erforderlichen Umschaltvorgänge sowie die Schaltfrequenz bewertet [3]. Anhand der Abbildung 2 lässt sich

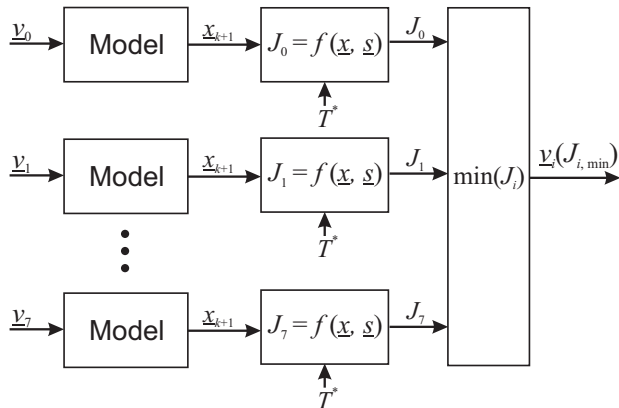


Fig. 2: Funktionsprinzip der Vektor-MPC

auch gut erkennen, dass die Berechnungen parallelisiert ausgeführt werden können. Eine Untersuchung in [4] hat ergeben, dass mit diesem Ansatz Reglerzykluszeiten von bis zu $1\mu\text{s}$ realisiert werden können.

Simulations- und Messergebnisse

Zur Verifikation der Funktionsweise des Vektor-MPC Ansatzes wurde ein Vergleich mit einer PI-Regelung, die nach der Methode des Betragsoptimums entworfen wurde, durchgeführt. Das Ergebnis des simulativen Vergleichs ist in Abbildung 3 dargestellt. Hier ist erkennbar, dass die Regel-

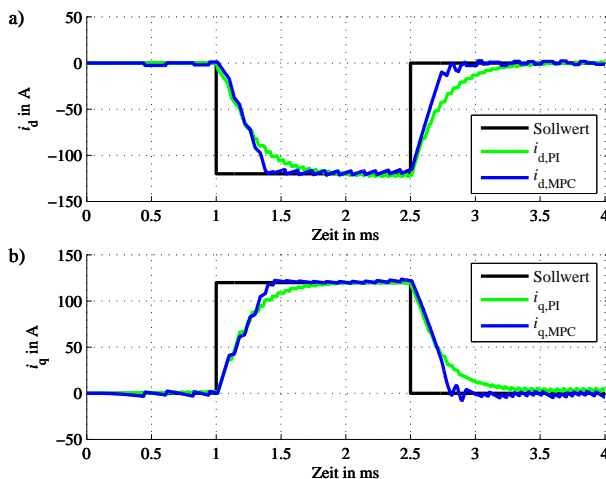


Fig. 3: Simulation: Sprungantwort der Vektor-MPC (blaue Kurve) im Vergleich zur PI-Regelung (grüne Kurve)

performance der MPC besser ist als die der PI-Regelung. So zeichnet sich die MPC durch deutlich kürzere Anstiegszeiten aus, ohne dass hierdurch ein Überschwingen der Regelgröße hervorgerufen wird. Die Untersuchung der Echtzeitfähigkeit der Vektor-MPC wurde durch Implementierung an einem Motorprüfstand durchgeführt. Hierbei wurde

sie ebenfalls mit der PI-Regelung verglichen. Das Messergebnis ist Abbildung 4 zu entnehmen. Auch

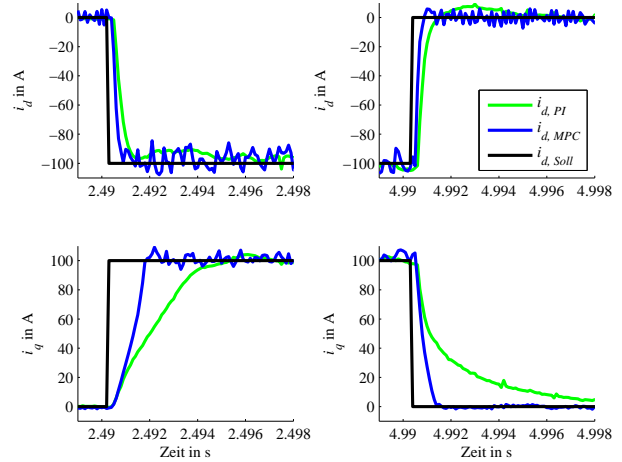


Fig. 4: Messung: Sprungantwort der Vektor-MPC (blaue Kurve) im Vergleich zur PI-Regelung (grüne Kurve)

anhand dieses Messergebnisses lässt sich das bessere Führungsverhalten der Vektor-MPC erkennen. So ermöglicht sie kürzere Anstiegs- und Abfallzeiten bei gleichzeitig geringerem Überschwingen als die PI-Regelung. Während die schaltfrequente Stromschwankung der Vektor-MPC in der Simulation noch auf gleichem Niveau wie bei der PI-Regelung gehalten werden konnte (vgl. Abbildung 3), ist bei den Prüfstandsmessungen eine größere Stromschwankung zu erkennen. Dies ist vermutlich auf verrauschte Messsignale zurückzuführen. Während die PI-Regelung mit ihrem relativ trägen Verhalten dieses Rauschen wegfiltert, versucht die hochdynamische MPC diese Störungen auszuregulieren, wodurch die höhere Stromschwankung resultiert.

Da es sich bei der MPC um einen Mehrgrößenregler handelt ist im Gegensatz zur PI-Regelung keine Vorsteuerung zur Entkopplung des Systems erforderlich. Somit muss auch keine Spannung vorgehalten werden. Hierdurch kann die zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung bei der Vektor-MPC besser ausgenutzt werden als bei der PI-Regelung. Bei der Vektor-MPC wird das vollständige Hexagon (vgl. Abbildung 1) ausgenutzt, während die PI-Regelung nur den Innenkreis ausnutzt. Die bessere Spannungsausnutzung der Vektor-MPC ist in Abbildung 5 dargestellt. Anhand des Simulationsergebnisses lässt sich erkennen, dass die Vektor-MPC erst in den Flussschwäcbereich wechselt, wenn Sie keine Nullspannungsvektoren mehr stellt. Die PI-Regelung hingegen hält stets eine gewisse Spannung vor um Instabilitäten zu vermeiden. Durch die bessere Spannungsausnut-

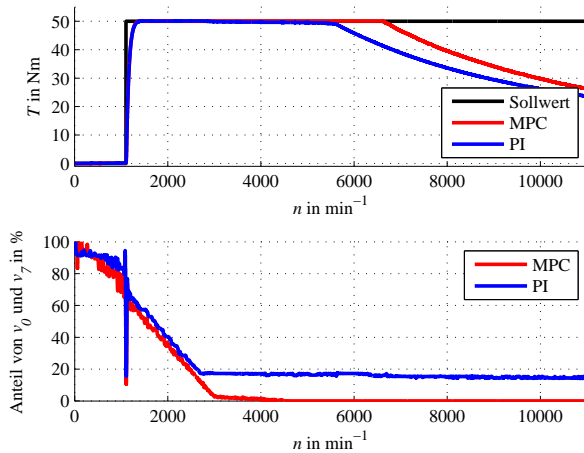


Fig. 5: Simulation: Vergleich des Drehzahl-Drehmomentverhaltens der Vektor-MPC (rote Kurve) und der PI-Regelung (blaue Kurve)

zung ist die Vektor-MPC auch in der Lage, das gewünschte Drehmoment bis in höhere Drehzahlbereiche zu stellen als die PI-Regelung. Somit kann das Leistungspotential des Antriebsstrangs mit Hilfe der Vektor-MPC besser ausgenutzt werden als mit der PI-Regelung. Detailliertere Informationen, sowie messtechnische Untersuchungen zur Spannungsausnutzung sind [5] zu entnehmen.

Da die Vektor-MPC in jedem Reglerzyklusschritt eine Optimierungsaufgabe löst, kann der Optimierungsalgorithmus beispielsweise auch dazu verwendet werden direkt den Maximum Torque per Current (MTPC)-Betrieb zu erreichen. Hierzu sind lediglich geringfügige Anpassungen erforderlich. Für die folgende Untersuchung wurde die MPC hierzu von einer Stromregelung in eine direkte Modellprädiktive Drehmomentregelung (DT-MPC) umgebaut [6]. Wird im Gütefunktional nun der Strombetrag minimiert, so wird das geforderte Drehmoment mit den kürzestmöglichen Stromzeigern eingestellt, so dass die Stromwärmeverluste im Motor minimiert werden können. Abbildung 6 stellt das Simulationsergebnis hierzu dar. Hierbei wurde ein Drehmomentsollwertsprung vorgegeben. Wie der Abbildung zu entnehmen wird der gewünschte Sollwert eingeregelt und das Drehmoment gehalten. Den Stromverläufen aus Abbildung 6 b) und c) ist zu entnehmen, dass sie sich an die gestrichelt dargestellten Kurven annähern. Die gestrichelt dargestellten Verläufe stellen die Stromverläufe dar, die sich einstellen müssten, damit das geforderte Drehmoment mit einem kürzestmöglichen Stromzeiger gestellt wird. Diese Kurvenverläufe stehen der MPC in diesem Fall nicht zur Verfügung. Die Stromverläufe stammen aus der Arbeitspunktwahl die für die Regelung von IPMSM mit einer PI-

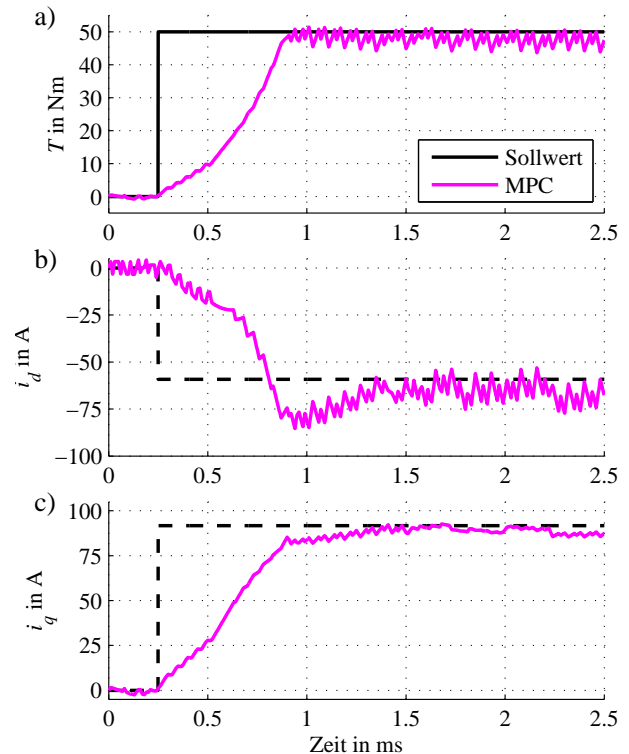


Fig. 6: Simulation: Sprungantwort der wirkungsgradoptimierten DT-MPC sowie sich einstellende Motorströme in (d,q)-Richtung [gestrichelte Linien markieren die theoretisch optimalen Motorströme für MTPC-Betrieb].

Regelung eingesetzt wird. Dem Simulationsergebnis ist zu entnehmen, dass die DT-MPC das Drehmoment auch ohne eine solche zusätzliche Arbeitspunktwahl einstellen kann und hierbei sogar wirkungsgradoptimierten Betrieb gewährleisten kann. Weiterführende Informationen hierzu sind [6] zu entnehmen.

Zusammenfassung

Dank neuer Modellprädiktiver Ansätze, wie der Vektor-MPC, sind mittlerweile MPCs für hochdynamische Prozesse echtzeitfähig realisierbar. Durch den Einsatz von MPC lässt sich nicht nur die Regelperformance im Vergleich zu konventionellen Regelungen verbessern, die MPC ist zudem in der Lage das Leistungspotential des elektrischen Antriebsstrangs besser auszunutzen. Dies wird durch die bessere Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung ermöglicht. Durch die Verwendung des MPC-Optimierungsalgorithmus zur Minimierung der Stromwärmeverluste im Motor kann auf eine Arbeitspunktwahl zur Bestimmung der optimalen Motorströme verzichtet werden, da die MPC diese Ströme eigenständig findet.

Literaturverzeichnis

- [1] T. Finken and M. Felden and K. Hameyer, *Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles* ICEM2008, Vilamoura, Portugal, 2008.
- [2] S. Mathapati and J. Böcker, *Dynamically Reconfigurable Control Structure for Induction Motor Drives on FPGA Control Platform* EPE Journal, Vol. 20-1, 2010.
- [3] M. Leuer and J. Böcker, *Fast Online Model Predictive Control of IPMSM Using Parallel Computing on FPGA* IEMDC2013, Chicago (IL), USA, 2013.
- [4] M. Leuer and J. Böcker, *Real-Time Implementation of an Online Model Predictive Control for IPMSM Using Parallel Computing on FPGA* IPEC2014, Hiroshima, Japan, 2014.
- [5] M. Leuer and J. Böcker, *Voltage Utilization in Model Predictive Control for IPMSM* Eingereicht bei: IECON2014, Dallas (TX), USA, 2014.
- [6] M. Leuer and A. Rütting and J. Böcker, *Efficiency-Optimized Model Predictive Torque Control for IPMSM* Energycon2014, Dubrovnik, Croatia, 2014.

Online Capable Optimized Planning of Power Split in a Hybrid Energy Storage System

Author: Karl Stephan Stille

Optimization Problem

The Hybrid Energy Storage System has one degree of freedom. The power flow has to be allocated between the two storage devices. An optimizer has to set either the battery power by controlling the battery current i_{Bat} or it has to set the DLC power p_{DLC} . The DC-link voltage controller is then regulating the power of the other storage to keep the DC-link's power balance.

As the maximum power of the battery is much lower than that of the capacitor, it is better to choose the battery current as the optimization parameter. The capacitor is able to supply unplanned power peaks while the battery is not.

Optimizing for this single objective would however result in a highly fluctuating DLC's state of charge $S_{\text{DLC}}^{\text{OC}}$ (current energy in DLC relative to the nominal DLC energy). Charging or discharging the DLC to its limits might make it unavailable for unforeseen positive or negative power peaks. This leads to the power reserve P_{res} as a second objective with S^{OC} being the state of charge:

$$P_{\text{res}} = \frac{1}{t - t_0} \int_{\tau=t_0}^t \left(\frac{S_{\text{DLC}}^{\text{OC}} - S_{\text{opt,DLC}}^{\text{OC}}}{S_{\text{opt,DLC}}^{\text{OC}} - S_{\text{min,DLC}}^{\text{OC}}} \right)^2 d\tau \quad (1)$$

with

$$S_{\text{DLC}}^{\text{OC}} = \frac{E_{\text{DLC}}}{E_{\text{N,DLC}}} \quad \text{and} \quad S_{\text{opt,DLC}}^{\text{OC}} = \frac{1 + S_{\text{min,DLC}}^{\text{OC}}}{2} \quad (2)$$

The power reserve P_{res} is a dimensionless and normalized value representing the mean quadratic deviation from the optimal DLC's state of charge. Minimizing P_{res} means to maximize the ability of the storage system to respond to unforeseen power demands.

The optimization problem is to find a battery current profile which represents the optimal tradeoff between the two objectives for a predicted power profile. Those optimal tradeoffs are called Pareto points. In other words a solution dominates all other solutions lying above or to the right of that solution in the image space. Only solutions not dominated by any other solutions are Pareto-optimal.

Search Algorithm

The optimization method proposed in this paper is based on the idea of the Normal-Boundary Intersection (NBI) presented by DAS and DENNIS in 1996. The idea is to find Pareto points on given parallel search trails. The algorithm itself consists of three steps which will be presented in detail afterwards:

Extrema search

At first it is necessary to find the region where to search for the Pareto points. From the definition of Pareto points follows that all Pareto points can be found in the square having the solutions of two single objective optimizations which only take either one of the objectives into account, as its diagonal corners. The solutions to the right and above this rectangle are dominated by the two extrema solutions. The areas to the left and below are not possible for solutions as they are below the calculated minimum.

The extrema (endpoints) of the pareto front will be referred to as \underline{E} for the least energy loss and \underline{R} for the highest power reserve

Normalization

The objective functions are normalized in a way, so that the boundaries calculated in the first step lie in the interval of $[0; 1] \times [0; 1]$.

Pareto point search

For the actual Pareto point search it is desirable to set a good starting point instead of letting the optimizer find the region of the solution first. For the HES, a linear interpolation of the battery current at all time steps between the two extrema with the priority parameter α leads to satisfying starting points.

For using the idea of the NBI, the optimization problem described in Section has to be defined in another way as the *fmincon* optimizer finds solutions minimizing the function given in its argument. The optimization problem can be explained easily by taking the geometric construction as shown in Fig. 7. The starting point \underline{S} of the optimization vector is calculated as

$$\underline{S} = \underline{R} + \alpha \cdot (\underline{E} - \underline{R}) \quad (3)$$

In the normalized optimization space this leads to

$$\hat{\underline{S}} = \begin{bmatrix} 1 - \alpha \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (4)$$

From this point the normalized optimization vector $\hat{\underline{O}}$ is defined as

$$\hat{\underline{O}} = \begin{bmatrix} -\sqrt{0.5} \\ -\sqrt{0.5} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The optimization problem to be solved is now to find a valid Pareto Point candidate \underline{P}_c that maximizes β in

$$\hat{\underline{F}} = \widehat{S\underline{P}_c} = \hat{\underline{P}}_c - \hat{\underline{S}} = \beta \cdot \hat{\underline{O}} \quad (6)$$

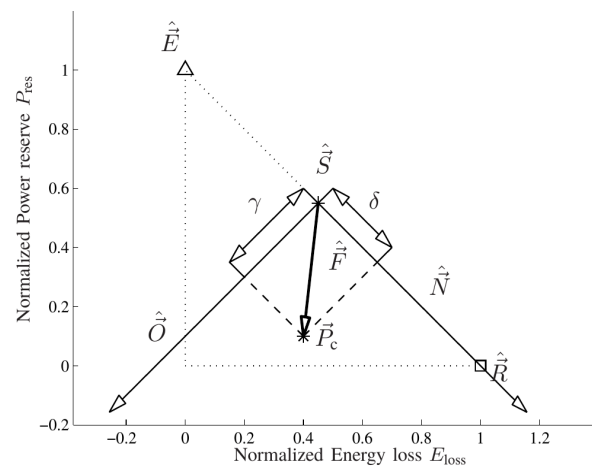


Fig. 7: Search vector and penalty area for $\alpha = 0.55$

The difficulty in implementing this function is, that the *fmincon* function has to find a battery current profile \hat{i}_{Bat} that leads to objectives maximizing the β factor. The objective values generated during the optimization process in most cases will not lie on the trail defined by $\hat{\underline{O}}$. This leads to the need of having a penalty factor δ affecting the deviation of a Pareto candidate $\hat{\underline{P}}_c$ from the given track and to take only the projection γ of $\hat{\underline{F}}$ onto $\hat{\underline{O}}$.

$$\gamma = \hat{\underline{F}} \cdot \hat{\underline{O}} = (\hat{\underline{P}}_c - \hat{\underline{S}}) \cdot \hat{\underline{O}} \quad (7)$$

This leads to the following function which *fmincon* has to minimize:

$$f(i_{Bat}, \alpha) = -\gamma(\hat{\underline{P}}_c(i_{Bat}), \hat{\underline{S}}(\alpha)) + k_\delta \cdot \delta(\hat{\underline{P}}_c(i_{Bat}), \hat{\underline{S}}(\alpha)) \quad (8)$$

with a factor k_δ for weighting between the distance and the direction. The first idea for calculating the penalty factor δ is to calculate the area of the rectangle having the pointing vector $\hat{\underline{F}}$ as its diagonal and a normalized vector $\hat{\underline{N}}$ perpendicular to $\hat{\underline{O}}$ as one edge:

$$\hat{\underline{N}} = \begin{bmatrix} \pm\sqrt{0.5} \\ \mp\sqrt{0.5} \end{bmatrix} \quad (9)$$

As the absolute value of the deviation is needed either one can be used. This rectangle is shown dashed in Fig. 7. Taking the area of the rectangle has the big disadvantage as it also punishes better solutions being further away from \hat{S} . As shown in Fig. 7 an alternative is to take the projection of \hat{F} onto \hat{N} . This only penalizes the absolute deviation from \hat{Q} without taking the distance, which has to be maximized, into account. The penalty factor can then be calculated as

$$\delta = |(\hat{P}_c - \hat{S}) \cdot \hat{N}| \quad (10)$$

The geometric representation of this projection γ and the penalty factor δ is shown in Fig. 7

Simulation Results

The method presented in this paper has been developed to quickly calculate single Pareto points \underline{P} . This does not exclude the possibility to calculate whole Pareto sets \mathbb{P} . The big advantage in using this algorithm to generate Pareto sets is that the algorithm can be fully parallelized. The first two steps are only needed once. The third step can be repeated on several CPU cores with a sweep of the priority factor α . Fig. 8 shows the result of such a calculation with $S_{DLC,init}^{OC} = 0.8$.

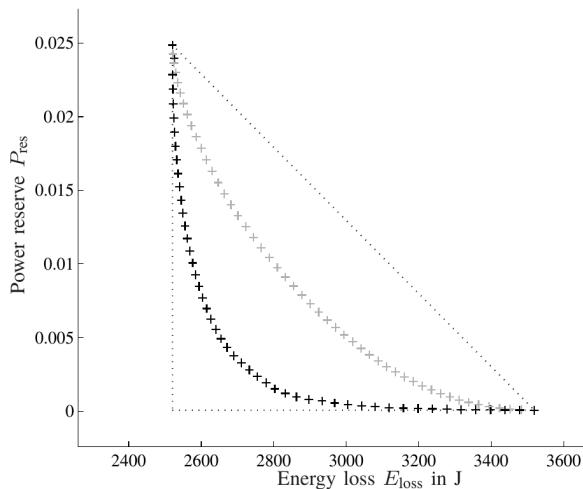


Fig. 8: Pareto set calculated in parallel (black) and initialization points of the optimizations (gray)

Conclusion and Outlook

The Pareto Point search algorithm presented in this paper enables us to find an optimal operating solution for a hybrid energy storage system that can be calculated in real-time. The Pareto Point search algorithm takes into consideration the desired prioritisation α between minimizing the energy losses

and minimizing the power reserve objective. Thus giving raise to the possibilities of operating the hybrid energy storage system optimally in situations not considered in offline optimization solutions.

Netzspannungsprädiktion mittels Zustandsbeobachter

LUKAS KEUCK

Einleitung

In der Literatur finden sich bereits vielfältige Regelungsentwürfe für PWM-betriebene PFC-Gleichrichter. Meist kann deren Regelungsentwurf in drei Schritte unterteilt werden. Zunächst wird der Einfluss der Netzspannung auf den Eingangsstrom durch eine Störgrößenaufschaltung minimiert. Im zweiten Schritt wird eine Stromregelung entworfen, die für die überlagerte Spannungsregelung eine Stromführungsgröße als Stellgröße zur Verfügung stellt. Für den Entwurf der Stromregelung wird in vielen Fällen von einer idealen Kompensation der Netzspannung ausgegangen. Bei genauerer Betrachtung fällt hingegen auf, dass der Störeinfluss der Netzspannung durch eine konventionelle Störgrößenaufschaltung nicht gänzlich vermieden wird und der Netzstrom in Folge dessen von der gewünschten Sinusform abweicht. In diesem Beitrag wird ein Netzspannungsbeobachter entworfen, der mittels einer Spannungsprädiktion eine Verbesserung dieser Störgrößenaufschaltung ermöglicht.

Problem

Viele PFC-Gleichrichterstufen können im stromkontinuierlichen Betrieb auf die in Bild 1 dargestellte vereinfachte Grundstruktur zurückgeführt werden, in der der eingangsseitige Brückengleichrichter nicht mehr auftritt. Ist die Kapazität C vergleichsweise groß, kann die Spannung $u_{dc}(t)$ während einer Schaltperiodendauer als zeitlich konstant angenommen werden. Die Spannung $u_1(t)$ ist bei konventionellen PFC-Stufen die gleichgerichtete Spannung des Versorgungsnetzes.

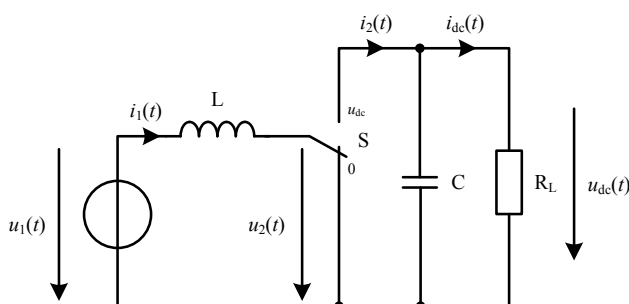


Fig. 9: Grundstruktur einphasiger PFC-Stufen

Die Regelung eines PFC-Gleichrichters ist üblicherweise digital auf Mikrocontrollern, FPGAs oder ASICs umgesetzt, die naturgemäß nur zu diskreten

Zeitpunkten Werte erfassen und verarbeiten können. Wie in [1] beschrieben, lässt sich eine solche digitale Regelung exakt auslegen, wenn die Stellgröße des Reglers während der Regelungsperiodendauer T_C zeitlich konstant gehalten wird. Notwendig ist hierfür ein Modulationsverfahren, welches das Schaltelement S so ansteuert, dass die Oberschwingungen, die durch den Schaltvorgang resultieren, nach Ablauf der Periodendauer T_C ihren Nulldurchgang haben, sodass sie zu den diskreten Zeitpunkten nicht erfasst werden. Lässt sich das Eingangfilter, wie in Bild 1, durch eine Induktivität annähern, ist das in der Literatur [2] häufig zu findende „Regular Sampling“ gut geeignet.

$$i_1((k+1)T_C) = \frac{1}{L} \int_{kT_C}^{(k+1)T_C} u_1(t) - u_2(t) dt + i(kT_C) \quad (11)$$

$$= \frac{T_C}{L} (\bar{u}_1(t) - \bar{u}_2(t))$$

Dieses Modulationsverfahren ermöglicht die Vorgabe eines Spannungsmittelwertes $\bar{u}_2(t)$ und stellt somit eine Stellgröße mit Zero-Order-Hold Eigenschaft für den Regelkreis bereit (vgl. (11)).

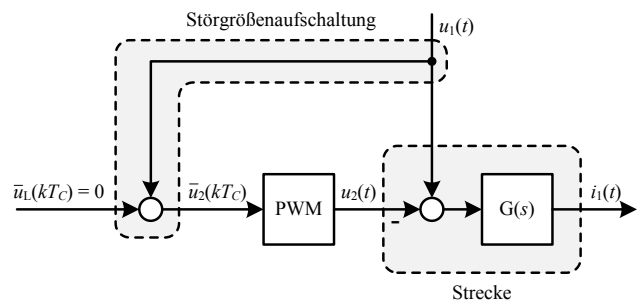


Fig. 10: Konventionelle Störgrößenaufschaltung

Um den Einfluss der Netzspannung auf den Stromverlauf $i_1(kT_C)$ zu kompensieren, wird üblicherweise die Spannung zu den diskreten Zeitpunkten kT_C gemessen und für die nächste Periodendauer auf die Reglerausgangsgröße addiert. Mit Hilfe dieser Maßnahme soll der Einfluss der Netzspannung auf den Strom i_1 minimiert, im Idealfall eliminiert werden, so dass der über die Vorgabe von $\bar{u}_L(kT_C)$ wirkende Stromregler den Strom freizügig kontrollieren kann. Wie in Abbildung 10 dargestellt, wird hierfür die Netzspannung zu den Abtastzeitpunkten gemessen, auf die Reglerausgangsgröße addiert und im unmittelbaren Anschluss der PWM als Stellgröße zugeführt. Die Wirkung des Stromreglers wird hier ausgeklammert indem $\bar{u}_L(kT_C) = 0$ angenommen wird. Das Resultat dieser Störgrößenaufschaltung kann Abbildung 11 entnommen wer-

den. Wie zu erkennen, führt die Zero-Order-Hold Eigenschaft des Regular Sampling zu einer Phasenverschiebung zwischen tatsächlicher und kompensierter Netzspannung, die je nach Schaltfrequenz und Induktivitätswert L erheblichen Einfluss auf die Strom i_1 haben kann. Bei einer idealen Störgrößenkompensation sollte sich der Strom bei Veränderung der Netzspannung nicht ändern, was bei weitem nicht der Fall ist. Bei der in Abbildung 11 dargestellte Simulation wurde eine Periodendauer von $T_C = 100\mu\text{s}$ und $L = 100\mu\text{H}$ gewählt.

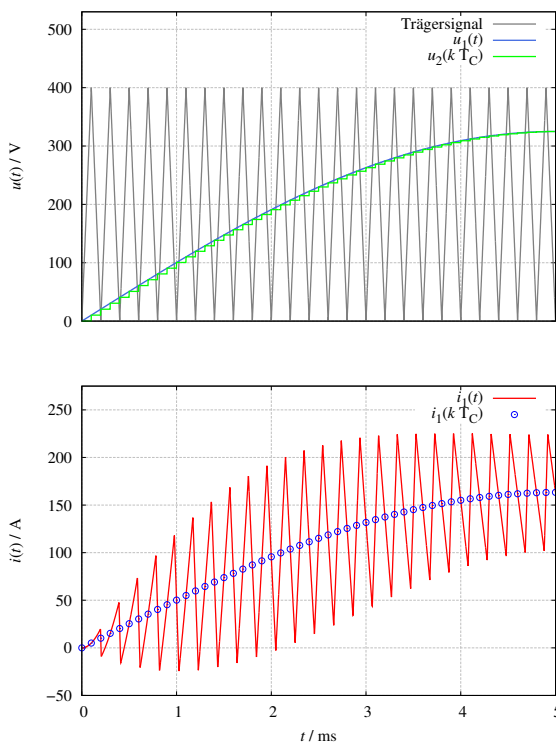


Fig. 11: Konventioneller Störgrößenaufschaltungsverlauf

Lösung

Es stellt sich nun die Frage, ob diese Situation mit einer geeigneten Maßnahme verbessert werden kann. Bei einer idealen Kompensation müsste statt des verzögerten Netzspannungsmomentanwerts der jeweilige Mittelwert der Netzspannung im betreffenden Regelungsintervall verzögerungsfrei aufgeschaltet werden, vgl. (11). Dabei darf die Netzspannung nicht als ideal sinusförmig angenommen werden, sondern man muss außerdem von signifikanten Oberschwingungsanteilen ausge-

hen. Dann bestimmt sich der gesuchte Mittelwert in einem Abtastintervall wie folgt:

$$\begin{aligned} \bar{u}_1(kT_C) &= \frac{1}{T_C} \int_{kT_C}^{(k+1)T_C} u_1(t) dt \quad (12) \\ &= \frac{1}{T_C} \int_{kT_C}^{(k+1)T_C} \sum_{i=1}^{\infty} U_{Hi} \sin(i\omega t + \varphi_{Hi}) dt \quad (13) \end{aligned}$$

Nach einigen algebraischen Umformungen ergibt sich:

$$\bar{u}_1(kT_C) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{Hi} \sin \left[i\omega \left(k + \frac{1}{2} \right) T_C + \varphi_{Hi} \right] \quad (14)$$

Der gesuchte Mittelwert ist also in erster Näherung der Spannungswert $u_1(t)$, der eine halbe Periodendauer $T_C/2$ in der Zukunft liegt und demnach unbekannt ist. Könnte dieser Mittelwert für die Störgrößenaufschaltung verwendet werden, ergäbe sich der in Abbildung 12 dargestellte Stromverlauf, bei dem die Netzspannung keinen Einfluss mehr hat. Für diese Störgrößenaufschaltung wird nun die prädierte Netzspannung $u_1[(k + 1/2)T_C]$ verwendet.

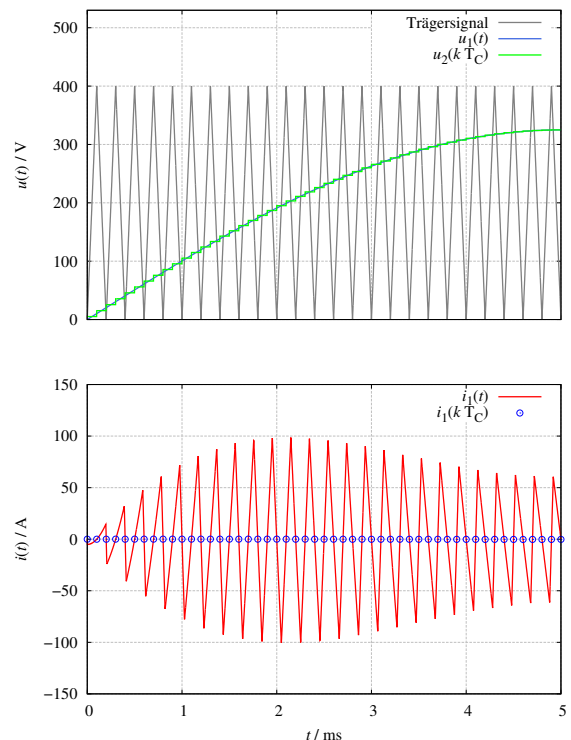


Fig. 12: Prädizierter Störgrößenaufschaltungsverlauf

Für die Realisierung dieser Störgrößenaufschaltung ist demnach eine Anordnung notwendig, die

den zukünftigen Spannungswert $u_1 [(k+1/2) T_C]$ prädiziert. Weiterhin ist es wünschenswert, etwaiges Messrauschen der Spannungsmessung zu filtern. Für diesen Zweck kann ein Netzspannungsbeobachter verwendet werden, dessen Entwurf im Folgenden beschrieben werden soll.

Methode

Jeder Zustandsbeobachter besteht aus einem Modell der Strecke. Sieht man von Subharmonischen ab, kann die Spannung des öffentlichen Versorgungsnetzes aus einer Überlagerung von Grund- und Oberschwingungen rekonstruiert werden. Wie in Abbildung 13 dargestellt, lässt sich dies durch eine Superposition der Ausgangswerte von Oszillatoren modellieren, die jeweils auf die ganzzahligen Vielfachen der Nennfrequenz abgestimmt sind.

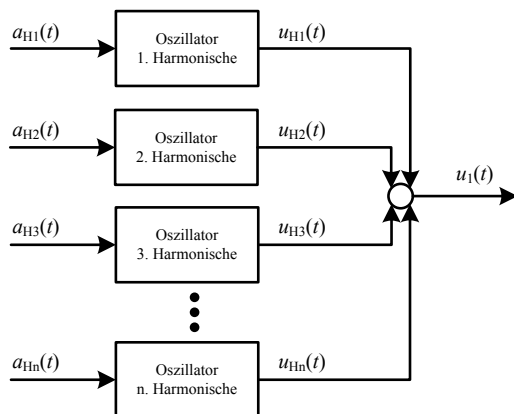


Fig. 13: Modell des öffentlichen Versorgungsnetzes

Auf Grundlage dieses Modells kann ein Prädiktor entworfen werden der zukünftige Netzspannungswerte prädiziert. Die regelungstechnische Aufgabe besteht nun darin, die Rückführmatrix des Prädiktors \mathbf{L} so zu wählen, dass der Schätzfehler $e(kT_O)$ bei Vernachlässigung des Störeinflusses $z(kT_O)$ und der Anregung $a(kT_O)$ möglichst schnell gegen Null konvergiert. Hierfür müssen die Eigenwerte der Matrix $(\mathbf{A}_d - \mathbf{L} \mathbf{C}_d)$ so nah wie möglich am Ursprung des Einheitskreises liegen. Im Allgemeinen kann jedoch nicht davon ausgegangen werden, dass sowohl Anregung als auch die Störgröße Null sind, sodass deren Einfluss auf den Schätzfehler bei der Eigenwertvorgabe berücksichtigt werden muss.

Werden die in Abbildung 14 dargestellten Eigenwerte vorgegeben ergeben sich die in Abbildung 15 dargestellten Einschwingvorgänge des Prädiktors. Ein willkommener Nebeneffekt ist die Tatsache, dass der Beobachter die Oberschwingungen der Spannung $u_1(t)$ als Elemente des Zustandsvektors

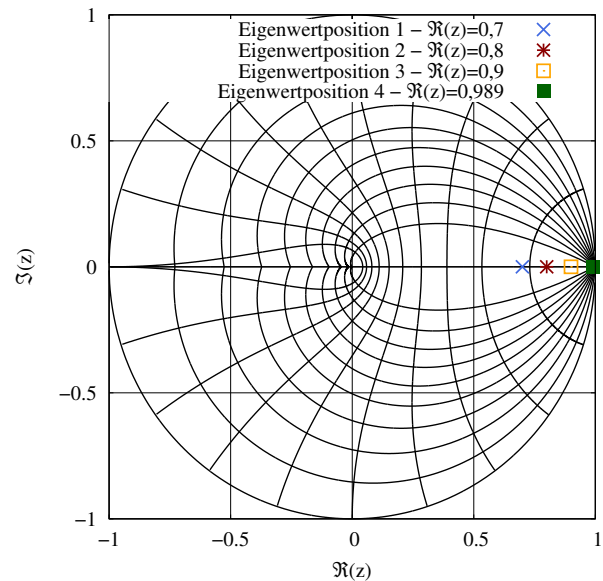


Fig. 14: Vergleichene Eigenwertpositionen

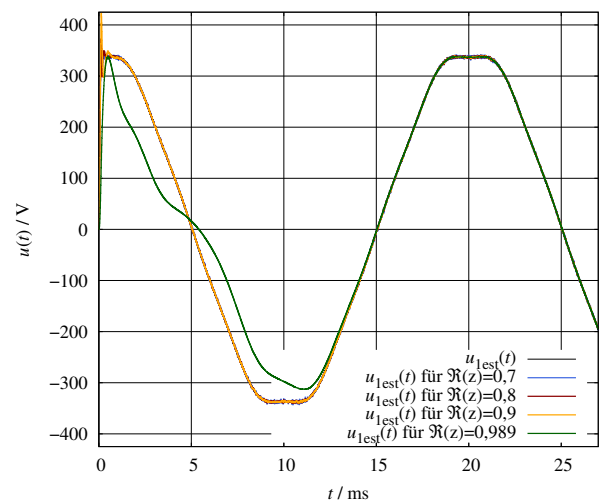


Fig. 15: Vergleich des Einschwingverhaltens

$x(kT_O)$ implizit filtert. Sie stehen somit für weitere Anwendungen als Signalwerte zur Verfügung.

Literaturverzeichnis

- [1] O. Föllinger, *Lineare Abtastsysteme* 4. Auflage, R. Oldenbourg Verlag, München, 1990.
- [2] J. Böcker, *Can Oversampling Improve the Dynamics of PWM Controls?* IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Cape Town, South Africa, 2013.
- [3] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems* 3rd Edition, Ellis-Kagle Press, 1998.