



UNIVERSITÄT PADERBORN
Die Universität der Informationsgesellschaft



Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik
Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Leistungselektronische Systeme für Hochgeschwindigkeitsmaschinen hoher Leistung – HomaLes

Fachlicher Schlussbericht 08/2014 – 10/2017

Verbundprojekt: Leistungselektronische Systeme für Hochgeschwindigkeitsmaschinen
hoher Leistung – HomaLes

Teilvorhaben: Effizienzoptimierte Regelungs- und Modulationsverfahren

Förderkennzeichen: 16ES0276

Autoren: M. Sc. Klaus Peter
Dipl.-Ing. Christoph Schulte
Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Paderborn, den 09.01.2018

Inhaltsverzeichnis

1.	Einführung und Zielsetzung	3
2.	Wissenschaftlich-technische Ergebnisse	5
2.1.	Systemtheoretische Vorarbeiten und Modellbildung	5
	Regelstrecke [AP2.1].....	5
	Pulsmusteroptimierung [AP3.2, AP6.2]	6
	Modulator [AP2.2, AP3.2].....	9
	Modellbasierte Regelstruktur [AP2.2, AP3.7].....	9
	Wechselrichter-Verlustmanagement [AP3.6].....	11
2.2.	Co-Simulation – Tiefergehende Analyse des Gesamtsystems.....	13
	Co-Simulation mit Sinus-Dreieck Pulsweitenmodulation [AP2.3, AP3.1].....	14
	Verlustoptimierung des Motors durch rotorseitige Schirmung [AP3.6]	15
	Auswirkungen des Schirms auf das dynamische Verhalten [AP3.1, AP3.2, AP3.6]	16
	Genauere Betrachtung der Verluste im 2-Level Betrieb	17
	Genauere Betrachtung der Verluste im 3-Level Betrieb	19
	Beurteilung der Verluste bei einem feldorientierten Regelungsverfahren [AP 3.1, AP 3.6].....	21
2.3.	HIL-Testumgebung – Test der Reglersoftware auf Zielhardware.....	21
	Aufbau HIL-Testumgebung [AP4.1]	21
	Modelltransfer und Validation [AP4.2].....	23
2.4.	Demonstrator – Validation und experimentelle Ergebnisse	24
	Laststand.....	24
	Verwendete Pulsmuster	25
	Experimentelle Ergebnisse [AP7.1 - AP7.4]	27
	Fazit.....	29
3.	Abweichungen vom Arbeitsplan.....	30
4.	Projektbezogene Publikationen.....	31
5.	Sonstiges.....	32
6.	Weiterführende Literatur	33

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 2 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------

1. Einführung und Zielsetzung

Das Verbundprojekt „Leistungselektronische Systeme für Hochgeschwindigkeitsmaschinen hoher Leistung“, kurz „HomaLes“, wurde von der Firma LTI Motion GmbH in Zusammenarbeit mit der Universität Paderborn im Zeitraum vom 01.08.2014 bis zum 31.10.2017 bearbeitet. Ausgangspunkt war die Grundkonfiguration eines elektrischen Antriebssystems, die sich aus einer magnetgelagerten permanentmagneterregten Synchronmaschine, einem Wechselrichter in 2- oder 3-Punkt-Technologie, einem optionalen Sinus- oder LC-Filter, einem Antriebsregler mit Standardregler und -modulationsstruktur (PWM) sowie einer Phasenregelschleife (PLL) zusammensetzt. Abbildung 1.1 zeigt das Blockbild des betrachteten Antriebssystems:

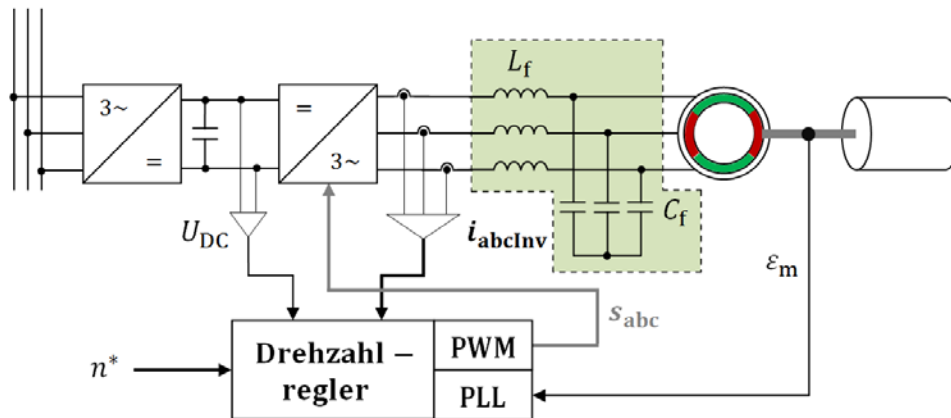


Abbildung 1.1: Grundkonfiguration des betrachteten Hochgeschwindigkeits-Antriebssystems

Typische Applikationen für derartige Hochgeschwindigkeitsantriebe sind beispielsweise Vakuumpumpen, Turboradialverdichter, Lüfter und Kompressoren. Der Einsatz als Generator zur Verstromung freigesetzter Dekompressionsenergie ist künftig auch in sogenannten Gasentspannungsanlagen vorgesehen. Die Drehzahlen bewegen sich dabei üblicherweise zwischen 10.000 und 60.000 Umdrehungen pro Minute, was einer elektrischen Grundschwingungsfrequenz zwischen 1 und 2 kHz entspricht. Heutige Tendenzen zeigen, dass die Hersteller bei der Entwicklung und der Auslegung ihrer Antriebe zur Steigerung des Wirkungsgrads auf zunehmend höhere Bemessungsdrehzahlen übergehen.

Ziel des Projekts war es, die Effizienz eines bestehenden Antriebssystems durch eine optimierte Modulation zu erhöhen. Dazu wurden im ersten Schritt geeignete Pulsmusterformen ausgewählt und diese nach relevanten Kriterien, wie beispielsweise die Eliminierung niederfrequenter Harmonischer oder die Minimierung des gesamten Oberschwingungsgehalts, optimiert. Für den Betrieb des Antriebssystems mit synchronen, optimierten Pulsmustern eignete sich die herkömmliche feldorientierte Regelstruktur allerdings nicht. Hier musste eine alternative Struktur gefunden werden. In Kooperation mit dem Projekt-partner wurden eine geeignete Regler- und Modulatorstruktur erarbeitet, die nach Integration der aus der Optimierung erhaltenen Schaltwinkel-Kennliniensätze in der Lage ist, einen stabilen geregelten Betrieb des Antriebssystems zu gewährleisten. Zudem wurde das Antriebsmodell um ein Wechselrichter-Verlustmanagement erweitert, das in der Lage ist, für ein konkretes vorgegebenes Kriterium, wie etwa die Minimierung der Stromverzerrung oder der Schaltverluste, das geeignetste Pulsmuster während des Betriebs zu finden und dieses an den Modulator weiterzuleiten. Dieser übermittelt dann die zum Pulsmuster korrespondierende Schaltsequenz an den Wechselrichter. Die tiefere Idee, die hinter der Umsetzung eines solchen Verlustmanagements steckt, war, dass neben der Wirkungsgradsteigerung einer

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	3 von 33

Einzelkomponente wie dem Wechselrichter auch eine Verschiebung der Verlustleistungsanteile entlang der Regelstrecke in kritischen Situationen möglich sein soll. Wird beispielsweise eine thermische Überbeanspruchung der elektrischen Maschine erkannt, so soll das Wechselrichter-Verlustmanagement die Vorgabe erhalten, die Schaltverluste zumindest kurzzeitig zu erhöhen, um die Maschine thermisch zu entlasten. Das in Abbildung 1.2 gezeigte Schaubild gibt einen Überblick über das aufgebaute Gesamtsystem, bestehend aus dem modellierten Antriebssystem, dem entworfenen Regler- und Modulatormodell und des entwickelten Verlustmanagements sowie die im Rahmen der Pulsmusteroptimierung beigesteuerten Schaltwinkel-Kennlinien:

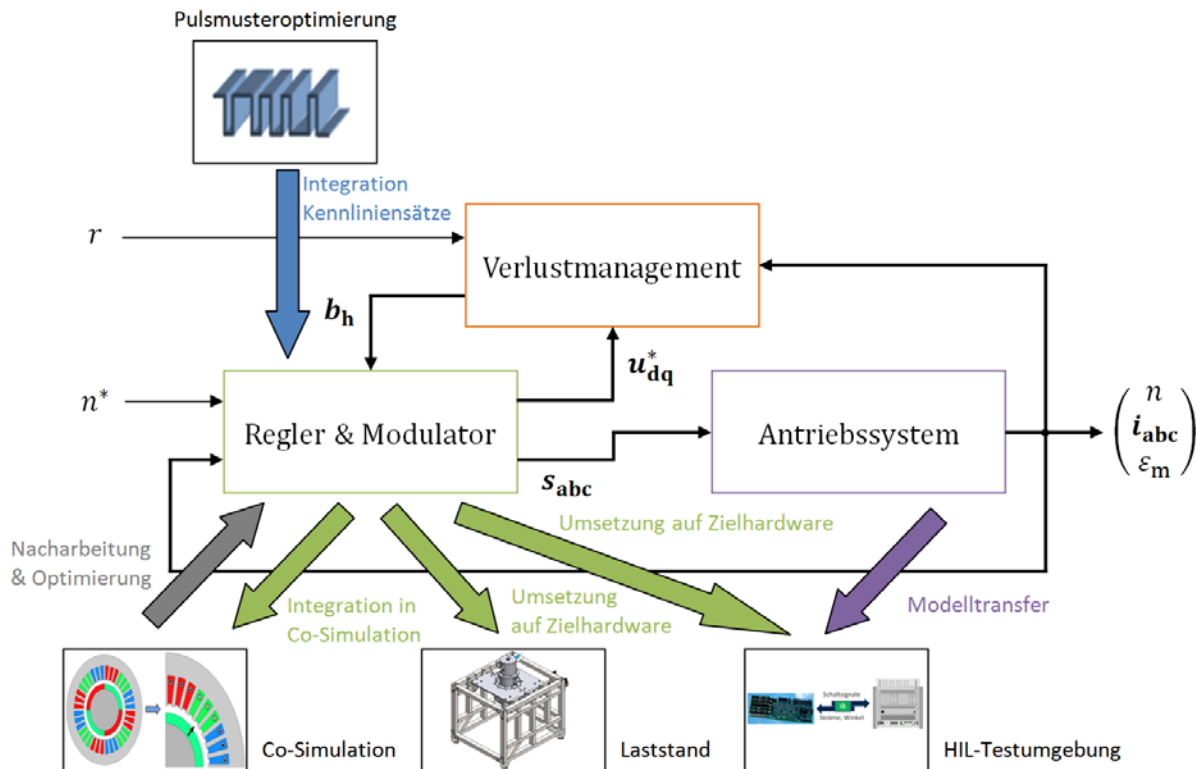


Abbildung 1.2: Hauptbestandteile des geregelten Antriebssystems inklusive der Generierung optimierter Pulsmuster und der Entnahme von Komponenten für Co-Simulation, Laststand und HIL

Dem im Rahmen der Vorarbeiten umgesetzten und geregelten Antriebsmodell wurden für weitergehende Untersuchungen sowie zur Validation entsprechende Anteile entnommen und in andere Umgebungen transferiert. So wurden das Regler- und das Modulatormodell aus dem in MATLAB/Simulink aufgebauten Gesamtmodell extrahiert und in die Co-Simulationsumgebung eingefügt. Die Co-Simulationsplattform besteht aus drei Programmanteilen, die über eine Software-Schnittstelle miteinander verbunden sind: In MATLAB/Simulink werden der Regler sowie der Modulator ausgeführt, in Simplorer befindet sich das erstellte Wechselrichtermodell und in Ansys/Maxwell die Nachbildung der PM-Synchronmaschine in Form eines FEM-Modells. Der geschlossene Simulationskreislauf erlaubt eine detaillierte Untersuchung des Verhaltens des geregelten Gesamtsystems und fördert neben einer Aufschlüsselung relativ akkurater Maschinenverluste auch Unregelmäßigkeiten, wie zum Beispiel bleibende Regeldifferenzen oder Schwingneigungen der Regelgrößen zu Tage, die im Nachgang eine Verbesserung der Regler- und Modulatormodelle erlauben. Zudem wurden in der Co-Simulation noch weitere konstruktive Aspekte, wie Rotorsegmentierungsvarianten

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	4 von 33

und eine elektrische leitfähige Schirmung durch Verwendung einer rotor-ummantelnden Kupferhülse verlusttechnisch untersucht.

Zum Test der auf der Zielhardware ausgeführten Regler- und Modulatorstruktur wurde eine Hardware-in-the-Loop (HIL) Testumgebung angeschafft. In diese wurde das Modell der permanenterrregten Synchronmaschine in Verbindung mit einem einfachen Wechselrichtermodell geladen und über eine angefertigte Schnittstellenkarte mit dem eingesetzten Steuerboard des Antriebsreglers verbunden. Nach erfolgreichem Test konnte das Steuerboard mit den neu erstellten Softwareanteilen am neu aufgebauten Laststand eingesetzt und das Gesamtsystem in Betrieb genommen werden. Die durchgeführten Messungen zeigen, dass die optimierten Pulsmuster zu einer spürbaren Verlustreduktion gegenüber der asynchronen Sinus-Dreieck-Modulation führen.

2. Wissenschaftlich-technische Ergebnisse

Dieses Kapitel beinhaltet die durchgeführten Entwicklungs- und Validationsarbeiten. Die Teilkapitel sind untergliedert in Systemtheoretische Vorarbeiten, Co-Simulation, HIL-Testumgebung und Demonstrator.

2.1. Systemtheoretische Vorarbeiten und Modellbildung

Im ersten Schritt wurde die Regelstrecke in MATLAB/Simulink aufgebaut und diese mit einer Standardregel- und -modulationsstruktur verknüpft. Anschließend wurden Pulsmusterformen mit viertel- und halbschwingungssymmetrischen Eigenschaften festgelegt und nach relevanten Kriterien offline-optimiert. Die Integration der erhaltenen Schaltwinkel-Kennliniensätze erfolgte nach dem Entwurf und der Implementierung einer geeigneten Modulatorstruktur, die neben der reinen Pulsmustererzeugung auch die Synchronisation sicherstellt. Die herkömmliche feldorientierte Regelung musste einer modellbasierten Reglerstruktur weichen. Als übergeordnete Instanz kann das entwickelte Wechselrichter-Verlustmanagement betrachtet werden, das im Gegensatz zum Regler- und zum Modulatormodell aufgrund zu hoher Ressourcenbindung nur in der Simulation umgesetzt wurde.

Regelstrecke [AP2.1]

Die Komponenten der Regelstrecke wurden in der Entwicklungs- und Simulationsumgebung MATLAB/Simulink modelliert. Diese setzt sich aus einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) mit Oberflächenmagneten, einem Wechselrichter sowie einem LC-Filter zusammen:

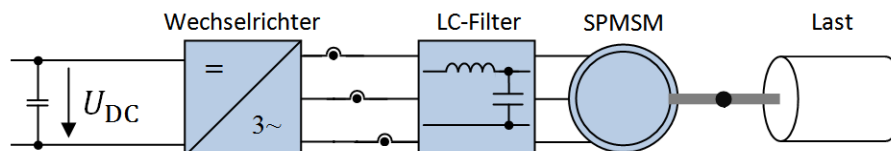


Abbildung 2.1.1: Die wesentlichen Bestandteile des zu regelnden Antriebssystems: Wechselrichter, LC-Filter und PMSM

Die Beschreibung der Komponenten erfolgte auf Basis ihrer jeweiligen System- und Differentialgleichungen. Ergänzt wurden die Modelle noch um fundamentale Verlustgleichungen zur Ermittlung der Kupferverluste in Maschine und Filter sowie der Schalt- und Durchlassverluste im Wechselrichter. Die modellierten

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 5 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------

Streckenkomponenten wurden mittels einer feldorientierten Regelung mit Sinus-Dreieck-Modulation, die ebenfalls im Simulationsmodell implementiert und mit dem Streckenmodell verschaltet wurde, validiert.

Pulsmusteroptimierung [AP3.2, AP6.2]

Die Pulsweitenmodulation ist für die Nachbildung der vom Regler geforderten Spannungsgrundschiwingung zuständig. Neben der Grundschiwingung enthalten die ausgegebenen Pulsmuster aber auch noch Oberschwingungen, die entsprechende Zusatzverluste in der Regelstrecke verursachen und entsprechend nicht erwünscht sind. Die Minimierung dieser Zusatzverluste ist seit mindestens drei Jahrzehnten Gegenstand zahlreicher Forschungsanstrengungen. Grundsätzlich gibt es vier Varianten der Pulsmustererzeugung: Die klassische Variante ist die trägerbasierte Sinus-Dreieck-Modulation, gefolgt von der Raumzeigermodulation und die mit der Direkten Drehmomentregelung verbundenen hysteresebasierten Pulsmustererzeugung. Die Ausgabe offline-optimierter Pulsmuster, die in Form von Kennlinien gespeichert und in synchronisierter Form von einem Modulator erzeugt und ausgegeben werden, ist dagegen ein noch relativ neuartiges Modulationsverfahren. Optimierungsverfahren und die damit erzielten Ergebnisse werden beispielsweise in [SAR06, WA10] vorgestellt. Geeignete Regelverfahren, die jedoch flussbasiert arbeiten, wurden in [GOPK12, HO07, LWM08] publiziert. Der Einsatz voraboptimierter Pulsmusterformen für bestimmte Kriterien versprach nach Sichtung der Literatur die größten Verbesserungen. Folglich wurden in Absprache mit dem Projektpartner vier Pulsmusterformen ausgewählt und diese anschließend mit Hilfe eines erstellten Optimierungsalgorithmus in MATLAB optimiert. Die gewählten Pulsmusterformen für 2- und 3-Punkt-Wechselrichter sind in Abbildung 2.1.2 dargestellt:

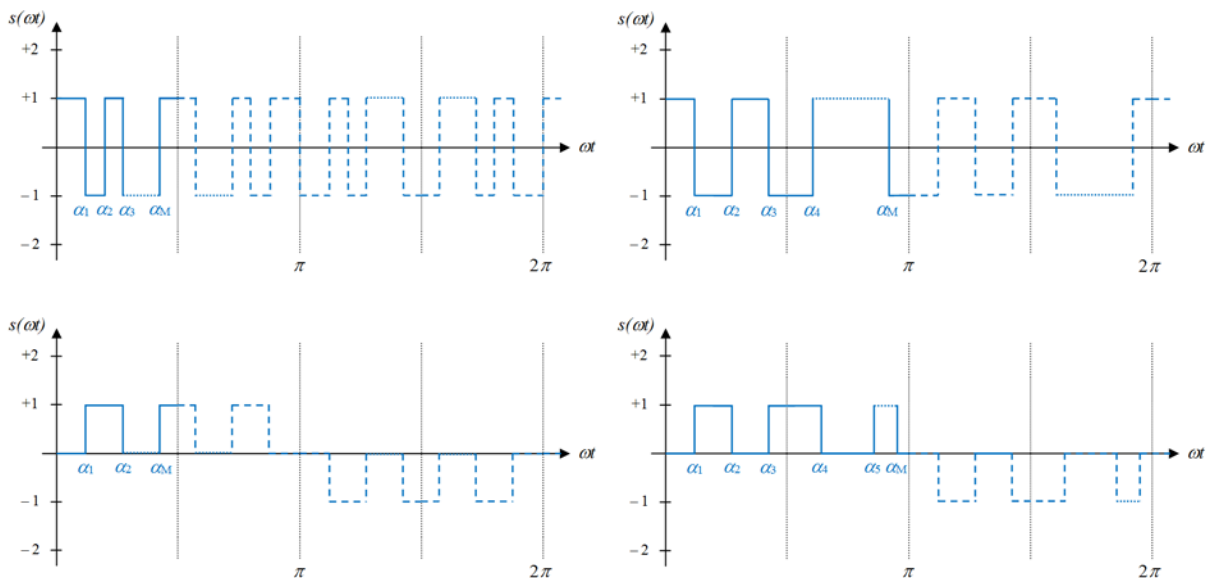


Abbildung 2.1.2: Viertelschwingungssymmetrische Pulsmuster (links) und halbschwingungssymmetrische Pulsmuster (rechts)

Führt man eine Fourier-Analyse durch, so stellt man fest, dass sich jeder Fourier-Koeffizient aus einer Summe aus Kosinus- und Sinusfunktionen zusammensetzt. Jede Sinus- oder Kosinusfunktion beinhaltet dabei jeweils einen Schaltwinkel. Für die Elimination niederfrequenter Oberschwingungen unter Einhaltung eines vorgegebenen Grundschwingungskoeffizienten (dieser entspricht dem Aussteuerungsgrad) muss ein nichtlineares Gleichungssystem gelöst werden. Dieses kann mit Hilfe des iterativen Newton-Raphson-Verfahrens relativ schnell gelöst werden. Damit das Verfahren aber auch bezüglich einer gültigen Lösung konvergiert, müssen gegebenenfalls mehrere Durchgänge mit jeweils unterschiedlichen Startwinkel-

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 6 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------

vektoren durchlaufen werden. Für weitere Kriterien, wie die Minimierung des gesamten Oberschwingungsgehalts (WTHD_{min}, WTHD für engl.: Weighted Total Harmonic Distortion) oder die Minimierung von Schaltverlusten, eignet sich dieses Verfahren nicht mehr, da die Dimension des Gleichungssystems zu groß wird und auch keine beliebigen Soll-Fourierkoeffizienten, abgesehen von der der Grundschwingung, mehr vorgegeben werden können. Daher wurde ein eigener Optimierungsalgorithmus geschrieben. Dieser basiert auf einer abgewandelten Variante der Partikel-Schwarm-Optimierung, nämlich auf der sogenannten winkelmodulierten Partikel-Schwarm-Optimierung, die für die Lösung binärer Probleme entwickelt wurde [PFE05]. Dieses Verfahren verwendet eine geschachtelte trigonometrische Funktion, die die Parameter a, b, c und d enthält. Für die hier betrachtete Anwendung konnte sogar auf zwei dieser Parameter verzichtet werden, sodass nur die zwei Parameter b und c den resultierenden Kurvenverlauf bestimmen. Von diesem Verlauf wird anschließend die Signumfunktion gebildet. Die Anzahl der relevanten Schaltwinkel pro Viertel- oder Halbschwingungsperiode legt fest, über wie viele Nulldurchgänge hinweg die winkelmodulierte Funktion betrachtet werden muss. Abbildung 2.1.3 zeigt einen beispielhaften Verlauf der winkelmodulierten Funktion sowie die darauf angewendete Signumfunktion zur Erstellung eines 2-Level-Pulsmusters:

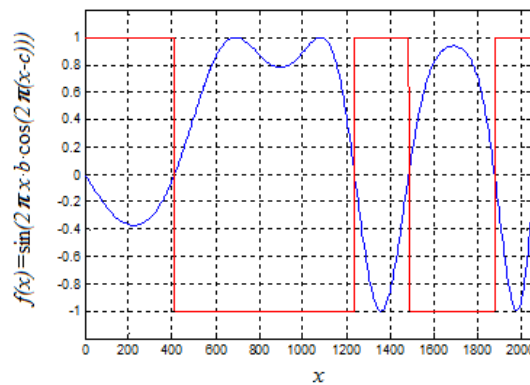


Abbildung 2.1.3: Beispielhafter Verlauf der winkelmodulierten Funktion zur Erstellung eines 2-Level-Pulsmusters der Pulszahl 9

Im gezeigten Beispiel wird ein viertelschwingungssymmetrisches Pulsmuster der Pulszahl 9, sprich mit vier Schaltwinkeln pro Viertelperiode, optimiert. Das geschriebene Programm zur Auffindung der optimalen Schaltwinkel für ein vorgegebenes Kriterium zeigt die folgende Abbildung:

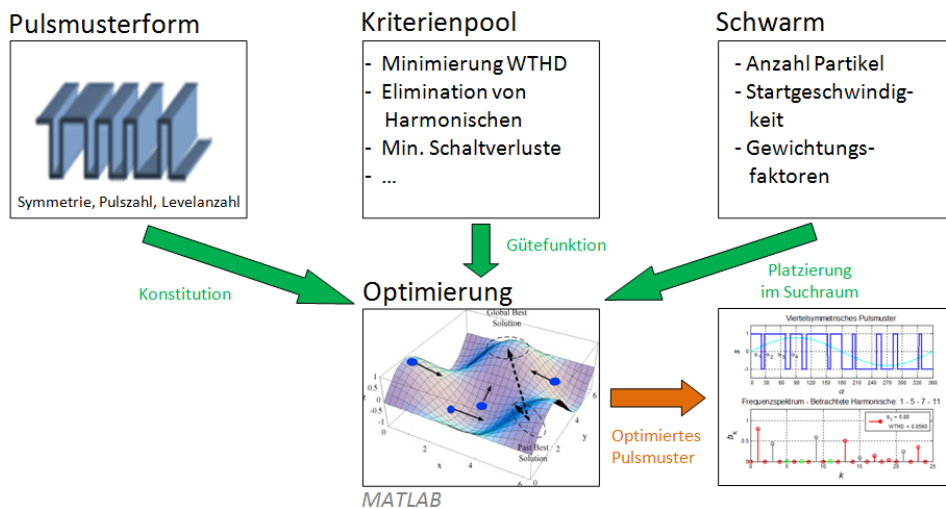


Abbildung 2.1.4: Konfiguration von Pulsmusterform, Gütefunktion und Schwarm zur iterativen Optimierung eines Pulsmusters

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 7 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------

Der Algorithmus wurde noch dahingehend erweitert, dass auch ganze Schaltwinkelkennliniensätze im Aussteuerungsintervall $[0,1; 1,2]$ erzeugt werden können. Die Rasterung erfolgte dabei in 0,05-Schritten. Die folgenden Abbildungen zeigen eine Auswahl an Pulsmustern, die auch am Laststand eingesetzt wurden:

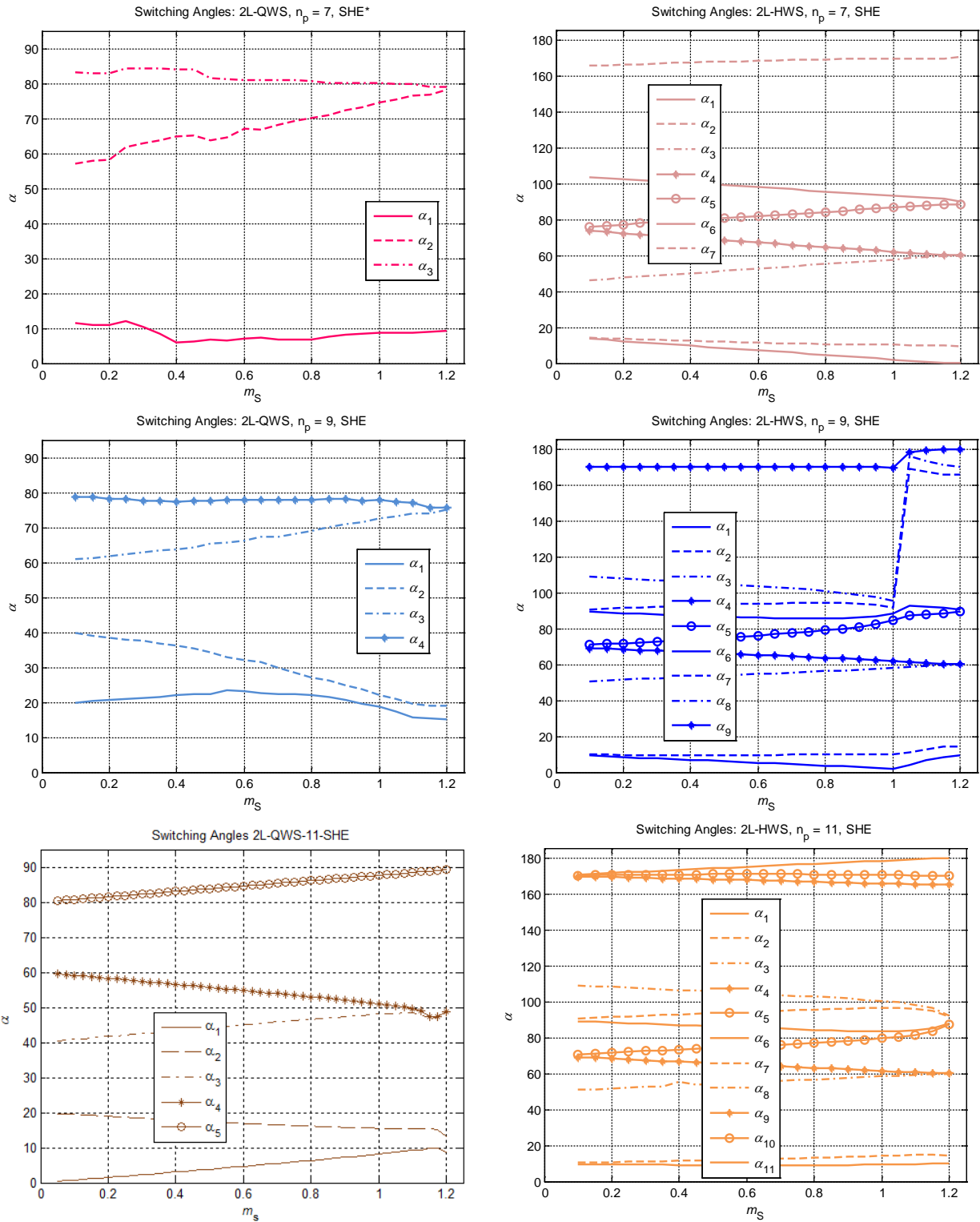


Abbildung 2.1.5: Viertel- (links) und halbschwingungssymmetrische Pulsmuster (rechts) verschiedener Pulszahlen für das Optimierungskriterium SHE (Selective Harmonic Elimination)

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 8 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------

Modulator [AP2.2, AP3.2]

Die erhaltenen Schaltwinkelkennlinien wurden im nächsten Schritt in Simulink in Form von Tabellen eingefügt und ein Modulator mit entsprechender Schaltlogik aufgebaut. Für die Synchronisation der PWM mit der Spannungsgrundschiwingung musste noch eine Synchronisationsstruktur erarbeitet werden. In Zusammenarbeit mit dem Projektpartner entstand die in Abbildung 2.1.6 dargestellte Struktur:

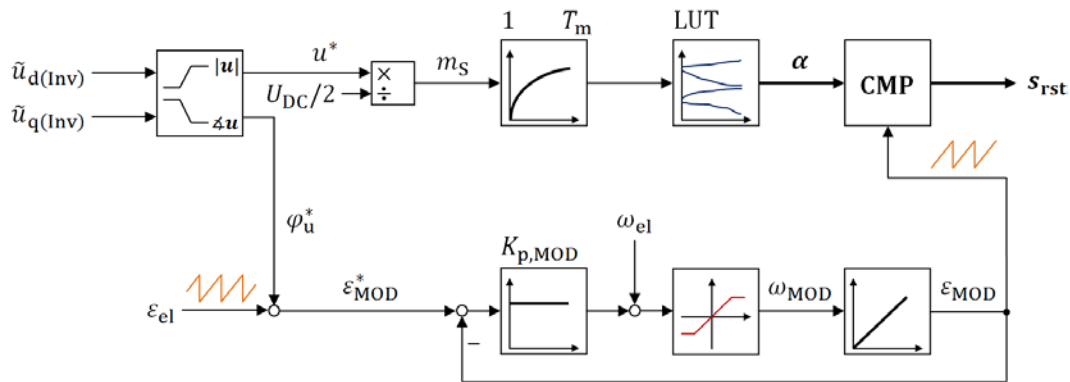


Abbildung 2.1.6: Modulatorstruktur zur synchronen Ausgabe offline-optimierter Pulsmuster in allen drei Phasen

Im Block LUT liegen die hinterlegten offline-optimierten Pulsmusterkennlinien. Die Ausgabe der Schaltwinkel ist dabei abhängig vom Aussteuerungsgrad m_s . Dieser ergibt sich aus der Länge des Stellspannungsraumzeigers \tilde{u}_{dq} dividiert durch die halbe Zwischenkreisspannung. Im unteren Pfad wird der Anstellwinkel des Spannungsraumzeigers zum elektrischen Rotorwinkel ε_{el} hinzuaddiert. Der daraus resultierende Modulatorwinkel e_{MOD}^* wird dann von einer Regelung kontinuierlich so eingestellt, dass die Pulsmuster synchron zur Spannungsgrundschiwingung verlaufen. Die aktuellen Schaltwinkel werden abschließend noch mit dem Modulatorwinkel verglichen. Überstreicht das sägezahnförmige Signal einen der anliegenden Winkelwerte, so wird das Schaltsignal der betroffenen Phase invertiert. Die oben gezeigte Struktur wurde inklusive eines Stabilitätsnachweises in [MPKB16] publiziert.

Modellbasierte Regelstruktur [AP2.2, AP3.7]

Die relativ große Glättungszeitkonstante T_m in der Größenordnung einiger Millisekunden sowie die in etwa gleich große Glättungszeitkonstante T_i im Rückführpfad tragen dazu bei, dass die feldorientierte Reglerstruktur zu keinen stabilen Ergebnissen mehr führt. Die großen Zeitkonstanten sind notwendig, um sowohl den Aussteuerungsgrad im Vorwärtspfad als auch die gemessenen und dq -transformierten Motorströme im Rückwärtspfad des Regelkreises zu glätten. Daher musste nach einer alternativen Reglerstruktur gesucht werden. Die Idee bestand darin, ein nichtverkoppeltes Modell der PM-Synchronmaschine zu regeln. Auf diese Weise können die zugehörigen Modellströme rasch und stabilitätsunkritisch von zwei feldorientierten PI-Reglern eingestellt werden. Den erzeugten Stellspannungen werden anschließend noch die induzierten Gegenspannungen addiert, bevor diese dann an den Modulator weitergeleitet werden. Über einen Korrekturpfad werden Modell- und Motorströme verglichen, die Differenz integriert und in das geregelte und nichtverkoppelte Motormodell eingespeist. Die modellbasierte Reglerstruktur besitzt grundsätzlich steuernden Charakter. Die Regelschleife schließt sich über den korrigierenden Rückführzweig. Die mit dem Projektpartner erarbeitete Struktur eignet sich auch für Antriebssysteme mit LC-Filter. Hier kann die relativ komplexe LCL-Strecke durch eine geschickte Umrechnung auf eine L-Strecke, die der der PMSM stark ähnelt, zurückgeführt werden. Der Unterschied zur reinen PMSM-Regelung ist aber, dass die Reglerparameter, die bequem nach dem Betragsoptimum eingestellt werden können, nun drehzahlabhängig sind und daher im

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	9 von 33

laufenden Betrieb kontinuierlich nachgeführt werden müssen. Die folgende Abbildung zeigt die modellbasierte Reglerstruktur mit angekoppelten Elementen, die die PMSM, den Modulator sowie die Stromglättung repräsentieren:

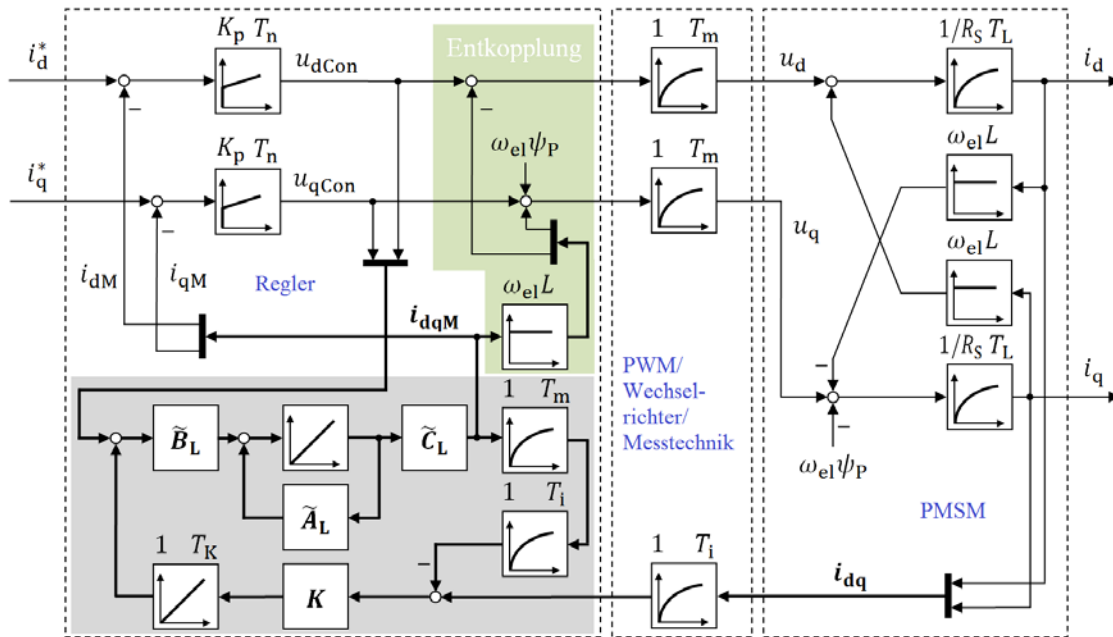


Abbildung 2.1.7: Modellbasierter Stromregler für den Betrieb des Antriebssystems mit optimierten Pulsmustern

Stabilitätsanalysen haben gezeigt, dass der geschlossene Regelkreis für eine sinnvolle Parameterwahl, wie beispielsweise nach dem Betragsoptimum, stabil ist. Jedoch ist bei niedrigen Drehzahlen eine schwache Dämpfung, verbunden mit einer reduzierten Eigenkreisfrequenz zu beobachten. Beide Größen nehmen mit der Zeitkonstante T_K zu, sodass diese solange erhöht werden muss, bis sich ein zufriedenstellendes Einschwingverhalten einstellt. Diese Beschreibung gilt aber nur für die vom Permanentmagnetfluss auf die Ausgangsströme i_d und i_q wirkenden Übertragungsfunktionen. Die reinen Führungsübertragungsfunktionen selbst sind im Idealfall nicht und bei einer Abweichung zwischen Strecken- und Modellparameter leicht drehzahlabhängig. Die folgenden Verläufe zeigen die Sprungantworten der Motorströme i_{dq} für einmal ohne und einmal mit LC-Filter in der Regelstrecke:

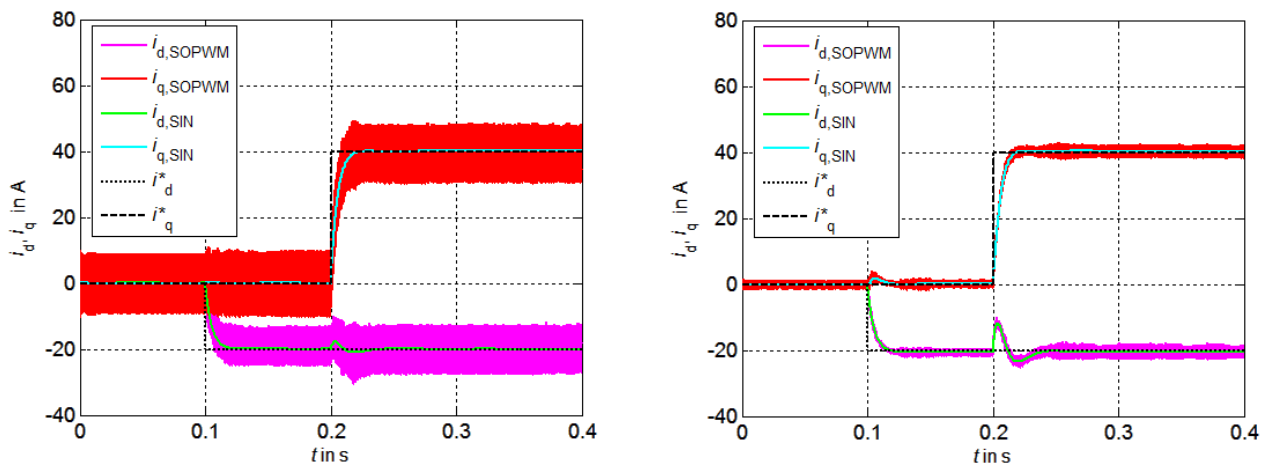


Abbildung 2.1.8: Sprungantworten des geregelten Systems ohne (links) und mit LC-Filter in der Regelstrecke (rechts)

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 10 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Die stationären Stromverläufe und Pulsmuster sehen für die beiden Antriebskonfigurationen wie folgt aus:

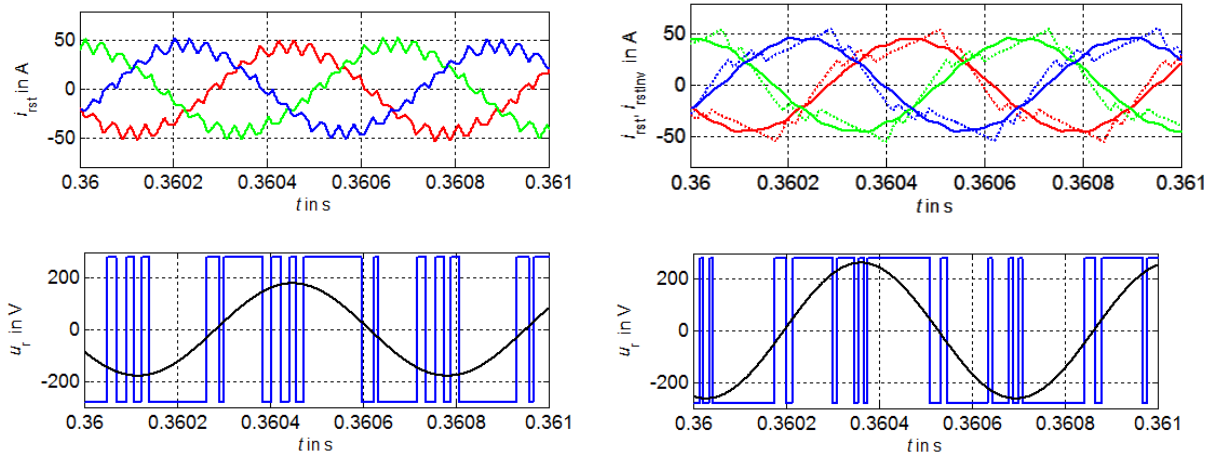


Abbildung 2.1.9: Motorströme mit phasenbezogenem Pulsmuster ohne LC-Filter (links) sowie Motor- (gepunktet) und Wechselrichter Ausgangsströme (durchgezogen) mit phasenbezogenem Pulsmuster und verwendetem LC-Filter (rechts)

Wie man erkennt, muss der Regler bei der Präsenz eines LC-Filters eine wesentlich höhere Spannung stellen, um denselben Arbeitspunkt zu erreichen. Sinusfilter in der Regelstrecke haben neben ihrer ordnungserhöhenden Wirkung somit auch den Nachteil, dass der Antriebsregler wesentlich schneller die Spannungsgrenze erreicht. Die erarbeitete modellbasierte Reglerstruktur wurde in [PMB17] publiziert.

Erste Testversuche beim Projektpartner haben gezeigt, dass sich die vorgestellte Reglerstruktur auch für PM-Synchronmaschinen mit zwei Wicklungssystemen, die entsprechend auch mit zwei Wechselrichtern gespeist werden, geeignet zu sein scheint. Die Reglerstruktur muss hierfür nur marginal geändert werden, dass der Winkelversatz zwischen den beiden Statorwicklungen Berücksichtigung findet.

Wechselrichter-Verlustmanagement [AP3.6]

Der Betrieb des Antriebssystems mit vorgefertigten Pulsmustern scheint zumindest für den nominellen Betriebsfall ausreichend zu sein. Eine elegantere und flexiblere Lösung wäre es jedoch, wenn sich das Pulsmuster abhängig vom Wunschkriterium des Benutzers und dem aktuellen Betriebszustand von Maschine und Wechselrichter kontinuierlich anpassen könnte. Auf diese Weise würde sich immer das maximal beste Ergebnis einstellen. Abbildung 2.1.10 zeigt die grundsätzliche Idee eines gemanagten Antriebs:

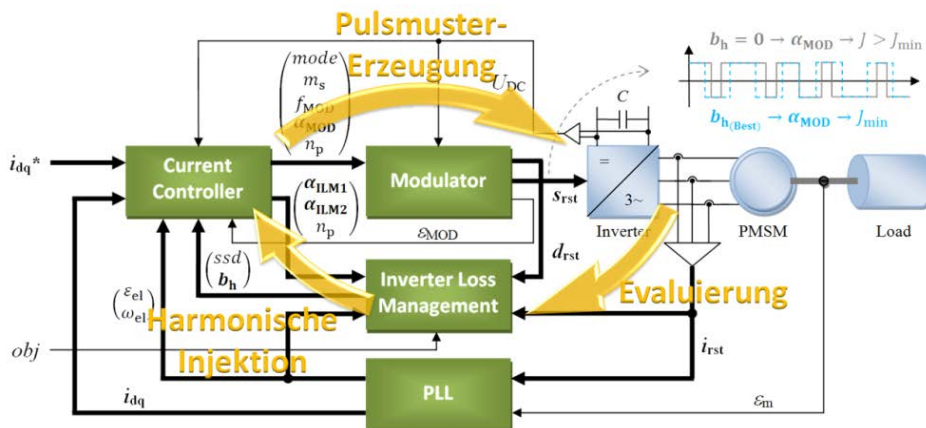


Abbildung 2.1.10: Konzept des Wechselrichter-Verlustmanagements

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 11 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Die aktuellen Größen im System, die entweder durch Messung oder Schätzung gewonnen werden, werden fortlaufend überwacht. Für eine detaillierte Funktionsbeschreibung wird zunächst noch ein Blick in den Block „Inverter Loss Management“ geworfen:

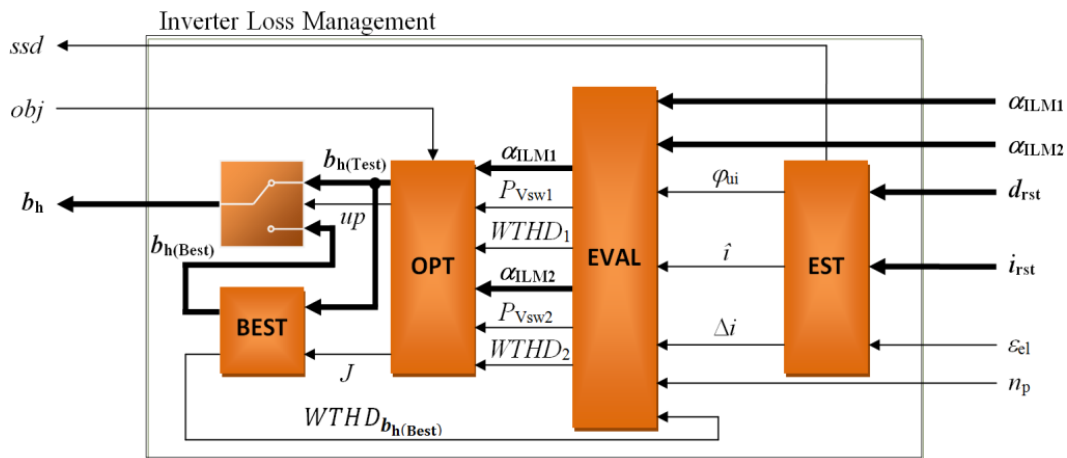


Abbildung 2.1.11: Schätzfunktionen (EST), Evaluierungsfunktionen (EVAL) und Optimierungsalgorithmus (OPT) zur Auffindung und Speicherung desjenigen Pulsamusters, das ein vorgegebenes Kriterium am besten erfüllt.

In diesem Block befinden sich mehrere Einzelfunktionen. Kernstück ist dabei der Optimierungsalgorithmus (OPT), der zu Beginn das Wunschkriterium (obj) erhält. Im ersten Schritt platziert der Algorithmus bis zu vier Punkte im Suchraum, wobei jeder gesetzte Punkt mit einem Oberschwingungskoeffizientenvektor $b_{h(Test)}$ korrespondiert. Dieser Vektor wird an den Stromregler (Current Controller) weitergeleitet, wo sich das Berechnungsverfahren zur Ermittlung der zugehörigen Schaltwinkelvektoren befindet. Das trigono-metrische Gleichungssystem besitzt in der Regel zwei gültige Lösungen, sodass die Winkelvektoren α_{ILM1} und α_{ILM2} im nächsten Takt an das Verlustmanagement übergeben werden. Dort findet eine Evaluation (EVAL) der beiden Pulsamuster statt. Über eine Schätzroutine (EST) werden der Scheitelwert \hat{i} sowie die Stromschwankungsbreite Δi der Phasenströme sowie der Phasenverschiebungswinkel φ_{ui} ermittelt und an die Evaluation weitergeleitet. In dieser werden dann die Spannungsverzerrung in Form des WTHD-Wertes (WTHD, Weighted Total Harmonic Distortion) sowie die qualitativen Schaltverluste an die Optimierung zurückübermittelt. In dieser wiederum findet dann die Auswertung der kriterienspezifischen Gütefunktion statt. Unterschreitet J den aktuell besten und im Block „BEST“ gespeicherten Wert, so wird dieser zusammen mit dem Oberschwingungskoeffizientenvektor sowie der Lösungsnummer (erster oder zweiter Schaltwinkelvektor) dort gespeichert. Nach jeweils 100 Reglertakten wird der beste Koeffizientenvektor $b_{h(Best)}$ an den Stromregler übermittelt, wo dieser eingespeichert und zur Ermittlung des Pulsamusters, das dann letztlich an den Modulator geleitet wird, Verwendung findet. Die Optimierung ist damit ein Endlosprozess, da diese keinen Endpunkt erreicht, sondern stets versucht, ein noch besseres Ergebnis zu erzielen. Somit muss beim Wechsel des Kriteriums keine Neuoptimierung angestoßen werden. Lediglich der beste Funktionalwert muss bei einem Kriterienwechsel auf einen hohen Wert zurückgesetzt und die Gütefunktion an das neue Kriterium angepasst werden.

Im Folgenden wird noch das Ergebnis einer Optimierung gezeigt. Das Kriterium „Minimierung der Schaltverluste“ wird zu Beginn der Simulation vorgegeben. Der Prozess startet zunächst immer mit der synchronisierten Sinus-Dreieck-PWM (STPWM) und wechselt dann auf die offline-optimierte PWM (hier: SHEPWM), sobald der stationäre Zustand erkannt worden ist. Kurze Zeit später liegt bereits ein erstes

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	12 von 33

Suchergebnis der Optimierung vor, sodass auf die SOBPWM (synchronized objective-based pulse width modulation) gewechselt wird. Nach wiederum etwa 0,06 s wird auf ein Pulsmuster gewechselt, das an die Flat-Top Modulation erinnert und eine Absenkung der Schaltverluste von ursprünglichen 289 W auf 195 W unter Beibehaltung der Schaltfrequenz herbeiführt, was einer Reduktion um etwa 30% entspricht. Abbildung 2.1.12 zeigt die zugehörigen Verläufe mit der zeitgleich im Hintergrund abgelaufenen Optimierung:

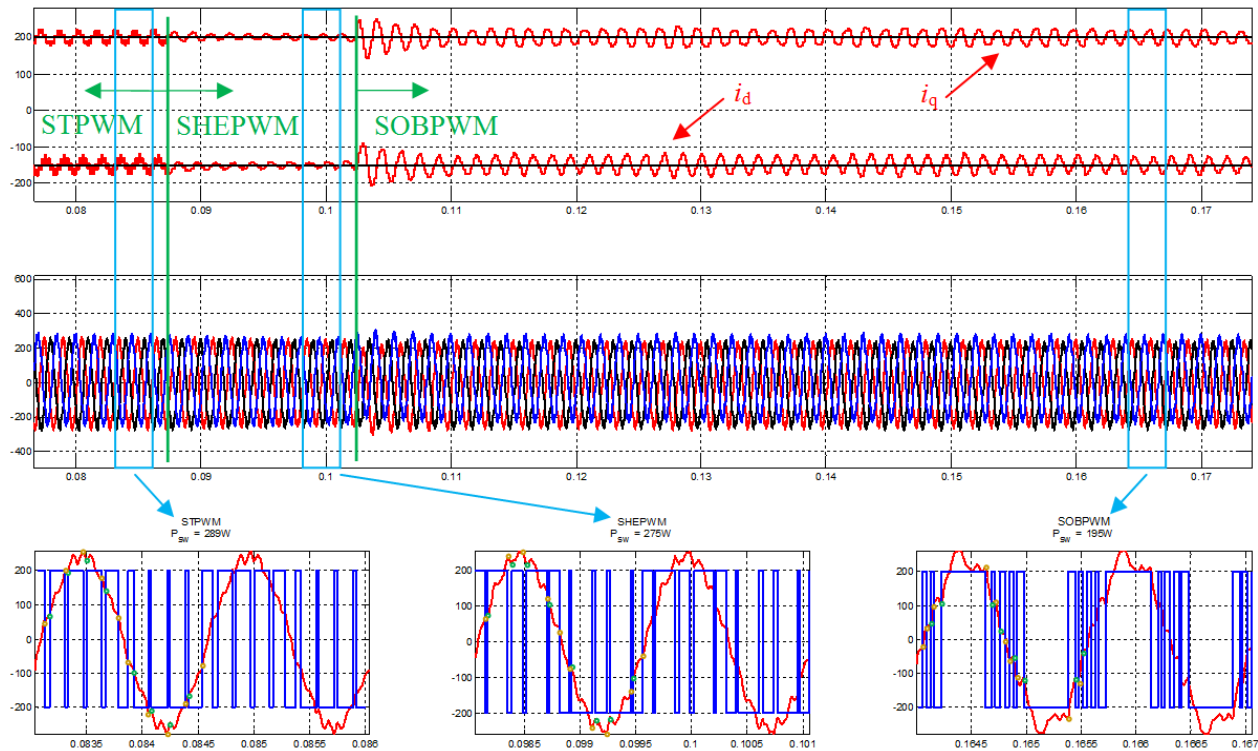


Abbildung 2.1.12: Auffinden des schaltverlustärmsten Pulsmusters nach einem etwa 0,06 s dauernden Suchprozess

Da es sich hier um ein Simulationsergebnis handelt, sind diese Werte natürlich mit Vorsicht zu genießen. Jedoch zeigt dieses Ergebnis das Potential auf, das mit einem derartigen Antriebs-Management gehoben werden kann. Eine Realisierung der Managementfunktionen auf der Zielhardware konnte aufgrund der zu hohen Ressourcenbindung leider nicht erfolgen. Das Konzept des Wechselrichter-Verlustmanagements wurde in [PSBM16] veröffentlicht.

Ausführlichere Beschreibungen zu Streckenmodellierung, Pulsmusteroptimierung, Reglerentwurf, Modulator und Verlustmanagement finden sich in den Zwischenberichten für 2014, 2015 und 2016.

2.2. Co-Simulation – Tiefergehende Analyse des Gesamtsystems

Für die detaillierte Analyse des Gesamtsystems (bestehend aus Motor-, Regelungs- und Umrichtermodell) ist es notwendig, alle Einzelkomponenten miteinander zu verknüpfen. Um einen reibungslosen Ablauf dieser verkoppelten, ressourcenintensiven Simulation zu gewährleisten, ist es erforderlich, die Einzelkomponenten über definierte Schnittstellen miteinander zu verbinden. Diese Vorgehensweise ermöglicht das problemlose Austauschen einzelner Bestandteile. Einflussanalysen (z.B. verschiedene Regelstrategien,

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	13 von 33

Wechselrichtertopologien, unterschiedliche Motormodelle) und deren gegenseitige Beeinflussung sind somit ohne größeren Anpassungsaufwand der Co-Simulationsstruktur möglich.

Co-Simulation mit Sinus-Dreieck Pulsweitenmodulation [AP2.3, AP3.1]

Für einen festen Arbeitspunkt und einer Drehzahl von 54.000/min (Grundschwingungsfrequenz 1800 Hz) wurde eine Co-Simulation mit Dreieck-Pulsweitenmodulation durchgeführt. Die Anzahl der Magnetsegmente wurde hierbei variiert und die resultierenden Wirbelstromverluste bei verschiedenen Schaltfrequenzen verglichen. Um die Simulationsergebnisse zu validieren, wurde ebenfalls ein Vergleich mit einem analytischen Ansatz [MBF+12] durchgeführt.

Schaltfrequenz	Pulszahl	Magnetsegmente	Magnetverluste	Magnetverluste	Differenz
			2D FEA	analytisch	
21,6 kHz	12	n = 1	187,6 W	170,1 W	9,4 %
		n = 2	262,1 W	261,7 W	0,2 %
		n = 4	194,2 W	183,3 W	5,6 %
		n = 8	75,7 W	62,4 W	17,5 %
27,0 kHz	15	n = 1	130,4 W	133,4 W	2,3 %
		n = 2	209,3 W	202,7 W	3,2 %
		n = 4	176,2 W	161,0 W	8,6 %
		n = 8	74,3 W	58,5 W	21,2 %
30,6 kHz	17	n = 1	108,0 W	117,7 W	8,2 %
		n = 2	181,6 W	184,5 W	1,6 %
		n = 4	162,3 W	158,4 W	2,4 %
		n = 8	71,3 W	53,9 W	32,3 %
32,4 kHz	18	n = 1	105,1 W	110,9 W	5,5 %
		n = 2	171,5 W	170,4 W	0,7 %
		n = 4	157,3 W	156,9 W	0,3 %
		n = 8	70,2 W	60,4 W	13,9 %
34,2 kHz	19	n = 1	91,9 W	98,9 W	7,6 %
		n = 2	162,8 W	160,6 W	1,3 %
		n = 4	151,7 W	150,9 W	0,5 %
		n = 8	69,3 W	60,0 W	11,0 %
37,8 kHz	21	n = 1	79,2 W	81,1 W	2,4 %
		n = 2	143,1 W	138,8 W	3,0 %
		n = 4	141,7 W	140,9 W	0,6 %
		n = 8	67,5 W	59,8 W	12,9 %

Die Ergebnisse der Co-Simulation und des analytischen Ansatzes [MBF+12] weisen eine hohe Übereinstimmung auf. Lediglich für eine hohe Anzahl an Magnetsegmenten beträgt die Abweichung bis zu 32,9%. Dieses lässt sich durch die große Verzerrung der induzierten Wirbelströme und das starke Reaktionsfeld erklären, die im analytischen Ansatz nicht mehr genau abgebildet werden können. Für geringe Segmentierungen liegt die Abweichung jedoch stets unter 10%.

Eine weitere Erkenntnis dieser Untersuchung liegt darin, dass eine Segmentierung des Magneten nicht zwangsläufig zu einer Reduzierung der Wirbelstromverluste in den Magneten führt. Bei den hohen Grundschwingungsfrequenzen führte eine Segmentierung in diesem Fall zu einer Erhöhung der Verluste um bis zu

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 14 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

100%. Zusätzlich resultiert mit steigender Schaltfrequenz eine Verschiebung der Wirbelstromverlustamplitude hin zu einer größeren Anzahl an Magnetsegmenten. Dies bedeutet, dass je höher die Schaltfrequenz gewählt wird, desto mehr Magnetsegmente erforderlich sind, um eine Reduzierung der Verluste (bezogen auf den nichtsegmentierten Fall) zu erzielen.

Verlustoptimierung des Motors durch rotorseitige Schirmung [AP3.6]

Wie im vorangehenden Abschnitt ersichtlich ist, erfolgt bei schnell drehenden Antrieben eine rotorseitige Verlustreduzierung erst bei einer hohen Anzahl an Magnetsegmenten. Dies geht allerdings auch mit einem erhöhten fertigungstechnischen Aufwand einher. Eine weitere Möglichkeit, die rotorseitigen Verluste zu verringern, besteht in der Aufbringung eines elektrisch leitfähigen Schirms auf der Rotoroberfläche bzw. auf der Magnetoberfläche. Dieser Schirm vermindert aufgrund des Skin-Effekts die Ausbildung induzierter Wirbelströme in den Magneten. Ist die Leitfähigkeit des Schirms größer als die der Magnete, sinken die Gesamtverluste. Da die Grundschwingungsfrequenz, in Bezug zu den auftretenden Harmonischen, relativ gering ist (die Eindringtiefe ist entsprechend groß), wird die drehmomentbildende Grundschwingungskomponente kaum durch den Schirm beeinflusst. Es muss jedoch beachtet werden, dass hierbei die Feldoberwellen im Luftspalt Wirbelströme im Rotor schirm induzieren und einen Wirbelstromverlust im Rotor erzeugen. Die asynchronen Oberschwingungsfelder werden hingegen im günstigsten Fall vom Schirm komplett abgeschirmt, sodass diese nicht den Magneten erreichen.

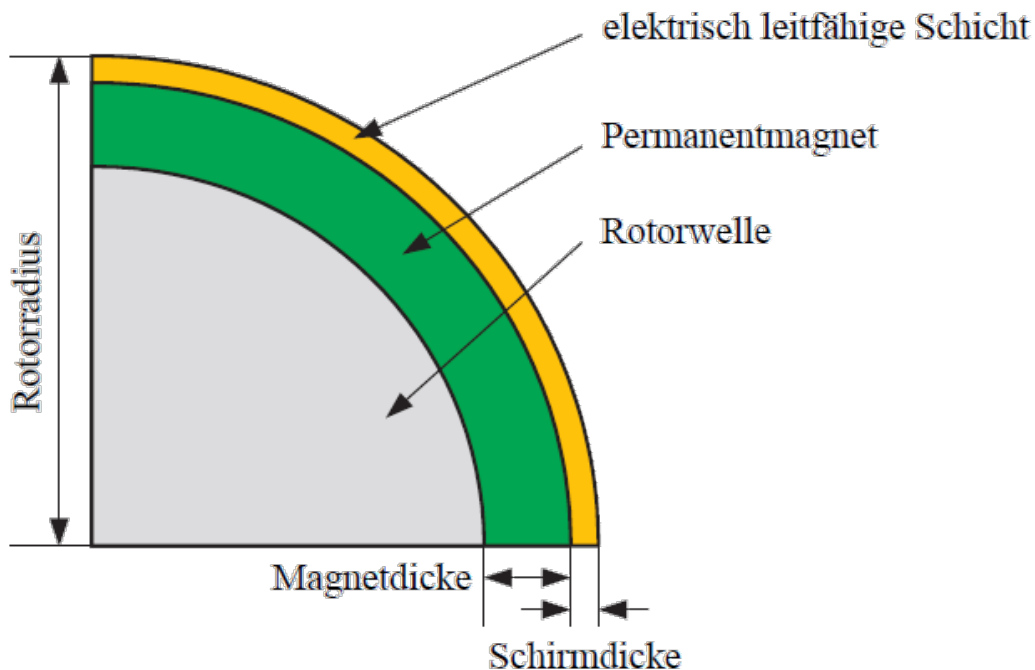


Abbildung 2.2.1: Magnetschirmung durch elektrisch leitfähige Schicht

Die Penetrationstiefe δ der Oberschwingungsfelder ist frequenz- und materialabhängig und kann durch den Zusammenhang

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.1)$$

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	15 von 33

beschrieben werden. Durch die Abhängigkeit von der elektrischen Leitfähigkeit σ wird deutlich, dass ein möglichst gut leitfähiges Material für den Schirm zu verwenden ist, um eine geringe Penetrationstiefe der Oberschwingungsfelder zu erzielen. In Frage kommende Materialien sind unter anderem Kupfer oder Aluminium mit Leitfähigkeiten von $\sigma_{Cu} = 58 \text{ MS/m}$ bzw. $\sigma_{Al} = 36 \text{ MS/m}$.

Zur Beurteilung der Wirksamkeit wurden mehrere Oberschwingungsfrequenzen im gesteuerten Betrieb betrachtet. Hierbei wird lediglich die jeweilige Oberschwingung mit einer konstanten Amplitude eingepreßt. Die Dicke des Kupferschirms wurde in den Simulationen mit $d_{\text{Schirm}} = 0,5 \text{ mm}$ festgelegt.

Schirmmaterial	f_h	$P_{\text{eddy,Magnet}}$	$P_{\text{eddy,Schirm}}$	$P_{\text{eddy,gesamt}}$	Verluständerung	δ
kein Schirm	2,5 kHz	2,52 W	-	2,52 W	-	-
	5,0 kHz	8,80 W	-	8,80 W	-	-
	7,5 kHz	16,53 W	-	16,53 W	-	-
	10 kHz	24,24 W	-	24,24 W	-	-
	20 kHz	48,98 W	-	48,98 W	-	-
	30 kHz	67,51 W	-	67,51 W	-	-
	40 kHz	83,61 W	-	83,61 W	-	-
	50 kHz	98,32 W	-	98,32 W	-	-
Kupfer $\sigma_{Cu} = 58 \text{ MS/m}$ $d_{\text{Schirm}} = 0,5 \text{ mm}$	2,5 kHz	0,17 W	3,38 W	3,55 W	+40,87%	1,35 mm
	5,0 kHz	0,28 W	4,12 W	4,40 W	-50,00%	0,95 mm
	7,5 kHz	0,53 W	4,65 W	5,05 W	-69,45%	0,78 mm
	10 kHz	0,51 W	5,10 W	5,61 W	-76,86%	0,66 mm
	20 kHz	1,03 W	6,52 W	7,55 W	-85,59%	0,47 mm
	30 kHz	1,58 W	7,74 W	9,32 W	-86,19%	0,38 mm
	40 kHz	2,16 W	8,86 W	11,02 W	-86,82%	0,33 mm
	50 kHz	2,76 W	9,91 W	12,67 W	-87,11%	0,30 mm

Die Wirksamkeit konnte in den Simulationen aufgezeigt werden: Sollte die Penetrationstiefe gleich bzw. kleiner der Schirmdicke sein, resultiert eine rotorseitige Verlustminimierung von etwa 87%. In diesem Fall wird nahezu das gesamte Oberschwingungsfeld in der schirmenden Kupferschicht absorbiert und es resultiert nur noch ein sehr geringer Wirbelstromverlust im Permanentmagneten.

Sollte die von der Oberschwingungsfrequenz abhängende Penetrationstiefe hingegen deutlich größer sein als die Schirmdicke, durchdringen die Oberschwingungsfelder den Schirm nur mit einer geringen Dämpfung, was zu großen Wirbelstromverlusten im Schirm sowie im Magneten führt. Als Resultat folgt ein insgesamt rotorseitig erhöhter Wirbelstromverlust.

Bei der Verwendung einer Magnetschirmung ist demnach ratsam, das Pulsmuster so zu wählen, dass die verbleibenden Oberschwingungen möglichst hochfrequent sind (Auslöschung der niederfrequenten Harmonischen), damit eine geringe Penetrationstiefe und eine möglichst hohe Dämpfung der harmonischen Feldkomponenten resultiert. Die Schirmdicke kann dann entsprechend gering ausgelegt werden, was der Fertigung dienlich sein sollte.

Auswirkungen des Schirms auf das dynamische Verhalten [AP3.1, AP3.2, AP3.6]

Der aufgebrachte, elektrisch leitfähige Schirm ermöglicht eine drastische Reduzierung der gesamten rotorseitigen Wirbelstromverluste. Hierbei wurden bislang jedoch nur die Auswirkungen im gesteuerten

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 16 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Betrieb untersucht. Co-Simulationen mit verschiedenen Konfigurationen sollen die Auswirkungen auf das dynamische Verhalten unter Einbeziehung der Regelung aufzeigen.

Folgende Konfigurationen wurden untersucht:

- Regelverfahren: Optimierte Pulsmuster und feldorientierte Regelung
- Drehzahlen: 26.666/min und 53.333/min
- Umrichtertopologie: 2-Level (2-Punkt-Wechselrichter) und 3-Level (3-Punkt-Wechselrichter)
- Arbeitspunkt: $i_d = -100$ A und $i_q = 100$ A
- Motor:
 - ohne Filterinduktivität und ohne Rotorschirm
 - mit Filterinduktivität und ohne Rotorschirm
 - mit Filterinduktivität und mit Rotorschirm

Die Ergebnisse der Simulationen sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst.

Filter	Schirm	Umrichter	Drehzahl	Rotorverlust	Magnetverlust	Schirmverlust	Schaltfrequenz
-	-	2 Level	26.666 min ⁻¹	237,9 W	237,9 W	-	8 kHz
-	-	3 Level	26.666 min ⁻¹	140,4 W	140,4 W	-	8 kHz
-	-	3 Level	26.666 min ⁻¹	40,2 W	40,2 W	-	64 kHz
x	-	2 Level	26.666 min ⁻¹	30,5 W	30,5 W	-	8 kHz
x	-	3 Level	26.666 min ⁻¹	7,87 W	7,87 W	-	8 kHz
x	x	2 Level	26.666 min ⁻¹	10,4 W	0,06 W	10,3 W	8 kHz
x	x	3 Level	26.666 min ⁻¹	9,25 W	0,04 W	9,19 W	8 kHz
-	-	2 Level	53.333 min ⁻¹	348,6 W	348,6 W	-	8 kHz
-	-	3 Level	53.333 min ⁻¹	47,34 W	47,34 W	-	8 kHz
x	-	2 Level	53.333 min ⁻¹	17,62 W	17,62 W	-	8 kHz
x	-	3 Level	53.333 min ⁻¹	5,69 W	5,69 W	-	8 kHz
x	x	2 Level	53.333 min ⁻¹	12,49 W	0,05 W	12,44 W	8 kHz
x	x	3 Level	53.333 min ⁻¹	9,34 W	0,04 W	9,30 W	8 kHz

Bei Betrachtung der vorliegenden Simulationsergebnisse fällt auf, dass eine rotorseitige Schirmung nicht in allen Fällen zu einer Reduzierung der Verluste beiträgt. Sollte eine 2-Level Umrichtertopologie verwendet werden, erfolgt durch den rotorseitigen Schirm eine Reduzierung der Verluste. Bei einer 3-Level Topologie steigen die Verluste mit Rotorschirmung sogar an. Dieser Zusammenhang soll im Folgenden näher betrachtet werden.

Genauere Betrachtung der Verluste im 2-Level Betrieb

Neben der Grundschwingungskomponente (888 Hz) sind im 2-Level Betrieb noch vier harmonische Oberschwingungskomponenten (11.500 Hz, 15.100 Hz, 16.800 Hz und 20.400 Hz) im Stromspektrum enthalten. Diese werden in individuellen Simulationen hinsichtlich ihrer Verlustleistung im Rotor untersucht. Die Linearität des Motors ermöglicht hierbei eine Superposition sowie eine individuelle Betrachtung der Verluste der einzelnen Frequenzanteile.

Die nachfolgenden Abbildungen verdeutlichen die jeweiligen Verlustanteile eines Rotors ohne sowie mit Rotorschirm:

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 17 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

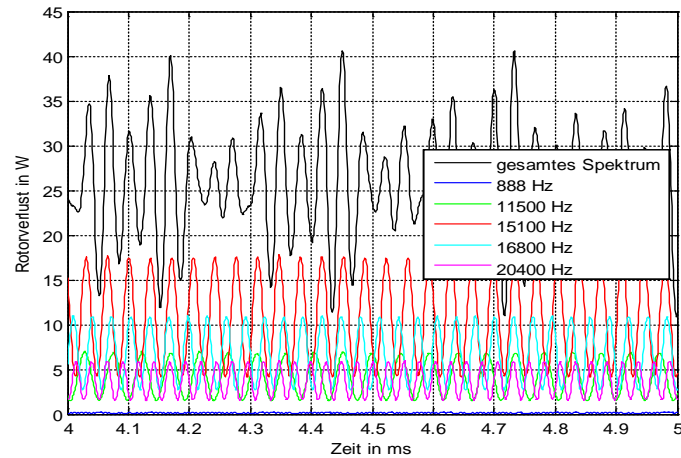


Abbildung 2.2.2: Darstellung der Rotorverluste bei Rotor ohne Schirmung und 2-Level Umrichter

Die einzelnen durchschnittlichen Verlustleistungen betragen 0,133 W (888 Hz), 4,17 W (11,5 kHz), 10,85 W (15,1 kHz), 6,8 W (16,8 kHz) und 3,7 W (20,4 kHz). Die Grundschwingungskomponente trägt, wie zu erwarten war, kaum zu einem nennenswerten Beitrag zu den Gesamtverlusten von 26,09 W bei. Das gleiche Spektrum wurde auch bei einem Motor mit Rotorschirmung eingepreßt:

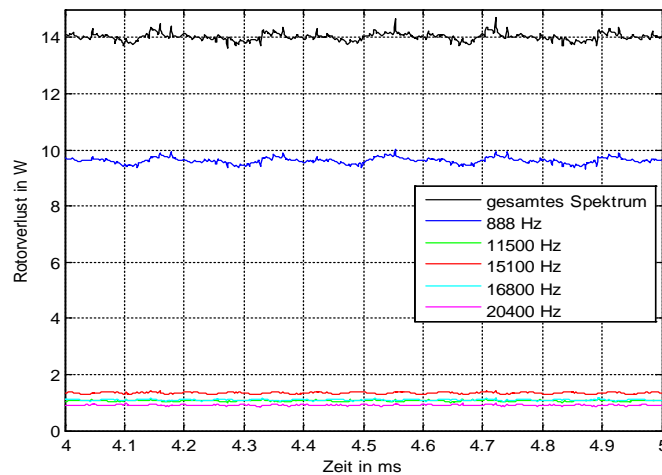


Abbildung 2.2.3: Darstellung der Rotorverluste bei Rotor mit Schirmung und 2-Level Umrichter

Deutlich zu erkennen ist, dass hier der größte Anteil der Rotorverluste (9,62 W) durch die Grundschwingungskomponente bzw. durch das Hauptfeld hervorgerufen wird. Die nicht perfekt sinusförmige Stromoberwelle des Hauptfelds (vgl. Abbildung 2.2.6) verursacht im Schirm einen hohen Wirbelstrom. Hingegen werden die Verluste der Oberschwingungen durch den Schirm deutlich reduziert.

Zwar steigt der Verlustanteil der Grundschwingungskomponente im Rotor mit Schirm deutlich an, jedoch werden sämtliche andere Verlustanteile stärker reduziert, sodass eine Verringerung der Gesamtverluste resultiert.

Frequenz (Amplitude)	888 Hz (141 A)	11.500 Hz (3,66 A)	15.100 Hz (5,04 A)	16.800 Hz (3,78 A)	20.400 Hz (2,54 A)	Gesamt
Ohne Schirm	0,1 W	4,2 W	10,9 W	6,8 W	3,7 W	25,7 W
Mit Schirm	9,6 W (+960 %)	1,1 W (-73,8 %)	1,4 W (-83,8 %)	1,1 W (-83,8 %)	0,9 W (-75,7 %)	14,1 W (-45,1 %)

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	18 von 33

Genauere Betrachtung der Verluste im 3-Level Betrieb

Um den Verlustanstieg mit der Rotorschirmung im 3-Level Betrieb weiter zu analysieren, wurde dieser Fall ebenfalls überprüft. Mit Hilfe des Spektrums der Co-Simulation wurden die zwei dominierenden Frequenzanteile (Grundschiwingung bei 888 Hz und harmonische Oberschwingung bei 11.500 Hz) individuell in einer transienten Simulation betrachtet. Die folgenden Abbildungen stellen die Verluste ohne und mit Rotorschirmung dar:

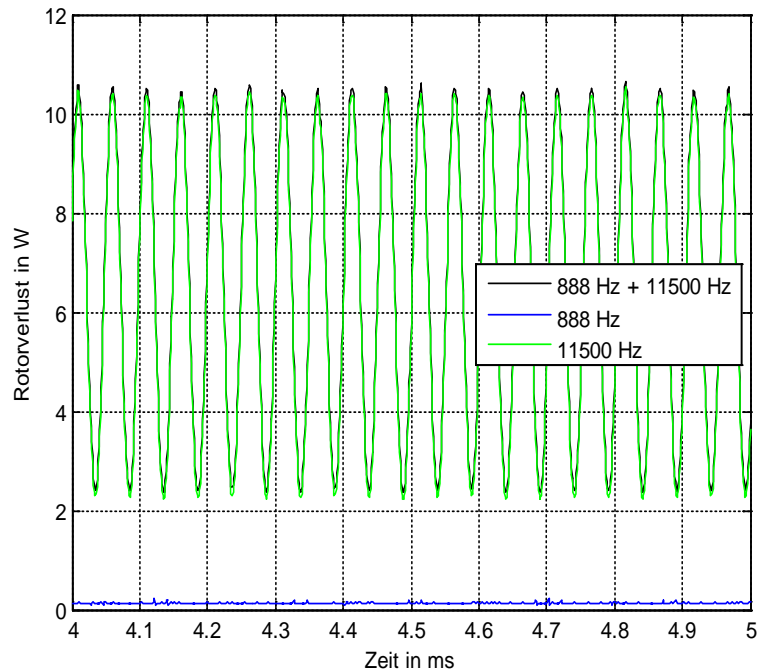


Abbildung 2.2.4: Darstellung der Rotorverluste bei Rotor ohne Schirmung und 3-Level Umrichter

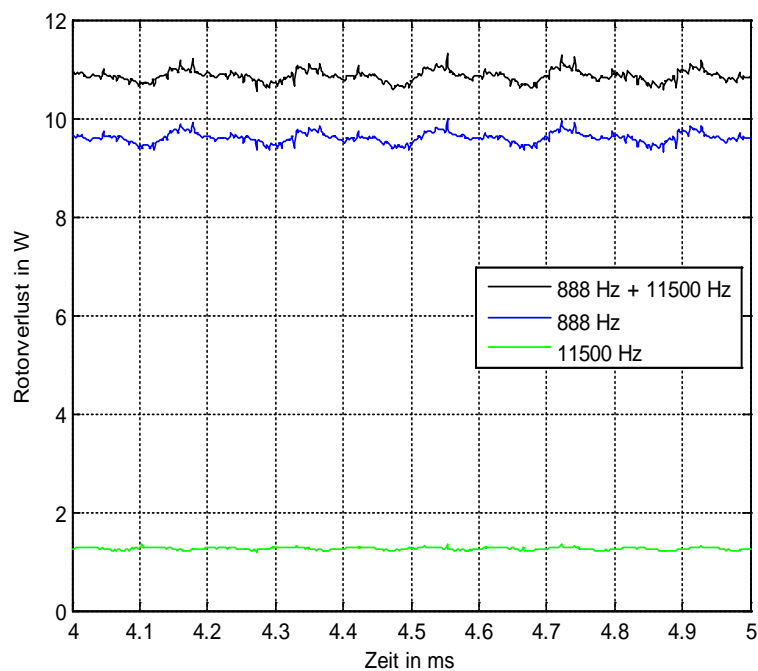


Abbildung 2.2.5: Darstellung der Rotorverluste bei Rotor mit Schirmung und 3-Level Umrichter

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	19 von 33

Die Unterschiede sind deutlich: Während der Verlusteintrag im Rotor ohne Schirmung hauptsächlich durch die harmonische Oberschwingung des Stroms erzeugt wird, sind der dominierende Verlusteintrag im Rotor mit Schirmung die Harmonischen der Luftspaltflussdichte. Durch die geringe Frequenz und die hohe Amplitude werden im Schirm große Wirbelströme induziert und verursachen somit große Verluste. Jedoch kann die Verlustleistung der Oberschwingung, wie erwartet, durch den rotorseitigen Schirm erheblich reduziert werden:

Frequenz (Amplitude)	888 Hz (141 A)	11.500 Hz (4,68 A)	Gesamt
Ohne Schirm	0,1 W	6,3 W	6,4 W
Mit Schirm	9,6 W (+960 %)	1,3 W (-79,4 %)	10,9 W (+70,3 %)

Die Wirksamkeit des Schirms kann demnach nur sichergestellt werden, falls mehrere harmonische Komponenten (mit möglichst hoher Frequenz) im Spektrum vorhanden sind. Sollten, wie im Falle eines 3-Level Umrichters, nur eine harmonische Komponente vorhanden sein, kann deren Verlustleistung nicht in dem Grad verringert werden, wie der Verlust der Grundschwingungskomponente im Schirm ansteigt.

Bei beiden Umrichtertopologien fällt auf, dass die Rotorverluste der Grundschwingung ansteigen, sofern ein Rotorschirm verwendet wird. Um diesen Zusammenhang genauer zu betrachten, wird zunächst die magnetische Flussdichte im Luftspalt betrachtet. Wie in der Abbildung deutlich wird, wird durch die rein sinusförmige Grundschwingung eine nicht-sinusförmige Flussdichte im Luftspalt erzeugt. Dies lässt sich durch die Konfiguration des Stators erklären: In Abbildung 2.2.6 ist deutlich der Einfluss der 9 Statornuten pro Pol ersichtlich.

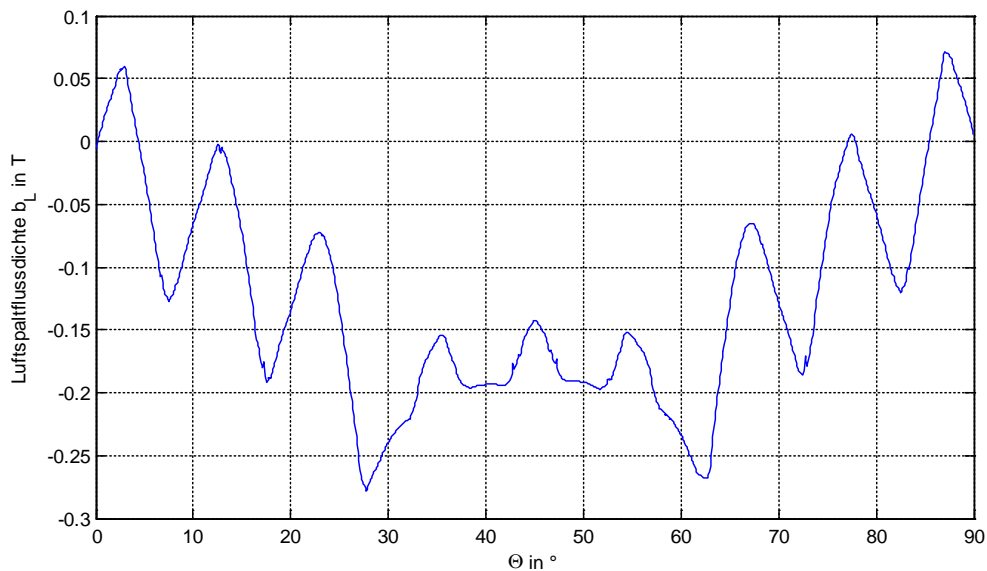


Abbildung 2.2.6: Flussdichteverlauf bei sinusförmiger Erregung (ohne Permanentmagnetfluss)

Die harmonischen Anteile der Flusswelle im Luftspalt bewirken einen induzierten Wirbelstrom im Magneten sowie im Rotorschirm. Durch die hohe elektrische Leitfähigkeit des Kupferschirms sowie die geringe Frequenz resultiert im Schirm auch bei sinusförmiger Speisung ein nicht unerheblicher Verlust.

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 20 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Beurteilung der Verluste bei einem feldorientierten Regelungsverfahren [AP 3.1, AP 3.6]

In einer weiteren Betrachtung wurde das Verlustverhalten bei einem alternativen Regelverfahren untersucht. Hier wurden sämtliche Arbeitspunkte bei verschiedenen Drehzahlen mit einer feldorientierten Regelung durchgeführt. Der Unterschied zu den optimierten Pulsmustern liegt in einem anderen resultierenden Spektrum. Die dominierenden Frequenzanteile werden durch die Schaltfrequenz sowie durch die Grundschiwingung festgelegt. Da diese im Bereich von 10 kHz bis 20 kHz liegen, ist eine große Verlustreduzierung mit der Rotorschirmung möglich. Um eine Vergleichbarkeit mit den vorangehenden Simulationen sicherzustellen, wird auch hier eine Filterinduktivität gleicher Größe (150 μH) verwendet. Der rotorseitige Schirm weist in diesen Untersuchungen eine Dicke von 0,5 mm auf. Die Simulationen wurden hierbei jedoch nur mit einer 2-Level Topologie durchgeführt. Die Simulationsergebnisse sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst.

Filter	Schirm	Umrichter	Drehzahl	Gesamter Rotorverlust	Magnetverlust	Schirmverlust
-	-	2 Level	26.666 min^{-1}	242,8 W	242,8 W	-
x	-	2 Level	26.666 min^{-1}	22,3 W	22,3 W	-
x	x	2 Level	26.666 min^{-1}	11,4 W	0,07 W	11,29 W
x	-	2 Level	53.333 min^{-1}	26,2 W	26,2 W	-
x	x	2 Level	53.333 min^{-1}	13,0 W	0,05 W	12,93 W

Der Vergleich der auftretenden Gesamtratorverluste zeigt die Wirksamkeit einer Rotorschirmung auch bei der feldorientierten Regelung auf. Bei beiden Regelverfahren konnte somit im 2-Level Betrieb eine deutliche Verringerung der gesamten Rotorverluste erzielt werden.

Für tieferegehende Informationen und Ausführungen zu Ergebnissen der Co-Simulation wird auch an dieser Stelle wieder auf die Zwischenberichte für 2014, 2015 und 2016 verwiesen.

2.3. HIL-Testumgebung – Test der Reglersoftware auf Zielhardware

Aufbau HIL-Testumgebung [AP4.1]

Die im Antrag vorgesehene Hardware-in-the-Loop (HIL) Testumgebung wurde im Juli 2015 bei der Firma dSPACE bestellt und ist nach einer Lieferverzögerung am 15.01.2016 angeliefert worden. Die für die Erstellung der Modelle benötigten Softwarepakete wurden installiert. Das Arbeitspaket 2.4 umfasste zusätzlich noch den Aufbau sowie die Kompilierung und die Übertragung des Streckenmodells auf das HIL-Testsystem. Abbildung 2.3.1 zeigt schematisch den Testaufbau:



Abbildung 2.3.1: Testaufbau, bestehend aus ServoOne-Board, Interface-Board (IB), Scalexio (HIL) und einem PC

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 21 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Die Versuchsanordnung setzt sich grundsätzlich aus einem ServoOne-Board, das vom Projektpartner LTI Motion GmbH zur Verfügung gestellt wurde und dem Scalexio (HIL) zusammen. Auf dem Prozessorboard ServoOne wird der Regelalgorithmus ausgeführt sowie die Pulsmuster generiert und in Form der Schaltsignale s_{abc} ausgegeben. Diese werden über eine selbst angefertigte Schnittstellenplatine an die konfigurierten Eingänge des Scalexio und damit an das darauf ausgeführte Antriebsmodell übergeben. Die daraus resultierenden Motorströme i_{abc} , der mechanische Winkel ε_m sowie die Zwischenkreisspannung U_{DC} werden über das Schnittstellenboard an das ServoOne-Board und damit an den Regler übertragen, womit sich der Regelkreis letztlich schließt.

Zum Aufspielen des Antriebsmodells, bestehend aus PMSM und Wechselrichter, wird die dSPACE Software ConfigurationDesk 5.4 verwendet. Für das Auslesen und das Darstellen relevanter Daten auf dem Bildschirm kommt die Software ControlDesk 5.5 zum Einsatz. Abbildung 2.3.2 zeigt die HIL-Testumgebung Scalexio mit darauf angeordneten Komponenten, wie Netzteile, ServoOne-Board und Schnittstellenplatine:

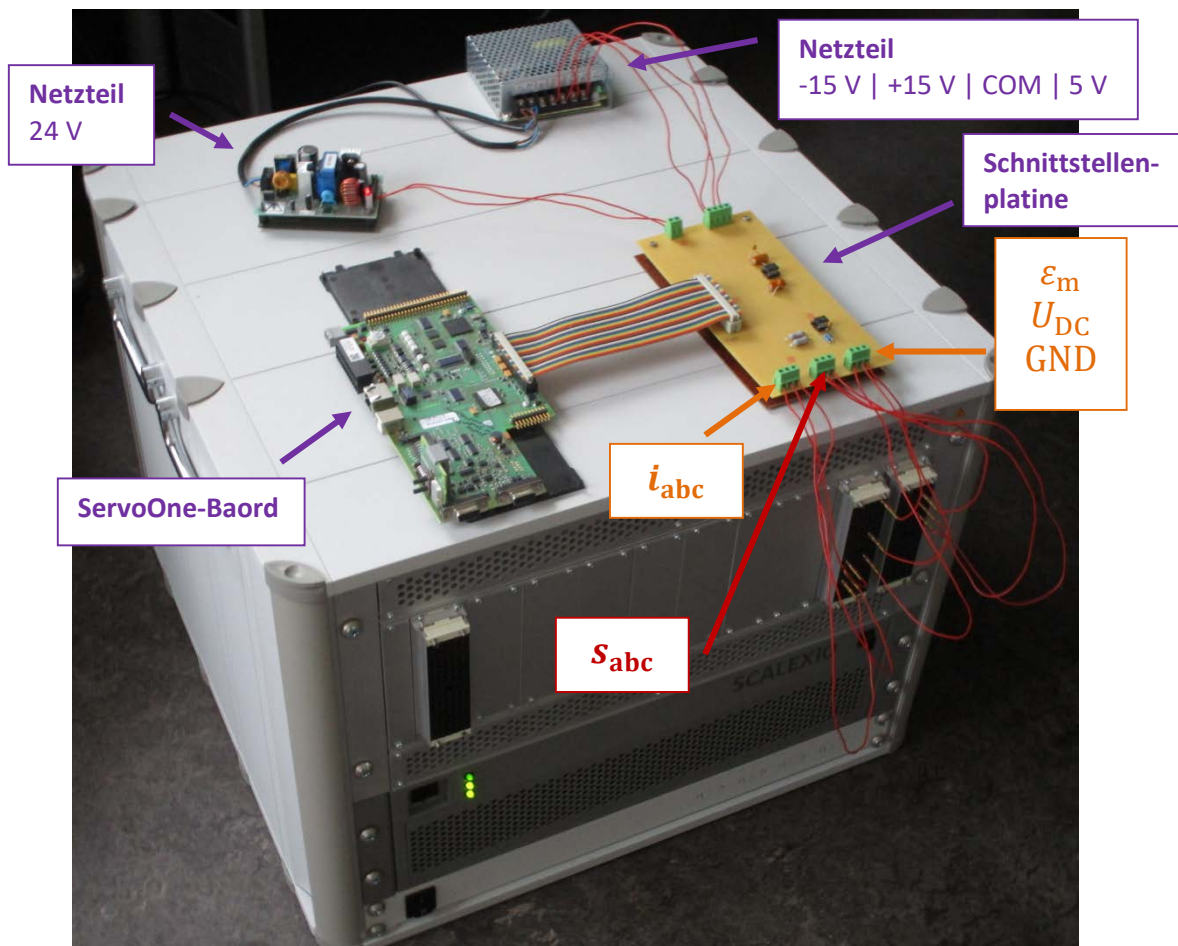


Abbildung 2.3.2: Scalexio mit darauf angeordneten und verdrahteten Netzteilen und Platinen

Die beiden Netzteile stellen die Gleichspannungen 24 V, -15 V, +15 V und 5 V bereit, die allesamt für den Betrieb des ServoOne-Boards benötigt werden. Das ServoOne-Board ist mit einem Flachbandkabel mit der Schnittstellenplatine verbunden. Hierüber erfolgen sowohl die Versorgung des Boards mit den verschiedenen Spannungsniveaus als auch der Datenaustausch. Am anderen Ende der Schnittstellenplatine führen jeweils drei Drähte zu den konfigurierten Ein- und Ausgängen des Scalexio. Über die ersten drei Drähte

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	22 von 33

werden die Motorströme vom Scalexio ausgelesen. Über das nächste Drahtbündel werden die Schaltsignale an den Scalexio und damit an das darauf ausgeführte Wechselrichtermodell übergeben und über das letzte Drahtbündel werden die Größen des mechanischen Winkels sowie die Zwischenkreisspannung bereitgestellt. Der dritte Draht des dritten Bündels ist auf ein gemeinsames Massepotential geführt.

Modelltransfer und Validation [AP4.2]

Nach dem vollständigen Aufbau wurde das Streckenmodell in MATLAB/Simulink zeitdiskretisiert, auf das HIL-Testsystem geladen und die Ein- und Ausgänge des Modells auf ausgewählte Input- und Output-Ports des Scalexio gelegt. Auf dem ServoOne-Board wird eine Soll Drehzahlrampe von 0 auf 27.000/min vorgegeben. Nachdem das Maschinenmodell diese Drehzahl stationär erreicht hat, wird über ControlDesk ein Last-Drehmoment von 44 Nm aufgeschaltet und das virtuelle Antriebssystem entsprechend belastet. Dieser Vorgang erfolgt ausschließlich mit der asynchronen Sinus-Dreieck-Modulation (STPWM), sprich mit dem konventionellen PWM-Verfahren. Im stationären Zustand erfolgt dann die Umschaltung von asyn-chroner STPWM auf die synchronisierte SOPWM. Hier wurde ein viertelschwingungssymmetrisches Puls-muster der Pulszahl 7, das zusammen mit dem Regler- und Modulatorcode auf dem ServoOne-Board imple-mentiert ist, gewählt. Abbildung 2.3.3 zeigt beispielhaft eine Aufzeichnung der vom Scalexio übertragenen und auf dem Bildschirm visualisierten Größen:



Abbildung 2.3.3: Graphische Oberfläche der Visualisierungssoftware ControlDesk mit dem Verlauf relevanter Daten aus dem Scalexio und einem harten Umschaltvorgang von STPWM auf SOPWM im stationären Zustand

Im oberen Scope wird die Drehzahl angezeigt, die sich um 27.000 Umdrehungen herum bewegt. Darunter werden der Motorstrom (grün), das Referenzsignal (blau), das Trägersignal (cyan) sowie das Pulsmuster (rot) der Phase a angezeigt. Das Pulsmuster vor dem Umschalten auf SOPWM kommt durch Vergleich des Referenzsignals mit dem Trägersignal zustande. Das Pulsmuster nach dem Umschaltvorgang wird durch Vergleich des Trägersignals (zwei Perioden pro Referenzsignalperiode) mit drei Schaltwinkeln, die abhängig vom Modulationsgrad von einer im Regler hinterlegten Schaltwinkelkennlinien-Tabelle ausgegeben werden, gewonnen. Beim Umschalten von STPWM auf SOPWM bricht die Amplitude des Phasenstroms zunächst ein, stabilisiert sich aber kurz darauf wieder relativ rasch.

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	23 von 33

2.4. Demonstrator – Validation und experimentelle Ergebnisse

Laststand

Der Laststand entstand beim Projektpartner LTI Motion GmbH. Dieser besteht im Wesentlichen aus der Prüflingsmaschine, einem 2-Level-Antriebswechselrichter, einem LC-Filter sowie einer Reglereinheit und diverser Messtechnik und Sensorik. Die PM-Synchronmaschine ist magnetgelagert ausgeführt. Für die Levitation der Maschine ist eine gesonderte Elektronik (ME) zuständig. Der Laststrang ist ähnlich aufgebaut. Auch dieser verfügt über einen Antriebswechselrichter, ein LC-Filter, eine Regeleinrichtung sowie benötigte Sensorik. Die Lastmaschine selbst sitzt auf der Welle der Prüflingsmaschine. Abbildung 2.4.1 zeigt den schematischen Aufbau des Laststands:

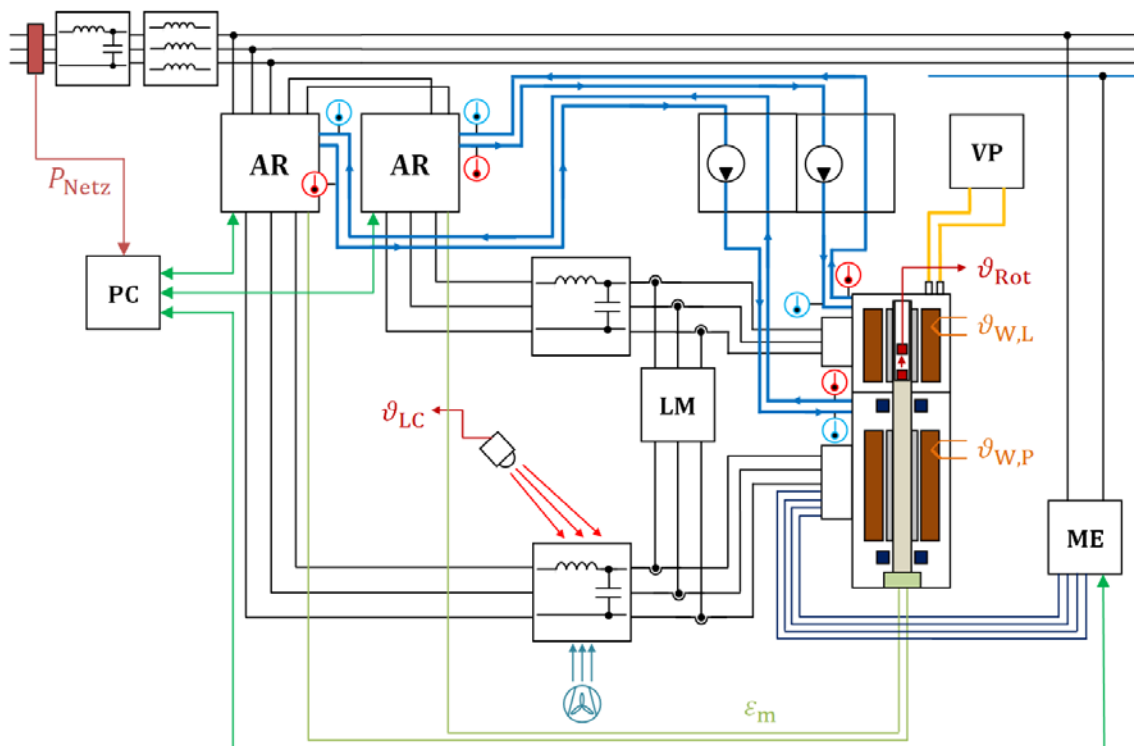


Abbildung 2.4.1: Prinzipbild des aufgebauten Laststands mit eingezeichneten Kühlkreisläufen

Sowohl der Prüflings- als auch der Laststrang werden von einer Wärmetauscherstation gekühlt. Dabei werden jeweils Maschine und Wechselrichter von einem Kühlkreislauf durchsetzt. Temperaturmessstellen am Ein- und Auslassventil von Maschine und Wechselrichter erlauben eine kalorimetrische Messung und damit eine akkurate Bestimmung der Verluste. Die Maschine wird zusätzlich von einer Vakuumpumpe (VP) gekühlt. Eine vollständige Evakuierung wurde nicht durchgeführt. Das prüflingsseitige LC-Filter wird mit einem Ventilator luftgekühlt. Die Filtertemperatur wird mit einer Wärmebildkamera erfasst. Weiterhin werden die Eingangsleistungen von Prüflingsmotor und Lastmotor von einem Leistungsmessgerät (LM) aufgezeichnet. Am Einspeisepunkt erfolgt ebenfalls eine Leistungsmessung. Aufgrund der Ringspeisung entspricht die Netzleistung der Gesamtverlustleistung. Die Rotortemperatur wird über eine Messschaltung, die auf der Hohlwelle aufgebracht wurde und Daten über eine Infrarotstrecke an einen Empfänger sendet, erfasst. Gesteuert wird die Anlage von einem PC aus. Auf diesem befindet sich die Drive Manager Software zur Ansteuerung der Prozessorboards in den beiden Antriebswechselrichtern (AR).

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	24 von 33

Verwendete Pulsmuster

Als Arbeitspunkt wurden die maximale Drehzahl von 27.000/min sowie das maximale Drehmoment von 44 Nm der Prüflingsmaschine gewählt. Für die Messungen standen zum einen die asynchrone Sinus-Dreieck-PWM (STPWM) und zum anderen die SOPWM zur Verfügung. Bei der konventionellen STPWM wurden die Schaltfrequenzen zu 8, 10 und 12 kHz gewählt. Abbildung 2.4.2 zeigt Oszilloskopaufnahmen der drei Pulsmuster im angefahrenen Arbeitspunkt:

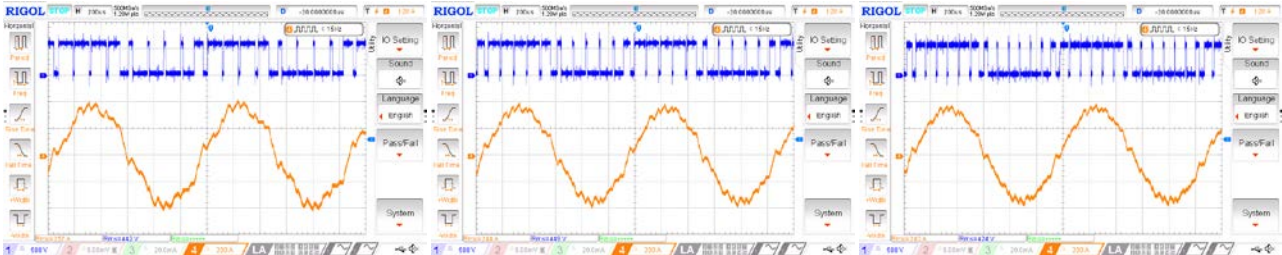


Abbildung 2.4.2: Pulsmuster der asynchronen Sinus-Dreieck-PWM für die Schaltfrequenzen 8 (links), 10 (Mitte) und 12 kHz

Bezüglich der SOPWM standen die im Rahmen der Vorarbeiten erzeugten optimierten Pulsmusterkennlinien bereit. Hier sind zunächst die viertelschwingungssymmetrischen zu nennen, die nach dem SHE-Kriterium (Elimination der niederfrequenten Oberschwingungen) optimierten für die Pulszahlen 7, 9 und 11 optimiert wurden. Die drei Pulsmuster für den stationären Arbeitspunkt zeigt die folgende Abbildung:

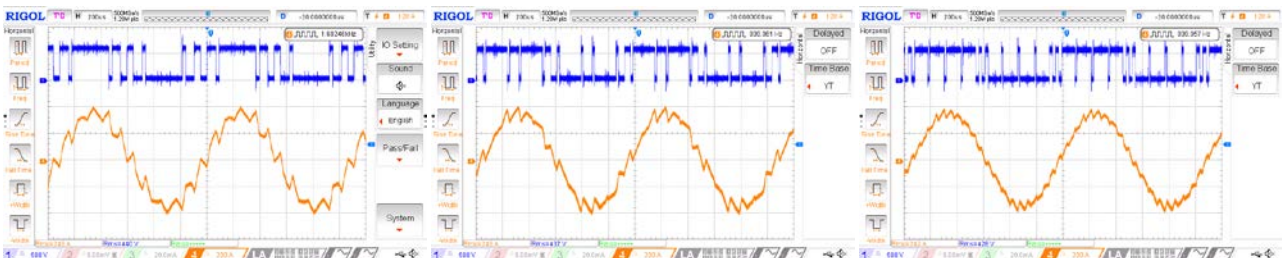


Abbildung 2.4.3: SHE-optimierte Pulsmuster mit Viertelsymmetrie für die Pulszahlen 7 (links), 9 (Mitte) und 11 (rechts)

Die Pulszahlen entsprechen bei der vorliegenden Grundschwingung von 900 Hz einer Schaltfrequenz von 6,3 kHz (Pulszahl 7), 8,1 kHz (Pulszahl 9) und 9,9 kHz (Pulszahl 11). Darüber hinaus standen noch halbschwingungssymmetrische Pulsmuster zur Verfügung. Diese wurden ebenfalls nach dem SHE-Kriterium für dieselben Pulszahlen optimiert. Abbildung 2.4.4 zeigt die entsprechenden Oszilloskopbilder:



Abbildung 2.4.4: SHE-optimierte Pulsmuster mit Halbsymmetrie für die Pulszahlen 7 (links) und 11 (rechts)

Das Pulsmuster der Pulszahl 9 führte zu keinem ruhigen Laufverhalten, da der Kennliniensatz eine Unstetigkeitsstelle aufweist und diese im gewählten Arbeitspunkt unglücklicherweise genau getroffen wurde.

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	25 von 33

Der Aussteuerungsgrad lag etwa bei 1,05. Aufgrund eines verzerrten Pulsmusters, konnte die zugehörige Messung leider nicht durchgeführt werden. Abbildung 2.4.5 zeigt den Kennliniensatz des halbschwingungssymmetrischen Pulsmusters der Pulszahl 9:

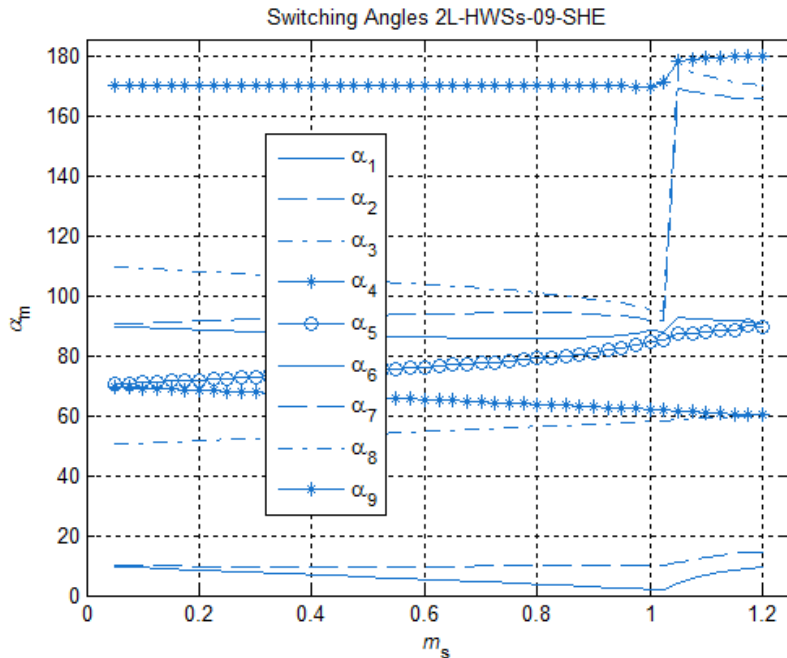


Abbildung 2.4.5: Kennlinien des halbschwingungssymmetrischen SHE-optimierten Pulsmusters der Pulszahl 9

Ursprünglich sollten eigentlich die WTHD-minimierten Pulsmuster-Kennlinien für die Messungen verwendet werden. Hier stellte sich jedoch bei der Inbetriebnahme des Laststands heraus, dass die im Pulsmuster enthaltene fünfte Harmonische die Resonanzfrequenz des LC-Filters, die bei etwa 4,1 kHz liegt, anregte, was zu keinem befriedigenden Regelverhalten führte. Aus diesem Grund wurde auf die SHE-Kennliniensätze zurückgegriffen. Das folgende Frequenzspektrum zeigt aber, dass auch die eigentlich nicht vorhandene fünfte Harmonische der verwendeten SHE-Pulsmuster von der Filtercharakteristik verstärkt wird.

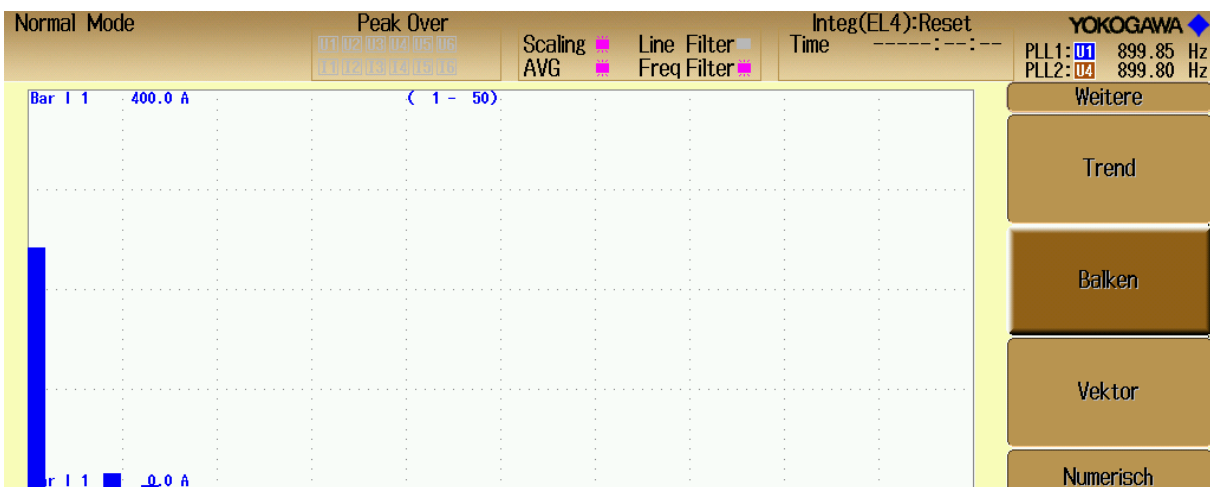


Abbildung 2.4.6: Frequenzspektrum des Motorstroms mit anwesender fünfter Harmonischer

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 26 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Die fünfte Harmonische tritt trotz ihrer Elimination in schwach ausgeprägter Form in Erscheinung, da im geregelten System Wechselsperzeiten im Wechselrichter eingehalten werden müssen, um Brückenkurzschlüsse zu vermeiden. Die dabei entstehenden Flankenversätze haben zur Folge, dass die fünfte Harmonische wenn auch nur schwach aber trotzdem in der gepulsten Wechselrichterspannung aufscheint und somit vom nachgelagerten LC-Filter verstärkt wird. Eine nachteilige Auswirkung auf das Betriebsverhalten des geregelten Antriebs konnte jedoch nicht beobachtet werden.

Experimentelle Ergebnisse [AP7.1 - AP7.4]

Im Weiteren werden die viertelschwingungssymmetrischen Pulsmuster mit dem Akronym QWS (quarter-wave-symmetrical) und die halbschwingungssymmetrischen Pulsmuster mit dem Akronym HWS (half-wave-symmetrical) bezeichnet. Die folgenden Abbildungen zeigen die Temperaturen von Motorwicklung, Rotor, Wechselrichter-Endstufe sowie LC-Filter:

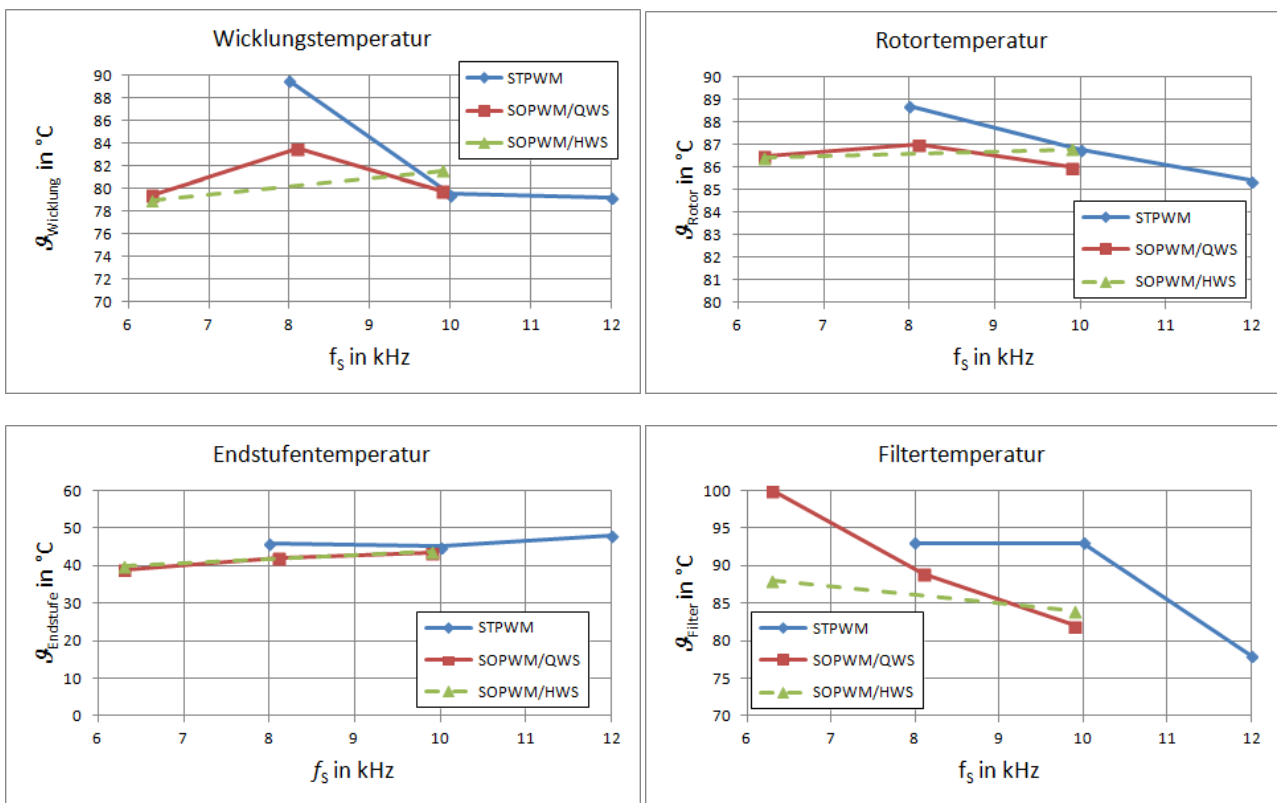


Abbildung 2.4.7: Wicklungstemperatur (links oben), Rotortemperatur (rechts oben), Endstufentemperatur (links unten) und Filtertemperatur (rechts unten)

Die insgesamt drei Pulsmustervarianten sind über den jeweils zugehörigen Schaltfrequenzbereich aufgetragen worden. Bei der Wicklungstemperatur fällt auf, dass diese mit abnehmender Schaltfrequenz der asynchronen STPWM nahezu exponentiell ansteigt. Mit den optimierten Pulsmustern kann die Wicklungstemperatur zumindest noch unterhalb von 84°C gehalten werden. Die beiden Pulsmuster der Pulszahl 7 überraschen hier sogar mit Werten von unter 80°C. Der Grund hierfür wird sowohl in der synchronisierten Ausführung der SOPWM als auch in der insgesamt günstigen harmonischen Zusammensetzung liegen. Die Rotortemperatur schwankt zwischen 85°C und 89°C und zeigt qualitativ ähnliche Verläufe wie bei der Wicklungstemperatur. Mit abnehmender Schaltfrequenz nehmen bei asynchroner STPWM der Oberschwingungsgehalt des Stroms und damit die Rotorverluste zu. Mit den optimierten Pulsmustern fallen die

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 27 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

Rotorverluste niedriger aus, was auf die geringere Verzerrung der Motorspannungen und Motorströme zurückzuführen ist. Die Endstufentemperatur wird durch die Durchlass- und Schaltverluste bestimmt. Diese nehmen mit der Schaltfrequenz tendenziell ab. Die SOPWM führt zu Phasenströmen mit reduzierter Stromverzerrung, sodass die Durchlassverluste bei Verwendung der QWS- bzw. HWS-Muster zu entsprechend reduzierten Durchlassverlusten führen. Die Filtertemperatur steigt prinzipiell mit abnehmender Schaltfrequenz an. Dies ist insoweit plausibel, da der Oberschwingungsgehalt im niederfrequenten Bereich des Pulsmusters mit abnehmender Schaltfrequenz zunimmt und dieser größtenteils vom Sinusfilter absorbiert und in Wärme umgesetzt wird. Auch hier weisen die optimierten Pulsmuster gegenüber der asynchronen STPWM einen reduzierten Oberschwingungsgehalt auf, der zu entsprechend geringeren Filterverlusten führt.

Die gemessenen Verluste von Maschine, Wechselrichter und LC-Filter sind in Abbildung 2.4.8 aufgeführt:

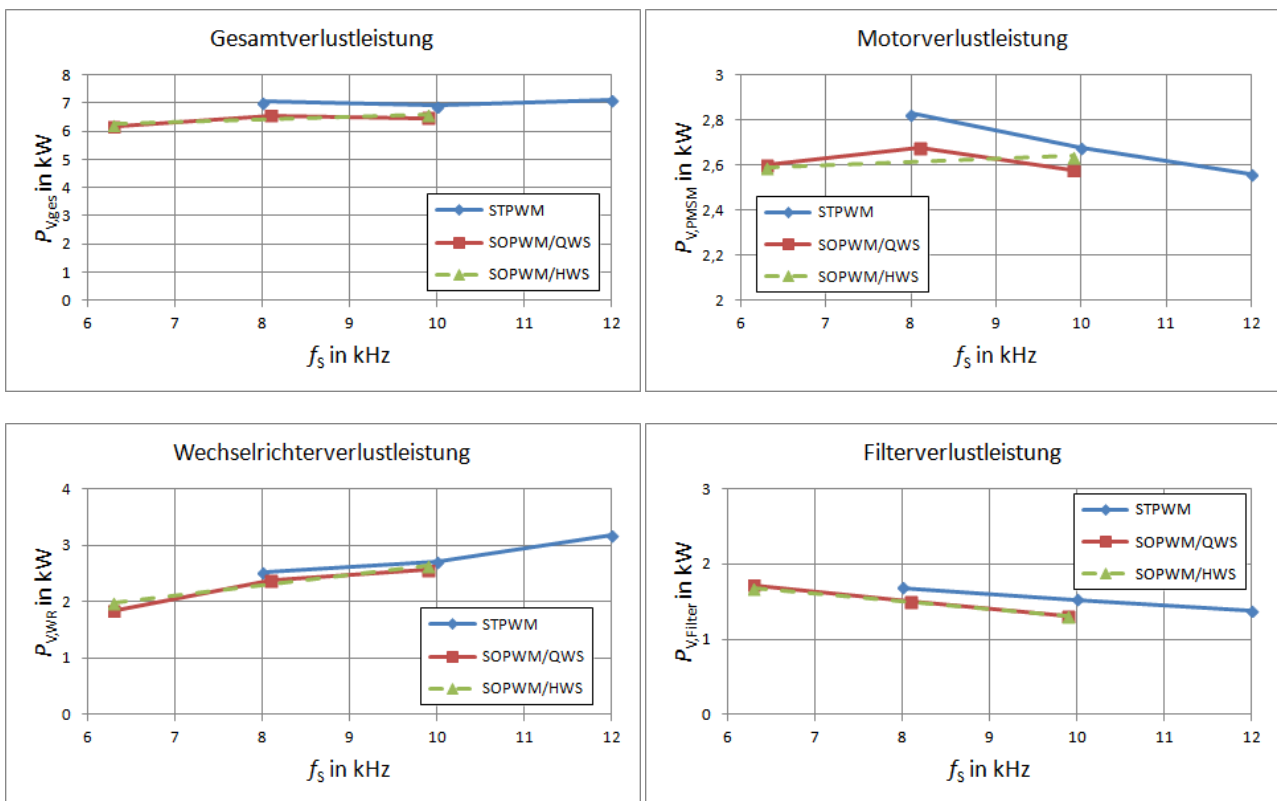


Abbildung 2.4.8: Gesamtverlustleistung (links oben), Motorverlustleistung (rechts oben), Wechselrichterverlustleistung (links unten) und Filterverlustleistung (rechts unten)

Die Gesamtverlustleistung erstreckt sich über den gesamten Laststand und beinhaltet neben den in den Prüflingskomponenten verursachten Verlusten auch die Verluste im Dioden-Gleichrichter, im Netzfilter, in der Magnetlagerelektronik, in der Lastmaschine, im Lastwechselrichter sowie im lastseitigen LC-Filter. Da alle Pulsmuster im selben Arbeitspunkt vermessen wurden, wird davon ausgegangen, dass die Verluste in den nicht betrachteten Komponenten stets konstant waren. Die Gesamtverluste des Prüflingsstrangs von etwa 7 kW konnten durch den Einsatz optimierter Pulsmuster auf durchschnittlich 6,5 kW reduziert werden. Die Maschine erfährt im Bereich von 8 bis 10 kHz eine Entlastung von etwa 0,20 kW, der Wechselrichter von etwa 0,15 kW und der LC-Filter von ebenfalls etwa 0,15 kW. Die Summe ergibt einen Wert von 0,5 kW. Die resultierenden Wirkungsgradverläufe sind in Abbildung 2.4.9 dargestellt:

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 28 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

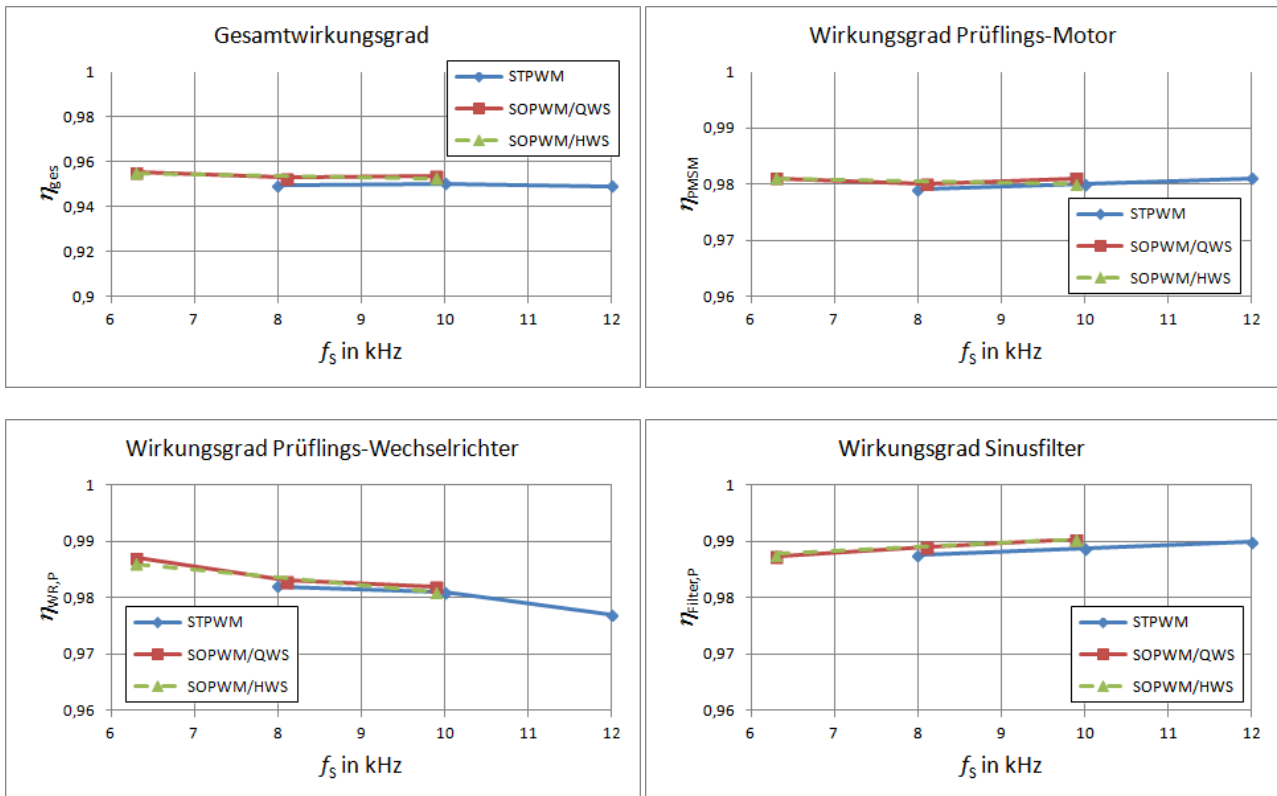


Abbildung 2.4.9: Gesamtwirkungsgrad (links oben), Motorwirkungsgrad (rechts oben), Wechselrichterwirkungsgrad (links unten) und Filterwirkungsgrad (rechts unten)

Die Wirkungsgradeverläufe der beiden optimierten Pulsmusterformen liegen nahezu übereinander und übertreffen stets die Wirkungsgrade, die mit der asynchronen STPWM erzielt werden. Im Bereich zwischen 8 und 10 kHz konnte somit eine Erhöhung des Wirkungsgrads um etwa 0,35% von 95,0% auf 95,3% erreicht werden. Die Teilwirkungsgrade konnten im überlappenden Frequenzbereich um etwa 0,10% bis 0,15% gesteigert werden. Bezieht man den Wirkungsgrad der optimierten Pulsmuster mit Pulszahl 7 auf den gemittelten Wirkungsgrad der STPWM, so reduziert sich die gesamte Verlustleistung um etwa 800 W, was einer Erhöhung des Wirkungsgrads von etwa 0,57% entspricht. Dies klingt im ersten Moment nach nicht so überragend viel, jedoch muss dabei berücksichtigt werden, dass die beim Projektpartner entwickelten Antriebskomponenten selbst unter Verwendung von Standardmodulationsverfahren bereits sehr effizienzoptimiert entworfen werden. Eine nochmalige Erhöhung des Gesamtwirkungsgrades oder der Teilwirkungsgrade erfordert einen entsprechend hohen Aufwand. Dieser wurde im Rahmen dieses Projekts betrieben und mit einer messbaren Verbesserung belohnt. Zu bedenken gilt auch weiterhin, dass das erarbeitete Konzept zunächst nur für Gleichlaufantriebe mit langandauernden Betriebszeiten vorgesehen und geeignet ist.

Fazit

Die experimentellen Ergebnisse haben gezeigt, dass eine Effizienzsteigerung in geregelten Antriebs-systemen durch den Einsatz optimierter und synchronisierter Pulsmuster von etwa 0,35% erreicht werden kann. Die erarbeitete Systemlösung kann durch Anpassung und Erweiterung der bestehenden Software grundsätzlich leicht realisiert werden, sodass mit einer entsprechenden wirtschaftlichen Verwertung der entwickelten und getesteten Verfahren durch den Projektpartner in absehbarer Zeit zu rechnen ist.

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 29 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

3. Abweichungen vom Arbeitsplan

Die folgenden im Arbeitsplan aufgeführten Punkte wurden nicht bearbeitet:

AP3.3 Modulationsverfahren für Doppelwechselrichter

AP3.4 Konzepte zur Leistungsskalierung

Im Verlauf der Projektarbeiten wurde mit dem Projektpartner vereinbart, dass die Konzentration auf Maschinen mit offenen Wicklungsenden oder mit einem Zweiwicklungssystem, die entsprechend mit zwei Wechselrichtern gespeist werden, mehr als der bis zu diesem Zeitpunkt noch verfügbaren Projektzeit binden würde, sodass die Gefahr im Raum stand, dass ein entsprechendes Konzept gegebenenfalls nicht mehr während der regulären Projektlaufzeit erarbeitet, ausreichend validiert und somit abgeschlossen zu bekommen.

Auf dem Meilensteintreffen, das nach der ersten Hälfte der Projektlaufzeit stattfand, wurde daher in Absprache mit dem Projektträger vereinbart, die Forschungskonzentrationen auf Antriebskonfigurationen mit einem zentralen Wechselrichter in 2-Punkt- oder 3-Punkt-Technologie zu richten, sodass gegen Projektabschluss ein vorzeigbares und einsatzfähiges Konzept vorliegt. Zudem erschwerte der Einsatz von Sinus- bzw. LC-Filtern die regelungstechnische Handhabbarkeit elektrischer Antriebssysteme, sodass auch dieser Umstand mit dazu den Ausschlag gab, die verbleibende Projektlaufzeit auch verstärkt für die Erarbeitung einer geeigneten Reglerstruktur für LCL-Strecken zu investieren.

Nach erfolgreichem Entwurf und der Umsetzung der modellbasierten Reglerstruktur hatte sich im Rahmen von simulativen Untersuchungen herausgestellt, dass diese Struktur grundsätzlich auch für Doppelwechselrichtersysteme geeignet zu sein scheint.

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 30 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

4. Projektbezogene Publikationen

2014

Ch. Schulte, J. Böcker, „*Co-Simulation of an Interior Permanent Magnet Synchronous Drive with Segmented Rotor Structure*“, IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON), Dallas, Texas (USA), November 2014.

2015

K. Peter, J. Böcker, „*Operating Electrical High-Speed Drives with Pulse Patterns of Specific Harmonic Content*“, IEEE Conference on Energy Conversion & Exhibition (ECCE), Montreal, Canada, September 2015.

2016

Ch. Schulte, K. Peter, M. Leuer, J. Böcker, „*Comparison of Optimized Pulse Patterns with Direct Model Predictive Control Using Co-Simulation*“, Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Glasgow, UK, April 2016.

K. Peter, J. Böcker, F. Mink, S. Beineke, „*Comparison of Quarter-Wave with Half-Wave Symmetrical Pulse Patterns Applied in Electrical High-Speed Drives*“, Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Glasgow, UK, April 2016.

K. Peter, S. Hanke, J. Böcker, „*Inverter Loss Management for an Electrical High-Speed Drive System*“, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Karlsruhe, Germany, September 2016.

2017

K. Peter, J. Böcker, F. Mink, „*Model-Based Control Structure for High-Speed PM-Synchronous Drives*“, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) 2017, Miami, Florida (USA), May 2017.

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	31 von 33

5. Sonstiges

Erreichung der Ziele:

Die im Arbeitsplan aufgeführten Arbeitspakete wurden, bis auf die unter Kapitel 3 dazu aufgeführten und begründeten Änderungen, abgearbeitet. Das Ziel, eine effizienzoptimierte Regler- und Modulatorstruktur in Kombination mit synchronen optimierten Pulsmustern für ein Hochgeschwindigkeits-Antriebssystem sowohl in der Simulation als auch an einem Laststand umzusetzen, wurde während der Projektlaufzeit erreicht. Die mit den erarbeiteten Strukturen erzielte Verbesserung wurde im Rahmen von Messungen quantifiziert.

Ergebnisse von dritter Seite:

Von dritter Seite sind bis zu keinem Zeitpunkt Ergebnisse bekannt geworden, die für die Durchführung des Vorhabens relevant gewesen wären.

Fortführung des Verwertungsplans:

Bei der Verwertung der wissenschaftlichen Ergebnisse wird hier auf die Ausführungen im bisherigen Verwertungsplan verwiesen: Die im Rahmen des beantragten Verbundprojekts erarbeiteten Verfahren und daraus erzielten Ergebnisse wurden auf relevanten Konferenzen veröffentlicht.

Die erarbeiteten Systemlösungen sollen auch auszugsweise Eingang in die universitär angebotenen Lehrveranstaltungen finden und die bisher gelehrteten Inhalte um den Einsatz moderner Regelungs- und Modulationsverfahren in der Leistungselektronik und der elektrischen Antriebstechnik ergänzen.

Die Weiterentwicklung des erarbeiteten Konzepts soll im Rahmen eines DFG-Projekts erfolgen. Hierzu wurde ein Antrag für eine Projektlaufzeit von 36 Monaten und zwei Vollzeitstellen verfasst und eingereicht. Im Wesentlichen soll das in Kapitel 2.1 erläuterte Wechselrichter-Verlustmanagement zu einem ganzheitlichen Antriebs-Management weiterentwickelt werden. Dazu soll die bisherige geregelte Struktur um modellprädiktive Optimierungsfunktionen sowie um eine Selbstoptimierung ergänzt werden. Eingriffspunkt wird nachwievor der Modulator zur Ausgabe der nach aktuellem Kriterium und Zustand des Gesamtsystems am geeignetsten erachteten Pulsmuster sein. Eine zu implementierende Parameteradaption aktualisiert kontinuierlich die in der Optimierung verwendeten Streckenparameter, sodass damit eine möglichst große Ergebnisqualität sichergestellt wird.

Autoren: M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum: 09.01.2018 Revision: 1.0 Seite: 32 von 33
----------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

6. Weiterführende Literatur

- [AWI04] N. Angelidis, C. Y. Wie, P. E. Irving, „The Electrical Resistance Response of Continuous Carbon Fibre Composite Laminates to Mechanical Strain“, *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, Volume 35, Issue 10, October 2004, Pages 1135-1147, ISSN 1359-835X)
- [CPJ07] Y.-P. Chen, W.-C. Peng and M.-C. Jian, “Particle Swarm Optimization With Recombination and Dynamic Linkage Discovery”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 37, No. 6, December 2007
- [FSP12] T. Fadriansyah, T.D. Strous, and H. Polinder, “Axial Segmentation and Magnets Losses of SMPM Machines Using 2d FE Method”, *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012
- [GOPK12] T. Geyer, N. Oikonomou, G. Papafotiou and F. D. Kieferndorf, “Model Predictive Pulse Pattern Control”, *Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, No. 2, pp. 663-676, 2012
- [HKL98] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, “Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison and Design”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, July 1998
- [HO07] J. Holtz and N. Oikonomou, “Synchronous Optimal Pulse Width Modulation and Stator Flux Trajectory Control for Medium-Voltage Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 2, pp. 600-608, 2007
- [MBF10] M. Mandl, M. Buchner and J. Fletcher, „Selective Harmonic Elimination Techniques applied to Five-phase Inverter Drives“, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) 2010*, Bari, Italy, July 2010
- [MBF+12] M. Mirzaei, A. Binder, B. Funieru, and M. Susic, “Analytical Calculations of Induced Eddy Currents Losses in the Magnets of Surface Mounted PM Machines with Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effects”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012.
- [MPKB16] F. Mink, K. Peter, H. Kasten, S. Beineke, “Feedback Control of High-Speed PMSM with Synchronous Optimal PWM”, *IEEE European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Karlsruhe, Germany, September 2016.
- [LWM08] T. Laczynski, T. Werner and A. Mertens, “Modulation Error Control for Medium Voltage Drives with LC-Filters and Synchronous Optimal Pulse Width Modulation”, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Edmonton, Canada, 2008.
- [PFE05] G. Pampara, N. Franken and A. P. Engelbrecht, “Combining Particle Swarm Optimization with angle modulation to solve binary problems”, *IEEE Congress on Evolutionary Computation*, Edinburgh, UK, 2005.
- [SAR06] A. Sayyah, M. Aflaki, A. R. Rezazade, “Optimization of THD and suppressing certain order harmonics in PWM inverters using genetic algorithms”, *IEEE International Conference on Control Applications*, Munich, Germany, 2006
- [SCHR09] D. Schröder, „Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen“, 3. Auflage, 2009, Springer
- [WA10] J. Wang and D. Ahmadi, „A Precise and Practical Harmonic Elimination Method for Multilevel Inverters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 2, pp. 857-865, April 2010.

Autoren:	M. Sc. Klaus Peter Dipl.-Ing. Christoph Schulte Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker	Datum:	09.01.2018
		Revision:	1.0
		Seite:	33 von 33

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN -	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht
3. Titel Leistungselektronische Systeme für Hochgeschwindigkeitsmaschinen hoher Leistung - HomaLes	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] Peter, Klaus Schulte, Christoph Böcker, Joachim	5. Abschlussdatum des Vorhabens 31.10.2017
	6. Veröffentlichungsdatum
	7. Form der Publikation Bericht
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) Universität Paderborn Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik 33095 Paderborn LTI Motion GmbH Gewerbestraße 5-9 35633 Lahnau	9. Ber. Nr. Durchführende Institution
	10. Förderkennzeichen 16ES0276
	11. Seitenzahl 33
12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 20
	14. Tabellen 6
	15. Abbildungen 32
16. Zusätzliche Angaben keine	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum)	

Zielsetzungen

Ziel des dreijährigen Verbundprojekts war die Steigerung der Gesamteffizienz hochtouriger Antriebssysteme durch eine alternative Regelungs- und Modulationsstruktur. Neben dem Gesamtwirkungsgrad des Systems lag der Fokus auch vorrangig auf einer signifikanten Erhöhung der Wechselrichterleistungsleistung durch geringere Schaltverluste sowie auf einer Minimierung der im Betrieb auftretenden Rotorverluste. Letztere sind bei evakuierten permanentmagneterregten und typischerweise magnetgelagerten Maschinen, die nur eine stark eingeschränkte Abfuhr der Rotorwärme zulassen, als kritisch anzusehen. In fertigungs-technischer Hinsicht soll ein Betrieb des Systems mit reduzierten Gesamtverlusten den Entwurf sowie die Produktion von elektrischen Maschinen und Antriebswechselrichtern in kleinerer Ausführungsform gestatten. Auf diese Weise können sowohl Volumen als auch der Preis für künftig zu projektierende Antriebssysteme gesenkt werden.

Systemtheoretische Vorarbeiten und Modellbildung

Auch Hochgeschwindigkeitsantriebe werden mit der gängigen feldorientierten Regelung in Kombination mit einer Sinus-Dreieck- oder Raumzeiger-Modulation betrieben. Auf die dabei auftretenden Teilverluste in Maschine, Wechselrichter und eventuell in einem Sinus- oder LC-Filter kann nur in sehr eingeschränkter Weise, wie zum Beispiel durch modifizierte Referenzsignale, die von der sinusförmigen Form abweichen, Einfluss genommen werden. Daher wurde in Absprache mit dem Projektpartner LTI Motion GmbH beschlossen, die elektrische Maschine mit sogenannten synchronen, optimierten Pulsmustern zu speisen. Die dazu gängigen Pulsmusterformen, die sich durch Viertel- oder Halbschwingungssymmetrien auszeichnen, wurden nach relevanten Kriterien über einen weiten Aussteuerungsbereich offline-optimiert, sodass daraus Schaltwinkel-Kennlinien gebildet werden konnten. Die gewählten Pulsmusterformen wurden zunächst dahingehend optimiert, dass in diesen möglichst keine niederfrequenten Oberschwingungen mehr auftauchen, was im späteren Betrieb eine spürbare Reduktion der Stromverzerrung gegenüber der Standard-PWM verspricht. Anschließend wurden die Pulsmuster nochmals optimiert, wobei diesmal die Minimierung des gesamten Oberschwingungsgehalts als Vorgabe getroffen wurde. Kennliniensätze wurden sowohl für 2-Punkt- als auch für 3-Punkt-Wechselrichter erzeugt. Ein Einsatz dieser optimierten Pulsmuster mit der herkömmlichen Regler- und Modulationsstruktur führte zu keinem stabilen Verhalten, sodass im Anschluss der Optimierung noch geeignete Strukturen gefunden werden mussten. Bezüglich der Regelung wurde ein modellbasierter Stromregler, bezüglich des Modulators eine Synchronisationseinrichtung mit einer Schaltlogik zur Erzeugung der vorab-optimierten und im Antriebsregler hinterlegten Pulsmuster-Kennlinien entworfen. Diese Strukturen wurden auf einer HIL-Testumgebung sowie auch auf dem beim Projektpartner neu aufgebauten Laststand implementiert und erfolgreich auf Funktionstüchtigkeit getestet. Was aufgrund hoher Ressourcenauslastung nicht auf dem Prozessorboard des Laststands implementiert wurde, ist das ebenfalls im Rahmen des Projekts entwickelte Wechselrichter-Verlustmanagement. Dieses wurde daher nur in der Modellsimulation realisiert und anhand einiger Szenarien untersucht. Das Konzept dieses Managements sieht vor, dass der Benutzer Vorgaben im laufenden Betrieb, wie beispielsweise ein Betrieb mit minimiertem Stromripple oder mit minimierten Schaltverlusten, treffen kann und die umgesetzten Funktionen dasjenige Pulsmuster nach einem iterativen Suchprozess findet, welches das vorgegebene Kriterium am besten erfüllt. Mit dieser Flexibilität ausgerüstet, kann das Antriebssystem arbeitspunktabhängig fortlaufend mit dem geeignetsten Pulsmuster betrieben werden, was automatisch die höchste Effizienz verspricht. Simulationsergebnisse zeigten, dass der Einsatz des Wechselrichter-Verlustmanagements eine Reduzierung des Strom-Rippels um etwa 10% und in dem zweiten Szenario eine Schaltverlustreduktion um etwa 30% gegenüber der konventionellen Sinus-Dreieck-Modulation erlaubt.

Co-Simulation

Die in Simulink implementierte Regler- und Modulationsstruktur wurde im Weiteren in eine Co-Simulationsstruktur, die neben dem Simulink-Anteil noch ein Wechselrichtermodell im Softwarepaket Simplorer sowie ein FEM-Motormodell im Softwarepaket Ansys/Maxwell enthält, eingebunden. Die Co-Simulation ermöglicht einen geschlossenen Simulationskreislauf und erlaubt somit einen noch tieferen Einblick in die auftretenden Teilverluste. Der Fokus lag dabei auf der elektrischen Maschine. Zunächst wurde untersucht, wie sich die Segmentierung des Rotors auf die Rotorverluste auswirkt. Dabei konnte mit einem analytischen Ansatz sowie mittels FE-basierter Simulation festgestellt werden, dass diese zunächst ansteigen, jedoch ab einer Segmentzahl von drei wieder exponentiell absinken. Im zweiten Schritt wurde das geregelte Maschinenmodell sowohl mit der Standard-PWM als auch mit optimierten Pulsmustern betrieben und erste Untersuchungen durchgeführt. Im Anschluss daran wurde die Auswirkung einer Kupferhülse, die den Rotor mit seinen bandagierten Oberflächenmagneten ummantelt, auf die Rotorgesamtverluste sowie deren Aufteilung auf Kupferhülse und Permanentmagnete untersucht. Hier konnte die schirmende Eigenschaft dieser Hülse dahingehend genutzt werden, dass ein Teil der in den Rotor induzierten Verluste durch das Drehfeld wieder in den Stator zurückreflektiert wird. Bei Einsatz eines 2-Punkt-Wechselrichters konnte eine Reduktion der Rotorgesamtverluste um knapp 50% beobachtet werden. Von den reduzierten Rotorverlusten entfallen etwa 99% auf die Schirmung selbst und lediglich 1% auf die Permanentmagnete, die demnach fast keinem Wärmeeintrag mehr ausgesetzt sind.

Experimentelle Ergebnisse

Am errichteten 150 kW Laststand, der sich aus einem Maschinensatz, einem Prüflings- und einem Lastwechselrichter, einem LC-Filter zwischen jeweils einer Maschine und einem Wechselrichter sowie dem Antriebsregler zusammensetzt, wurden Messungen durchgeführt. Der maximal zulässige Arbeitspunkt wurde nacheinander mit drei asynchronen sinus-dreieck-modulierten Pulsmustern (STPWM) der Schaltfrequenzen 8, 10 und 12 kHz sowie mit synchronen, optimierten Pulsmustern der Pulszahlen 7 (6,3 kHz), 9 (8,1 kHz) und 11 (9,9 kHz) gefahren. Der Gesamtwirkungsgrad konnte mit den optimierten Pulsmustern im Mittel um etwa 0,3% gegenüber der Standardmodulation gesteigert werden. Die größte Teilwirkungs-gradsteigerung war dabei im LC-Filter mit einer Erhöhung von etwa 0,15% zu verzeichnen. Die Wicklungs- als auch die Rotortemperatur steigt bei der asynchronen STPWM mit abnehmender Schaltfrequenz drastisch an. Durch den Einsatz optimierter Pulsmuster konnten die Wicklungs- und Rotorverluste auch bei relativ niedriger Schaltfrequenz auf einem verträglichen Niveau gehalten werden. Bei Pulsmustern niedriger Schaltfrequenz konnte eine relativ hohe thermische Belastung des Sinusfilters beobachtet werden, da dieser die erhöhten Oberschwingungsverluste absorbiert. Insgesamt konnte mit der erarbeiteten und umgesetzten Systemlösung eine zwar nur marginale aber dennoch spürbare Verbesserung erzielt werden. Eine Umsetzung der entwickelten Verfahren erfordert nur Anpassungen und Erweiterungen in der bestehenden Antriebs-Software, sodass mit einer wirtschaftlichen Verwertung durch den Projektpartner in absehbarer Zeit zu rechnen ist.

Eine Umrüstung des Laststands auf 3-Punkt-Wechselrichter und dem Ausbau des LC-Filters erlaubte auch Messungen mit den 3-Level-Pulsmustern. Hier stellte sich heraus, dass eine Verringerung der Gesamtverluste um etwa 40% bei Einsatz optimierter Pulsmuster erreicht werden kann. Die Wechselrichterverluste reduzierten sich dabei um bis zu 50%.

19. Schlagwörter

Hochgeschwindigkeitsantriebe, optimierte Pulsmuster, Effizienzsteigerung

20. Verlag

21. Preis

Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN	2. type of document (e.g. report, publication) final report
3. title Power electronic systems for high-speed drives of large power rating HomaLes	
4. author(s) (family name, first name(s)) Peter, Klaus Schulte, Christoph Böcker, Joachim	5. end of project 31.10.2017
	6. publication date
	7. form of publication report
8. performing organization(s) (name, address) Universität Paderborn Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik 33095 Paderborn LTI Motion GmbH Gewerbestraße 5-9 35633 Lahnau	9. originator's report no.
	10. reference no. 16ES0276
	11. no. of pages 33
12. sponsoring agency (name, address) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. no. of references 20
	14. no. of tables 6
	15. no. of figures 32
16. supplementary notes none	
17. presented at (title, place, date)	

18. abstract

Aims

The aim of the three-year joint project was to increase the overall efficiency of high-speed drive systems by means of a sophisticated control and modulation structure. In addition to the overall efficiency of the system, the project focussed also on a significant increase of the inverter output power by minimization of the inverter switching losses as well as a reduction of rotor losses during runtime. The latter has to be regarded as critical in case of evacuated permanent magnet machines with typical magnetic bearings, which permit only a very limited heat removal from the rotor. From a manufacturing point of view, operation of the system with reduced overall losses should allow the design and production of smaller-scaled electrical machines and inverters. In this way, both volume and the final price of the drive systems to be projected can be reduced in the future.

System Theoretical Preparation and Modelling

High-speed drives are also operated with the common field-oriented control in combination with sine-triangle or space vector modulation. The partial losses that occur in the machine, inverter and possibly in a sinusoidal or LC filter can only be influenced to a very limited extent, for example, by modified reference signals that deviate from the sinusoidal form. In consultation with the project partner LTI Motion GmbH, it was therefore decided to supply the electrical machine with so-called synchronous optimized pulse patterns. The common pulse pattern shapes, which are characterized by quarter- or half-period symmetries, were optimized off-line according to relevant criteria over a wide dynamic range, so that look-up tables of the switching angles could be set up. The selected pulse patterns were first optimized in such a way that they do not contain low-order harmonics, which promises a noticeable reduction in current distortion compared to the standard PWM in later operation. Afterwards the pulse patterns were optimized again, whereby this time the minimization of the total harmonic content was specified. Characteristic sets were generated for both 2-level and 3-level inverters. Using these optimized pulse patterns with the conventional controller and modulation structure did not lead to stable behaviour, so that suitable structures had to be found after the optimization. With regard to control, a model-based current controller was designed, and, with regard to the modulator, a synchronization device with a logic for the generation of the pulse pattern which are stored in the LUT of the drive controller. These structures were implemented and successfully tested on a HIL test environment as well as on the test stand newly set up at the project partner. Due to high resource utilization of the processor board of the test stand, the inverter loss management, also developed in this project, could not be tested on the test stand. Therefore, only model simulations examining a few scenarios were carried out. The concept of this management is that the user can make specifications during operation, such as operation with minimized current ripple or with minimized switching losses, and the implemented functions find the pulse pattern after an iterative search process that meets best the specified criterion. Equipped with this flexibility, the drive system can be continuously operated with the most suitable pulse pattern depending on the operating point, which automatically promises the highest efficiency. Simulation results showed that the use of the inverter loss management allows a reduction of the current ripple by about 10% and in the second scenario a reduction of switching loss by about 30% compared to conventional sine-delta modulation.

Co-simulation

The controller and modulation structure implemented in Simulink were also integrated into a co-simulation structure that contains the Simulink component, an inverter model in the Simplorer software package and a FEA motor model in the Ansys/Maxwell software package. Co-simulation enables a closed simulation cycle and thus allows an even deeper insight into the partial losses that occur. The focus was on the electric machine. First, the effect of rotor segmentation on rotor losses was investigated. Using an analytical approach and FEA-based simulation, it was found that these initially increase, but then decrease exponentially from a segment number of three. In the second step, the controlled machine model was operated both with the standard PWM and with optimized pulse patterns and initial investigations were carried out. Subsequently, the effect of a copper sleeve, which sheaths the rotor with its bandaged surface magnets, on the total rotor losses and their distribution on copper sleeve and permanent magnets was investigated. Here, the shielding property of this sleeve could be used to reflect some of the losses induced in the rotor back into the stator by the rotating field. By using a 2-level inverter, a reduction of almost 50% in total rotor losses could be observed. Of the reduced rotor losses, about 99% are attributable to the shielding itself and only 1% to the permanent magnets, so that they nearly would not experience any heat generation any longer.

Experimental results

Measurements were carried out on the 150 kW test stand, which consists of a machine set, an inverter for the motor under test and an inverter for the load machine, an LC filter between motor and inverter as well as the drive controller. The maximum permissible operating point was successively driven with three asynchronous sinus-delta-modulated pulse patterns (STPWM) of the switching frequencies 8, 10 and 12 kHz as well as with synchronous, optimized pulse patterns of the pulse numbers 7 (6.3 kHz), 9 (8.1 kHz) and 11 (9.9 kHz). With the optimized pulse patterns, the overall efficiency could be increased on average by about 0.3% compared to the standard modulation. The largest partial efficiency increase was detected in the LC filter with an increase of about 0.15%. The winding as well as the rotor temperature increases drastically with the asynchronous STPWM with decreasing switching frequency. By using optimized pulse patterns, however, the winding and rotor losses could be kept at a tolerable level even at relatively low switching frequencies. At pulse patterns of low switching frequency a relatively high thermal load of the sine filter could be observed, since it absorbs the increased harmonic losses. Overall, the system solution developed and implemented achieved only a marginal but nevertheless noticeable improvement. Implementation of the developed processes only requires adjustments and extensions to the existing drive software, so that an economic exploitation by the project partner is to be expected in the foreseeable future.

A modification of the test stand to 3-point inverters and the removal of the LC filter also allowed measurements with the 3-level pulse patterns. Here it turned out that the overall losses could be reduced by about 40% using optimized pulse patterns. The inverter losses were reduced by up to 50%.

19. keywords

High-speed drives, optimized pulse patterns, increase of energy efficiency

20. publisher

21. price