

DIPLOMARBEIT

Bewertung von echtzeitfähigen ASM-Modellen in Hinblick auf das geleistete Drehmoment im Umrichterbetrieb

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs unter der Leitung von

O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
Dipl.-Ing. Dr.techn. Martin Izaak

am

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe (E370)
der Technischen Universität Wien

durch

Ing. Florian Fuchsluger, Bsc.
Matr.Nr. 1128267

Wien, am 4. April 2019



Kurzfassung

In dieser Arbeit wird ein echtzeitfähiger Drehmomentbeobachter für eine Asynchronmaschine im Umrichterbetrieb eines Elektromotorenprüfstandes entworfen. Dabei wird durch die Modellierung der Lastmaschine das geleistete mechanische Drehmoment am Prüfling in Echtzeit berechnet. Das Ziel dieser Arbeit ist eine Bewertung der erreichbaren Genauigkeit des Beobachters und der erstellten Hardware, wobei ein mechanischer Drehmomentsensor als Referenzwert dient. Die Arbeit wird an einem Prüfstand für einen 48V-Elektromotor für den Automotiv-Bereich mit Kooperation der *Robert Bosch AG* in Wien durchgeführt, die den Prüfstand für die Arbeit zur Verfügung stellt. Die Ergebnisse dieser Arbeit sollen schließlich als Entscheidungsgrundlage dienen, den mechanischen Drehmomentsensor für zukünftige Softwareprüfstände durch den Beobachter zu ersetzen. Durch den Wegfall des mechanischen Sensors könnte der Prüfstand deutlich kostengünstiger und kompakter aufgebaut werden, wodurch die Verfügbarkeit der Testplätze erhöht und somit die gelieferte Softwarequalität durch zusätzliche Tests am Zielsystem verbessert werden kann. Weiters wird durch den Wegfall des mechanischen Drehmomentsensors das dynamische Verhalten verbessert und Schwingungen an der Welle reduziert.

Um einen Drehmomentbeobachter durch die Modellierung der Asynchronmaschine erstellen zu können, müssen die Messgrößen für das Modell aufgenommen und für die Berechnung an einem echtzeitfähigen System aufbereitet werden. Dazu wird eine Messhardware entworfen, um die Stranggrößen der Maschine messen und als Eingangsparameter für das Modell verwenden zu können. Neben den Phasenströmen und Phasenspannungen der Maschine muss mit der erstellten Hardware noch zusätzlich die Drehzahl und das Referenzdrehmoment gemessen werden, sowie die Ansteuerung einiger Prüfstandskomponenten vorgesehen werden. Der Beobachter selbst wird auf einem digitalen Signalprozessor entwickelt, der direkt auf der Messhardware angebracht wird. Für die Berechnung des inneren Moments der Maschine wird dabei ein Flussmodell entwickelt, das den in der Maschine auftretenden Fluss über die Integration der Statorspannung modelliert. Um den Integrator bei realem Betrieb nicht in die Sättigung zu treiben, wird in dieser Arbeit eine drehzahlabhängige Rückkopplung des Integrators gezeigt, welcher zu verbesserten Ergebnissen gegenüber der in der Literatur hauptsächlich verwendeten Rückführung mit festem Rückkoppelparameter führt. Durch die Korrektur des Phasenfehlers des berechneten Flusses, welcher durch die Rückkopplung entsteht, kann das Modell weiter verbessert werden. Dies wirkt sich vor allem bei niedrigen Drehzahlen der Maschine aus, da hier aufgrund der geringen Frequenz der Pol der Rückführung in die Nähe der Frequenz der Statorspannung gelegt werden muss, um den Integrator nicht in die Sättigung zu treiben.

Schließlich wird das entworfene System, bestehend aus Messschaltung und Beobachter, evaluiert und die Grenzen der erreichten Genauigkeit angegeben. Außerdem werden die Ergebnisse mit den Drehmomentwerten verglichen, die von der Steuereinheit der Lastmaschine zur Verfügung gestellt werden. Dadurch kann zusätzlich ein Vergleich des entworfenen Systems mit dem aktuellen Stand der Technik bei umrichterbetriebenen Asynchronmaschinen für Industrieanwendungen gefunden werden, den die Lastmaschine mit der Steuereinheit darstellt.

Abstract

In this thesis, a real-time torque observer for an inverter fed induction motor in a test setup for software and system tests of a 48V motor in the automotive industry is developed. The three-phase induction motor is used as a mechanical load for the 48V synchronous motor with an integrated electronic control unit (ECU), which represents the device under test (DUT) on this test bench. Therefore, the developed observer should model the behavior of the induction motor in order to estimate the mechanical load on the DUT in real time. The aim of this thesis is to evaluate the achievable precision of the developed observer with the necessary measurement hardware. Therefore, a mechanical torque sensor between the DUT and the induction motor is used as reference torque in the measurements. This work is developed in cooperation with *Robert Bosch AG* in Vienna, who provided the test bench and the work environment for the practical parts of the thesis. The result from this experiment will be used as a basis for the decision if the mechanical torque sensor can be replaced by the observer in future test setups. The omission of the mechanical sensor will reduce the cost and the size of the developed test setup, which leads to higher availability of test environments, and therefore, will lead to an increased software quality due to a higher test coverage of the developed software. Moreover, the absence of the mechanical sensor with its elastomer coupling can increase the dynamic behavior of the system and decrease oscillations between the load and the device under test.

For the input values of the observer, measurement hardware is developed which records the phase currents and the phase voltages of the induction motor together with the reference torque from the sensor and the rotational speed of the drive shaft. Additionally, the hardware is used to control certain components on the test bench. The observer is implemented on a digital signal processor, which is included in the design of the measurement hardware. To estimate the air-gap torque of the induction motor, a flux model is used which is based on the integration of the stator voltage of the induction machine. To avoid saturation through voltage offset and the initial condition problem at the integrator, speed-dependent feedback is implemented in the integrator module, which leads to better results than the widely used fixed value feedback that can be found in the literature. With the additional correction of the phase shift of the computed flux that is introduced due to the integrator feedback, the model can be further improved. This is especially important for torque estimations in the low-speed range of the motor, where the pole of the feedback is near the frequency range of the stator voltage to avoid saturation on the integrator.

Finally, the developed observer with its measurement hardware is evaluated and the achieved accuracy is specified. Furthermore, the results are compared with the implemented observer from the control unit of the induction motor. This serves as an additional benchmark for the developed system, and additionally, gives an indication for the performance of the observers which are used in state of the art induction motors.

Danksagung

Die Diplomarbeit bildet den Abschluss meines Studiums womit ein wichtiger Abschnitt meines Lebens zu Ende geht. Deshalb möchte ich mich bei allen bedanken, die mich durch diesen Abschnitt begleitet haben und mich bei der Diplomarbeit sowie während meines gesamten Studiums unterstützt haben.

Besonders möchte ich mich bei meinen beiden Betreuern der Diplomarbeit Dr. Martin Izaak und Prof. Dr. Manfred Schrödl bedanken, die mir für fachliche und organisatorische Fragen immer zur Seite standen und einen reibungslosen Ablauf der Diplomarbeit ermöglichten.

Weiters möchte ich mich bei meinem Betreuer bei Bosch, DI Mario Sowka, für seine Unterstützung bedanken und mich bei dieser Gelegenheit beim gesamten Team von der EEB3 bei *BEGOS* in Wien bedanken, die mir stets bei allen fachlichen und organisatorischen Fragen bei Bosch weitergeholfen haben.

Besonderer Dank gilt auch meiner gesamten Familie und besonders meinen Eltern Marianne und Josef Fuchsluger, die mich während meiner Ausbildung stets unterstützten und mir diese dadurch erst ermöglichten.

Nicht zuletzt möchte ich mich noch ganz besonders bei meiner Verlobten Vera bedanken, die mir während des gesamten Studiums stets zur Seite stand und mich in schwierigen Zeiten unterstützte, aber mir auch den notwendigen Freiraum für dieses herausfordernde Studium gab.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Zielsetzung der Arbeit	2
1.3	Anforderungen und Grenzen	3
1.4	Aufbau der Arbeit	3
2	Grundlagen und Stand der Technik	5
2.1	Aufbau und Funktionsweise der Asynchronmaschine	5
2.2	Raumzeigerrechnung	7
2.3	Modellierung der Asynchronmaschine	9
2.4	Verluste der ASM	11
2.5	Bestimmung des geleisteten Drehmomentes über Flussmodelle	13
2.5.1	Spannungsmodell	14
2.5.2	Strommodell	15
3	Übersicht und Inbetriebnahme des Funktionsprüfstandes	16
3.1	Übersicht	16
3.2	Ansteuerung der Komponenten	18
3.2.1	Lastmaschine	18
3.2.2	Prüfling	21
3.2.3	Drehmomentsensor	22
3.2.4	zusätzliche Komponenten	24
3.3	technische Daten der verbauten Maschinen und Geräte	24
3.3.1	Lastmaschine	24
3.3.2	Prüfling	25
3.3.3	Drehmomentsensor	25
4	Messhardware	27
4.1	Hardwareanforderungen und Testaufbau	27
4.2	Mess- und Steuerplatine	29
4.2.1	Strommessung	29
4.2.2	Spannungsmessung	32
4.2.3	Ansteuerung des Drehmomentsensors	33
4.2.4	Ansteuerung zusätzlicher Komponenten und Spannungsversorgung	34
4.3	Hardwaredesign und verwendete Komponenten	36

4.4	Einfluss der parasitären Leitungsinduktivitäten	37
5	Modellierung der Asynchronmaschine am DSP	41
5.1	Modellbildung	41
5.1.1	Umrechnung der Messgrößen	41
5.1.2	Raumzeigerbildung	43
5.1.3	Korrektur des Tiefpassverhaltens der Eingänge	43
5.1.4	Bestimmung der Winkelgeschwindigkeiten	45
5.1.5	Berechnung des Statorflusses	46
5.1.6	Berechnung des Luftspaltmoments und der Leistung	50
5.1.7	Bestimmung des Reibmoments	50
5.1.8	Drehmoment aufgrund der Massenträgheit	52
5.1.9	Modellierung der Kupferverluste im Rotor	52
5.1.10	Berechnung des mechanischen Drehmomentes und Ausgabe der Werte	52
5.2	Implementierung am DSP	53
5.2.1	Übersicht Programmablauf	53
5.2.2	Hardware-Software Schnittstelle	55
5.2.3	Implementierung der Tiefpassfilterkorrektur	56
5.2.4	Implementierung der Reibmomentberechnung	57
5.3	Modellgenauigkeit	58
6	Verifizierung des Modells	60
6.1	Aufbau der Testumgebung	60
6.1.1	Ausgabe und Übertragung der berechneten Werte	61
6.1.2	Erstellung der Testsequenz	61
6.1.3	Simulation der Modellierung in Simulink	62
6.2	Auswertung der Ergebnisse	63
6.2.1	statisches Verhalten	64
6.2.2	dynamisches Verhalten	66
6.3	Diskussion der Ergebnisse und Grenzen der Modellgenauigkeit	68
7	Zusammenfassung und Ausblick	70
	Abbildungsverzeichnis	76
	Tabellenverzeichnis	77
	Wissenschaftliche Literatur	78

Abkürzungen

ASM	Asynchronmaschine
CAN	»Controller Area Network« - serielles Feldbussystem
DM	Drehmoment
DMS	Dehnungsmessstreifen
DSP	Digitaler Signalprozessor
DUT	»Device Under Test« - Prüfling eines Testaufbaues
ESM	Elektrisch erregte Synchronmaschine
FuPs	Funktionsprüfstand
HiL	»Hardware in the Loop« - Test eines eingebetteten Systems auf Hardwareebene
HSI	»Hardware-Software Interface« - Schnittstellenbeschreibung zwischen der Hardware und der Software eines Systems
MiL	»Model in the Loop« - Test eines Systems auf Modellebene
OPV	Operationsverstärker
PCB	»Printed Circuit Board« - gedruckte Leiterplatte (Elektronik)
PiL	»Processor in the Loop« - Test eines Systems auf Prozessorebene
PSM	Parmanentmagnet Synchronmaschine
PWM	Pulsweiten-Modulation
QEP	»Quadrature Encoder Pulse« - Drehimpulsgeber mit zwei um 90° versetzten Rechtecksignalen
USB	»Universal Serial Bus« - serielles Bussystem am PC

1 Einleitung

1.1 Motivation

Mit dem stetig wachsenden Anteil an Elektrifizierung, speziell im Mobilitätssektor, wächst die Zahl der verbauten Elektromotoren rasant an. Laut einer Studie des Unternehmensberaters BCG¹ werden Elektrofahrzeuge ab 2030 die Hälfte des weltweiten Automobilmarktes ausmachen. Die nähere Zukunft wird sogenannte »mild-hybrid« Systeme bringen, bei dem ein Elektromotor mittlerer Größe einen Verbrennungsmotor im Fahrzeug unterstützt. Dadurch ist es möglich, den Verbrennungsmotor in ineffizienten Bereichen zu unterstützen und die sonst vernichtete Energie beim Abbremsen des Fahrzeuges zurück zu gewinnen. Dadurch kann viel CO₂ und andere Schadstoffe eingespart werden, was nicht nur politisch zuletzt immer mehr an Bedeutung gewinnt. Diese Entwicklung wird durch die neuerdings wachsende Zahl an 48V Bordnetzsystemen in Fahrzeugen noch stärker angekurbelt.

Bedingt durch die steigende Anzahl an Elektromotoren steigt auch die Zahl der eingebetteten Systeme und damit der Anteil von »embedded software« in Fahrzeugen rasant an. Diese ist notwendig, um die Umrichter anzusteuern und die Elektromotoren effizient einsetzen zu können. Speziell im Mobilitätssektor ist durch die hohe Sicherheitsanforderung ein umfangreiches Testen der Software essenziell für einen sicheren Betrieb des Fahrzeuges. Am Beginn der Softwareentwicklung wird diese vor allem durch Simulation der Umgebung auf sogenannten MiL, PiL oder HiL Systemen getestet. Diese Systeme haben in der Regel keine beweglichen Teile, sind deshalb kostengünstig und können somit den Softwareentwicklern in hoher Anzahl bereitgestellt werden. Sie eignen sich allerdings nicht für Systemtests und Systemintegrationstests der Software mit dem Umrichter und dem Elektromotor. Um das Gesamtsystem bestehend aus Software, Inverter und Motor testen zu können, stehen üblicherweise Funktionsprüfstände zur Verfügung. Diese Funktionsprüfstände werden in der Regel auch für Abnahmetests verwendet und müssen dadurch hohe Anforderungskriterien erfüllen und vielseitige Umgebungsbedingungen abdecken. Deshalb sind diese Prüfstände meist sehr kostenintensiv und benötigen viel Platz, wodurch sie durch den hohen Investitionsbedarf meist sehr gut ausgelastet werden und für Softwaretests während des Entwicklungsprozesses nur beschränkt eingesetzt werden können. Dadurch werden für Softwarezwischenständen meist HiL-Prüfstände verwendet bei denen der Elektromotor nur simuliert wird. Dadurch können durch die unzureichende Realitätsnähe der Simulation oft Fehlerzustände nicht ausreichend abgedeckt werden, wodurch wiederum Fehler unentdeckt bleiben welche später im

¹The Boston Consulting Group

Fahrzeug zu schwerwiegenden Folgen führen können. Oft werden diese Fehler erst im Fahrzeug gefunden, eine Fehlerbehebung ist dadurch sehr zeit- und kostenintensiv.

Um diese Lücke zu schließen bieten sich deshalb kostengünstige „mini-Systemprüfstände“ an. Diese bestehen nur aus den notwendigsten Teilen um die Software des Steuergeräts am Gesamtsystem testen zu können. Zwischen Lastmaschine und Prüfling ist in der Regel ein mechanischer Drehmomentsensor verbaut, um damit das am Prüfling geleistete mechanische Moment überprüfen zu können. Um die sogenannten „mini-Systemprüfstände“ kostengünstiger und kompakter anbieten zu können wird deshalb in dieser Arbeit untersucht, wie genau sich das Drehmoment durch einen Beobachter modellieren lässt, um für zukünftige Prüfstände dieser Art den Drehmomentsensor obsolet zu machen. Neben der Modellierung des Maschinenmodells müssen dazu allerdings auch die Eingangsgrößen des Modells mit einer kostengünstigen Hardware gemessen werden können.

Durch den vermehrten Einsatz dieser Systemprüfstände soll in weitere Folge gewährleistet werden, dass die Qualität der entwickelten »embedded Software« erhöht und die Entwicklungszeit reduziert werden kann, indem eine höhere und genauere Abdeckung der Testfälle gewährleistet wird. Wird für den Softwareentwicklungsprozess das V-Modell zugrunde gelegt, stellt die Erprobung der Software am eigentlichen Zielsystem sicher, das Gesamte V-Modell der Software- und Hardwareentwicklung zu testen und nicht nur einzelne Phasen des Modelles.

Diese Arbeit wird in Kooperation mit der *Robert Bosch AG* durchgeführt, welche den Prüfstand bereitstellt. Dieser Prüfstand soll für die Softwareentwicklung des Steuergeräts eines 48V mild hybrid Elektromotors eingesetzt werden und besteht, vereinfacht, aus dem zu testendem Elektromotor mit einem im Gehäuse integrierten Umrichter inklusive Steuergerät samt der entwickelten Software, einer geregelten Drehstrom-Asynchronmaschine mit Umrichter als mechanische Last sowie einem Drehmomentsensor. Der mechanische Drehmomentsensor dient für das in dieser Arbeit erstellte Gesamtsystem aus Beobachter und Messeinrichtung als Referenz für die anschließende Bewertung der Genauigkeit und für die Analyse der Systemgrenzen des erstellten Modells.

1.2 Zielsetzung der Arbeit

In dieser Arbeit soll ein Drehmomentbeobachter entwickelt werden, der für einen vorhandenen Funktionsprüfstand für Elektromotoren das geleistete Drehmoment am Prüfling alleine aus den messbaren Größen der Lastmaschine modellieren soll, welche für die Bereitstellung der mechanischen Last an der Welle des Prüflings dient. Als Lastmaschine dient eine 6-polige Drehstrom-Asynchronmaschine. Der Beobachter soll die Asynchronmaschine modellieren und auf einem echtzeitfähigem System implementiert werden. Für die anschließende Evaluierung des entwickelten Systems aus Beobachter und Messhardware, ist auf dem Prüfstand ein Drehmomentsensor verbaut, der als Referenz verwendet werden soll. Das Ziel dieser Arbeit ist eine Bewertung der erreichbaren Genauigkeit des Modells samt dem notwendigen Messaufbau zu erstellen. Damit soll für zukünftige Prüfstände eine Grundlage für die Entscheidung geschaffen werden, ob eine modellbasierte Berechnung des am Prüfling geleisteten Drehmoments ausreicht oder die Genauigkeit des Messaufbaus sowie des Modells dafür zu gering ist.

Am Beginn der Arbeit soll der zur Verfügung stehende Prüfstand in Betrieb genommen werden. Da für die Ansteuerung der Komponenten noch keine zentrale Ansteuerung vorhanden ist, soll ein Konzept für die Ansteuerung der Komponenten ausgearbeitet und umgesetzt werden, wenn dies für das Testen des erstellten Beobachters notwendig ist. Da die Steuerung des Umrichters der Lastmaschine sowohl im drehzahlgeregelten Betrieb als auch im momentengeregelten

Betrieb möglich ist, soll zunächst untersucht werden, wie genau das von der Umrichtersoftware errechnete Drehmoment mit den gemessenen Werten des Drehmomentsensors am Ausgang der Welle übereinstimmt. Dazu muss analysiert werden, wie die internen Größen aus dem Umrichter ausgelesen werden können und ob diese Information mit einer entsprechenden Genauigkeit zur Verfügung gestellt werden.

Anschließend soll ein Modell der ASM erstellt werden, welches auf einem echtzeitfähigem Controller ausgeführt werden soll und das beim Prüfling anliegende Drehmoment an der Welle modellieren soll. Für die Eingangsgrößen des Modells ist es notwendig, die Phasenströme, Phasenspannungen und die mechanische Drehzahl der Welle möglichst exakt bestimmen zu können. Diese Daten können entweder über einen expliziten Messaufbau oder über die von der Lastmaschine zur Verfügung gestellten Daten ermittelt werden, falls die Genauigkeit und die Latenzzeit dieser Daten als ausreichend eingeschätzt werden.

1.3 Anforderungen und Grenzen

Für die Modellierung des Drehmomentes soll der Prüfstand mit den vorhandenen Komponenten verwendet werden, ohne dabei die Lastmaschine für Vermessungszwecke von diesem Abbauen zu müssen. Dadurch ergeben sich Einschränkungen bei der Analyse der Maschinenparameter der Asynchronmaschine, da gewisse Versuche am Prüfstand nicht durchgeführt werden können. Zusätzlich soll die ebenfalls bereits vorhandene Steuereinheit für die Ansteuerung der Asynchronmaschine verwendet werden, welche den Umrichter samt Regler der Asynchronmaschine darstellt. Die vom Steuerteil der Lastmaschine bereitgestellten Größen können für die Modellierung des Drehmomentes verwendet werden.

Auf Grundlage dieser Arbeit soll eine Beurteilung möglich sein, ob ein modellbasierter Ansatz für die Messung des Drehmoments an der Welle für den Aufbau eines kostengünstigen Prüfstandes sinnvoll ist. Dafür soll die Genauigkeit des modellierten Drehmoments über den gesamten Betriebsbereich angegeben werden, wobei der mechanische Drehmomentensensor als Referenzwert herangezogen wird.

1.4 Aufbau der Arbeit

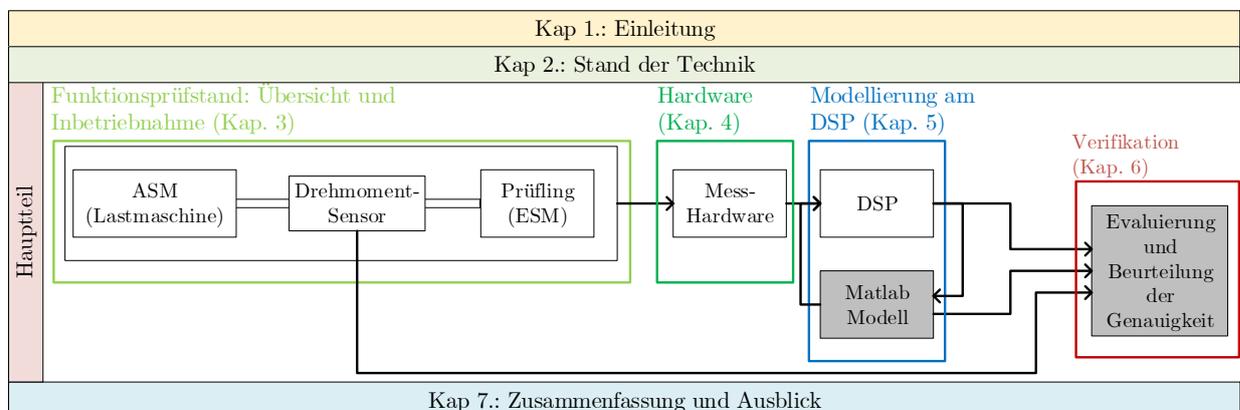


Abbildung 1.1: Aufbau der Arbeit

Im Folgenden soll ein kurzer Überblick über den Aufbau der restlichen Arbeit gegeben werden. Abbildung 1.1 zeigt ein schemenhaftes Blockschaltbild des Aufbaus dieser Arbeit. Die grau hinterlegten Felder geben dabei Bereiche an die für die Evaluierung des Aufbaus und des Modells notwendig sind, nicht jedoch für die spätere Verwendung des entworfenen Systems erforderlich sind.

Zunächst wird Kapitel 2 eine kurze Einführung zur Asynchronmaschine liefern sowie einen Überblick über den aktuellen Stand der Technik der Methoden der Drehmomentberechnung von Asynchronmotoren sowie deren Modellbildung geben. Kapitel 3 befasst sich mit dem Aufbau des zu Verfügung stehenden Funktionsprüfstandes, den darin enthaltenen Komponenten und deren Ansteuerung, sofern dies für die restliche Arbeit notwendig ist. Kapitel 4 enthält die Dokumentation der entwickelten Mess- und Steuerungshardware. Dafür wurde eine Leiterplatte entworfen, mit der die für die Eingangsgrößen des Modells notwendigen Messgrößen gemessen werden können. Weiters wird die Hardware noch für die Ansteuerung zusätzlicher Komponenten am Prüfstand verwendet. Im Kapitel 5 wird das erstellte Modell der Asynchronmaschine und deren Implementierung am digitalen Signalprozessor gezeigt, welches für die echtzeitfähige Berechnung des am Prüfling anliegenden Drehmomentes notwendig ist. Zusätzlich zum Modell am digitalen Signalprozessor wird das Modell auch in einer Matlab/Simulink-Umgebung umgesetzt, um die Software am Signalprozessor evaluieren zu können, sowie während der Entwicklungsphase besseren Zugriff auf die internen Größen des Modells zu bekommen. Anschließend wird in Kapitel 6 das Modell verifiziert und die erreichbare Genauigkeit der Modellierung über den gesamten Betriebsbereich des Prüfstandes angegeben, wobei die vom mechanische Drehmomentsensor gelieferten Messdaten als Referenzwert dienen. Den Abschluss der Arbeit bildet eine Zusammenfassung der Ergebnisse und ein Ausblick auf mögliche Weiterentwicklungen in Kapitel 7.

2 Grundlagen und Stand der Technik

Ziel dieses Kapitels ist einen kurzen Überblick über die Funktionsweise der dieser Arbeit zugrundeliegenden Drehstrom-Asynchronmaschine zu geben, sowie den aktuellen Stand der Technik zu beleuchten.

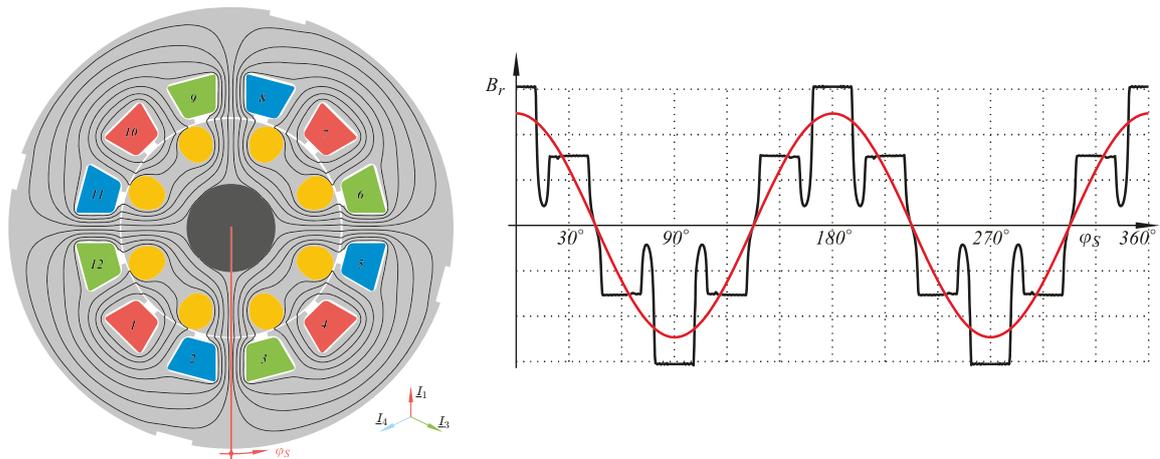
Im ersten Teil dieses Kapitels wird der Aufbau und die Funktionsweise der ASM beschrieben und einen kurzen Einblick über den aktuellen Stand der Technik zur Modellierung von Asynchronmaschinen und zur ASM im Allgemeinen liefern. Anschließend wird die Modellierung der Maschine gezeigt, bevor danach auf die eigentlichen Methoden der Drehmomentberechnung von Asynchronmaschinen etwas detaillierter eingegangen wird und die Modelle zur Berechnung des Flusses in der Maschine gezeigt werden.

2.1 Aufbau und Funktionsweise der Asynchronmaschine

Aufgrund ihres einfachen und robusten Aufbaus der Drehstrom-Asynchronmaschine und der großen Verfügbarkeit von Leistungshalbleitern, ist die umrichter gesteuerte Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer heute die Standardmaschine für elektrische Antriebe. Asynchronmaschinen werden in einem großen Leistungsspektrum angeboten, welches von einigen hundert Watt bis zu einigen Megawatt reicht. Der Vorteil liegt neben dem einfachen Aufbau der Maschine hauptsächlich im vergleichsweise niedrigem Anschaffungspreis und einem weitgehend wartungsfreien Betrieb. [Spr09]

Der Stator der Maschine wird aus einem Stapel kreisförmiger Elektrobleche gebildet und beinhaltet die Drehstromwicklungen, die in Nuten entlang des Umfangs eingelegt sind. Aufgrund des rotationssymmetrischen Aufbaus der Maschine ist die Luftspaltweite entlang des Umfangs im Allgemeinen konstant. Abbildung 2.1(a) zeigt den Aufbau einer dreisträngigen Asynchronmaschine mit zwei Polpaaren. Der Rotor, auch Läufer genannt, bestehen meist aus einem geschichtetem, gegenseitig elektrisch isolierten Eisenblechpaket in dem in Nuten massive, elektrisch gut leitfähige Stäbe eingelassen sind. An den Enden sind diese Stäbe mit elektrisch leitfähigen Kurzschlussringen verbunden, um diese miteinander zu einem elektrisch leitfähigem Käfig zu verbinden. [Bol18]

Neben den Kurzschlussläufern sind auch noch sogenannte Schleifringläufer im Einsatz, dabei besteht der Läufer der Maschine aus mehrsträngigen Drahtwicklungen deren Enden über Schleifringe nach außen geführt werden. Da diese Ausführungsform für den Umrichterbetrieb im Allgemeinen nicht eingesetzt wird und folglich immer mehr an Bedeutung verliert, sowie bei dem für diese



(a) Stator mit dreisträngiger Wicklung bei zwei Polpaaren (b) Darstellung des Verlaufs der Flussdichte in der Luftspaltmitte über den Umfang und dessen Grundwelle

Abbildung 2.1: Funktionsprinzip von Asynchronmaschinen [Bol18]

Arbeit verwendeten Prüfstand auch nicht eingesetzt wird, wird im Folgendem von einer ASM mit Kurzschlussläufer ausgegangen.

Die Asynchronmaschine wird auch Induktionsmaschine genannt, was auf die Wirkungsweise der Maschine hindeutet. Die Drehstromwicklung im Stator erzeugt ein magnetisches Feld, welches bei asynchroner Drehung des Rotorkäfigs mit dem verketteten Fluss eine Spannung in den Käfigstäben des Rotors induziert. Die Felderregerkurve einer Strangdurchflutung der Statorwicklung ergibt einen ungefähr sinusförmigen Verlauf über ein Polpaar, wobei durch die Nutungen starke Oberwellen auftreten. Der Verlauf der Leerlauf-Statorflussdichte über dem Umfang des Luftspalts zwischen Stator und Rotor für eine vierpolige Maschine ist in Abbildung 2.1(b) ersichtlich. Durch die im Rotor induzierte Spannung wird in den kurzgeschlossenen Rotorstäben ein Stromfluss hervorgerufen, welche mit der vorhanden Flussdichte eine Kraft der Größe $F = B \cdot I \cdot l$ im Stab des Rotorkäfigs erzeugt. Hieraus resultiert ein Drehmoment das, bei positiver Differenzwinkelgeschwindigkeit zwischen Stator und Rotor, den Rotor in Richtung der Drehfeldes beschleunigt. Der im Rotor fließende Strom wirkt sich dadurch direkt auf das erzeugte Drehmoment im Rotor der Maschine aus. Das Moment ist deshalb von der Differenz des vom Stator erzeugten Drehfeldes und der Umlaufgeschwindigkeit des Rotors abhängig, diese Differenz wird auch Schlupfwinkelgeschwindigkeit ω_{sl} genannt.

$$\omega_{sl} = \omega_{syn} - \omega_m \quad (2.1)$$

Darüber hinaus ist es übliche, den Schlupf S der Maschine zu definieren. Dieser kann über Gleichung 2.2 berechnet werden. [Sch15]

$$S = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \quad (2.2)$$

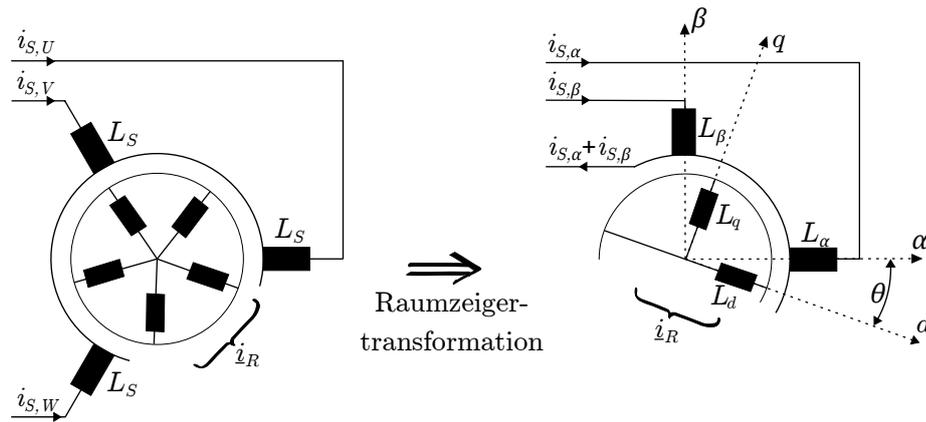


Abbildung 2.2: Äquivalente Stator- und Rotorwicklungssysteme durch Anwendung der Raumzeigertransformation

2.2 Raumzeigerrechnung

Zur Beschreibung von räumlich sinusförmig verteilten physikalischen Größen in elektrischen Maschinen ist die Raumzeigerdarstellung eine weitverbreitete Transformation, um das transiente Verhalten von Drehstrommaschinen elegant zu beschreiben, welche in ähnlicher Form von Clarke [Cla50] und Kovács et al. [KR59] vorgestellt wurde. Die Raumzeigerrechnung bildet eine räumlich sinusförmig verlaufende Größe in der komplexen Ebene ab. Aus den drei zeitabhängigen, physikalischen Stranggrößen $g(t)$ einer Maschine können durch die Transformation in Gleichungen 2.3 und 2.4 die Raumzeiger $\underline{g}(t)$ sowie die Nullkomponente $g_0(t)$ gebildet werden.

$$\underline{g}(t) = \frac{2}{3} \cdot [g_1(t) + \underline{a} \cdot g_2(t) + \underline{a}^2 \cdot g_3(t)], \quad \underline{a} = \exp(j \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (2.3)$$

$$g_0(t) = \frac{1}{3} \cdot [g_1(t) + g_2(t) + g_3(t)] \quad (2.4)$$

Abbildung 2.2 zeigt die äquivalenten Stator- und Rotorwicklungssysteme durch Anwendung der Raumzeigerrechnung auf eine dreisträngige Maschine. Dabei werden die Stator- und Rotorwicklungssysteme durch je ein orthogonales Zweiwicklungssystem mit zwei, senkrecht aufeinander stehenden Wicklungen ersetzt. Die reelle Achse des Raumzeigers wird üblicherweise in die Strangachse U bzw. Strangachse 1 gelegt, kann im Allgemeinen aber beliebig gewählt werden. Wird der Raumzeiger in die Komponenten

$$\underline{g}(t) = g_\alpha(t) + j \cdot g_\beta(t) \quad (2.5)$$

aufgeteilt, kann die Transformation übersichtlich in Matrixschreibweise angeschrieben werden. Da die Nullkomponente aufgrund des fehlenden Neutralleiters in der Regel bei der Anspeisung der ASM nicht vorhanden ist, kann diese bei der Transformationsvorschrift weggelassen werden. Um jedoch eine invertierbare Transformationsmatrix T_M zu erhalten, ist in Gleichung 2.6 die Nullkomponente ebenfalls enthalten.

$$\begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = T_M \cdot \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Um wiederum die Stranggrößen aus den transformierten Raumzeigergrößen zu erhalten, wird die Inverse der Transformationsmatrix T_M gebildet. Gleichung 2.7 zeigt die Berechnungsvorschrift zur Rücktransformation der Größen und gibt die inverse Transformationsmatrix $(T_M)^{-1}$ an.

$$\begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 \\ -1 & \sqrt{3} & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_0 \end{bmatrix} = (T_M)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Die dargestellte Transformationsvorschrift zeigt, dass die Raumzeiger $\underline{g}(t)$ durch die Nullkomponenten nicht beeinflusst werden. Die Information über die Nullgrößen geht daher im (α, β) -System verloren. Für die Spannungsmessung der Strangspannungen bedeutet dies, dass das Bezugspotential bei der Messung für die Raumzeigerrechnung nicht relevant ist. Bei fehlendem Neutralleiter kann im Nullsystem allerdings auch kein Strom fließen, wodurch keine Leistung im Nullsystem umgesetzt werden kann. [Bol18] [Sch13]

Die transformierte Größe in Gleichung 2.3 stellt einen komplexen Zeiger der Länge des Zeigers im Ursprungssystem dar, der in Richtung des Maximums der Amplitude der räumlich sinusförmigen Welle zeigt. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die gezeigte Transformationsvorschrift nicht Leistungsinvariant ist. Für eine Leistungsinvariante transformation muss statt dem Faktor $\frac{2}{3}$ in Gleichung 2.3 ein Faktor von der Größe $\sqrt{\frac{2}{3}}$ gewählt werden. Die Transformationsmatrizen müssen dann natürlich ebenso angepasst werden. Wird die Transformation mit der gezeigten Vorschrift durchgeführt, so muss die Leistung vom transformierten (α, β) -System in das Ursprungssystem umgerechnet werden. Gleichung 2.8 zeigt die dafür notwendige Berechnungsvorschrift für den Augenblickswert der Leistung.

$$p(t) = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 = \frac{3}{2} \cdot p_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \cdot [u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta] \quad (2.8)$$

Sind im System außerdem Nullgrößen vorhanden, dann muss die daraus resultierende Leistung noch zusätzlich zu der Leistung aus Gleichung 2.8 addiert werden.

Werden die Maschinengleichungen der ASM mit Hilfe der Raumzeigerrechnung im (α, β) -System modelliert, ist zu beachten, dass alle elektromagnetischen Größen in der Maschine als sinusförmig verteilt angenommen werden. Andernfalls werden mit dem Model nur die Grundwellen der physikalischen Größen erfasst, man spricht daher auch vom Grundwellenmodell der Maschine. Es sei hier noch erwähnt, dass die Raumzeigertheorie auch für die Beschreibung von Oberwellen ausgeweitet werden kann, auf die hier nicht näher eingegangen wird.

Die durch die Raumzeigertransformation erhaltenen Größen beschreiben nun ein zweidimensionales System in einem statorfesten Koordinatensystem. Oft ist es hilfreich, die physikalischen Größen in einem relativ zum Stator rotierendem Bezugssystem zu beschreiben, welches beispielsweise mit dem Rotor der Maschine oder mit dem Flussraumzeiger in der Maschine fixiert gewählt werden kann. Dazu kann die von Park beschriebene Transformation in Gleichung 2.9 verwendet werden, um das stationäre (α, β) -System in ein um den Winkel θ rotiertes Koordinatensystem zu transformieren. Die Achsen im rotorfesten Koordinatensystem werden üblicherweise als d-Achse für die reelle Achse (Abszisse) und q-Achse für die imaginäre Achse (Ordinate) beschrieben, weshalb dieses System auch als (dq)-System bezeichnet wird. Gleichung 2.10 beschreibt die Transformation in Matrixdarstellung. [Bol18]

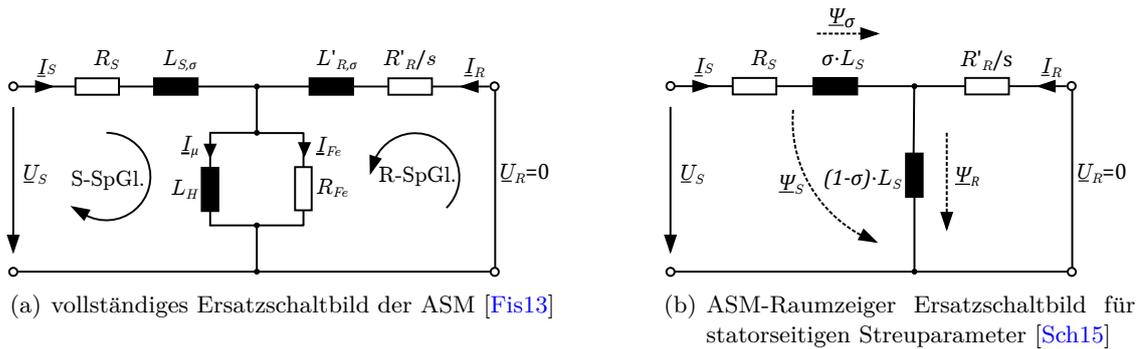


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbilder der ASM

$$\underline{g}_T = \underline{g}(t) \cdot e^{-j \cdot \theta(t)} = g_d + j \cdot g_q \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.3 Modellierung der Asynchronmaschine

Für die Berechnung des geleisteten Drehmoments mit einem Flussmodell ist es notwendig, neben den Augenblickswert des Stator- bzw. Rotorstrom-Raumzeigers auch die Amplitude und den Winkel des Stator- bzw. Rotorfluss-Raumzeigers zu kennen. Da sich der Fluss in der Maschine messtechnisch im Allgemeinen nicht bestimmen lässt, werden die Flusskomponenten durch mathematische Modelle ermittelt. Um nun das Grundwellenmodell der Asynchronmaschine herzuleiten wird zunächst das Ersatzschaltbild betrachtet, um daraus die Maschinengleichungen abzuleiten. Wegen der mathematischen Entkopplung der Stränge durch die Raumzeigertransformation kann das Verhalten der Asynchronmaschine durch ein einsträngiges Ersatzschaltbild dargestellt werden. Das Grundwellenmodell der ASM lässt sich mit zwei magnetisch gekoppelte Teilsysteme darstellen, welche den Stator- und den Rotorkreis beschreiben. Abbildung 2.3(a) zeigt das vollständige T-Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine, wobei hier der Stator- und Rotorkreis miteinander verbunden sind und deshalb die rotorseitigen Größen auf die Statorseite umgerechnet werden. Die gestrichelten Größen repräsentieren dabei die auf die Primärseite umgerechneten Größen der Sekundärseite. Die linke Masche in Abbildung 2.3(a) beschreibt den Statorkreis mit einem ohmschen Widerstand R_S , der Streuinduktivität $L_{S,\sigma}$ sowie der Hauptinduktivität oder Magnetisierungsinduktivität L_H . Der parallel zur Hauptinduktivität eingezeichnete Widerstand R_{Fe} stellt die Magnetisierungsverluste der Maschine dar. Das zweite Teilsystem beschreibt den Rotorkreis, welcher aus der gekoppelten Hauptinduktivität, einem Rotorwiderstand R'_R und der rotorseitigen Streuinduktivität $L'_{R,\sigma}$ besteht. Da der statorseitig wirkende Rotorwiderstand vom Schlupf der Maschine abhängt, wird dieser im ESB als R'_R/s modelliert. Aufgrund der Tatsache, dass in dieser Arbeit stets von Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer ausgegangen wird, wird im Ersatzschaltbild die Rotorseite kurzgeschlossen und deshalb die Rotorspannung zu $U_R = 0$ gewählt. Die in der Maschine auftretenden Raumzeiger können in einem Zeigerdiagramm eingezeichnet werden, um die Lage und Größe der Spannungen und Ströme zueinander grafisch darstellen zu können.

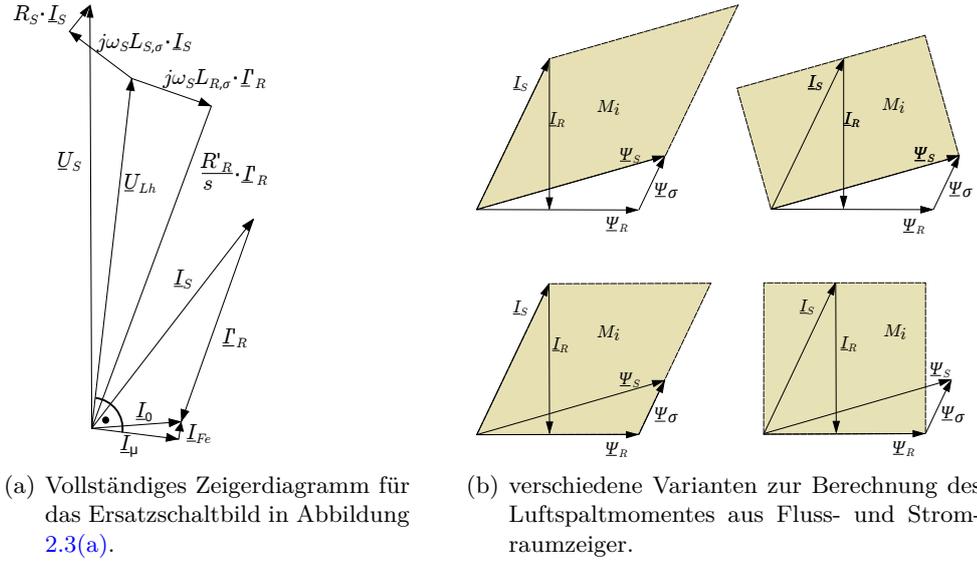


Abbildung 2.4: Zeigerdiagramme für die dargestellten Ersatzschaltbilder und für die Berechnung des inneren Moments

Um für das in Abbildung 2.3(a) dargestellte Ersatzschaltbild die Raumzeiger darzustellen, ist in Abbildung 2.4(a) das Zeigerdiagramm der Maschine bei Belastung dargestellt.

Oft wird das Ersatzschaltbild noch weiter vereinfacht, indem der Magnetisierungsstrom vernachlässigt wird und die Streuinduktivitäten auf eine Seite umgerechnet werden. In der Literatur wird zwischen zwei äquivalenten Ersatzschaltbildern unterschieden, wobei der Unterschied in der Annahme einer primärseitigen bzw. sekundärseitigen Streuinduktivität besteht. Abbildung 2.3(b) zeigt das T-Raumzeigerersatzschaltbild des Grundwellenmodells der ASM im statorfestem Koordinatensystem mit auf die Rotorseite umgerechnetem Streuparameter. Die dabei verwendeten Bezeichnungen des Flusses sind in der Abbildung ebenfalls dargestellt. Dabei bezeichnet $\underline{\Psi}_\sigma$ den Streufluss, $\underline{\Psi}_S$ den Statorfluss und $\underline{\Psi}_R$ den Rotorfluss der Maschine. Zusätzlich wurde hier noch die totale Streuziffer σ eingeführt, welche anstelle der Gegeninduktivität M verwendet wird. Die Berechnung dafür ist in Gleichung 2.11 angegeben.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S \cdot L_R} \quad (2.11)$$

Aus den Ersatzschaltbildern von Abbildung 2.3 können die Maschinengleichungen aufgestellt werden. Gleichungen 2.12 - 2.15 stellen die Maschinengleichungen für eine mit der mechanischen Drehzahl ω_m rotierende Asynchronmaschine für ein allgemeines, mit der Winkelgeschwindigkeit ω_k rotierendes Koordinatensystem dar.

$$\underline{U}_S = \underline{I}_S \cdot R_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \underline{\Psi}_S \quad (2.12)$$

$$\underline{U}_R = \underline{I}_R \cdot R_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega_m) \cdot \underline{\Psi}_R \quad (2.13)$$

$$\underline{\Psi}_S = L_S \cdot \underline{I}_S + L_S \cdot (1 - \sigma) \cdot \underline{I}_R = \underline{\Psi}_R + (\sigma \cdot L_S) \cdot \underline{I}_S \quad (2.14)$$

$$\underline{\Psi}_R = L_S \cdot (1 - \sigma) \cdot (\underline{I}_S + \underline{I}_R) \quad (2.15)$$

Über die Leistungsbetrachtung der Asynchronmaschine kann festgestellt werden, dass das innere, auf den Rotor ausgeübte Drehmoment aus dem magnetischem Fluss und die darauf rechtwinklige Stromkomponente des Stator- bzw. Rotorstromes berechnet werden kann. Gleichung 2.16 zeigt die Berechnung des inneren Drehmoments. Auf die Herleitung dieser Gleichung wird auf die Literatur verwiesen. Eine detaillierte Herleitung kann Beispielsweise in [Bol18] gefunden werden. Der Faktor p in Gleichung 2.16 gibt die Polpaarzahl der Maschine an.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_S^* \cdot \underline{I}_S \} \quad (2.16)$$

Wird nun Gleichung 2.14 für die Statorflussverkettung in Gleichung 2.16 eingesetzt, so wird ersichtlich, dass das innere Moment ebenfalls über die Rotorflussverkettung berechnet werden kann. Weiters wird dabei ersichtlich, dass der der Streufluss in der Maschine keinen drehmomentbildenden Einfluss hat. Gleichung 2.17 zeigt die verschiedenen Berechnungsmethoden für das innere Moment der Maschine.

$$\begin{aligned} M_i &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_S^* \cdot \underline{I}_S \} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ (\underline{\Psi}_R + (\sigma \cdot L_S) \cdot \underline{I}_S)^* \cdot \underline{I}_S \} \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_R^* \cdot \underline{I}_S \} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_R^* \cdot \underline{I}_R \} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Um diese Tatsache grafisch darzustellen, sind in Abbildung 2.4(b) einige Varianten zur Darstellung des inneren Drehmomentes in der Raumzeigerebene dargestellt [Sch15].

Gleichung 2.17 gibt das geleistete Luftspaltmoment der Maschine an. Um das mechanische Moment an der Welle zu erhalten, müssen im statischen Fall noch die Rotorverluste sowie Reib- und Lüfterverluste der Maschine berücksichtigt werden. Um dynamische Vorgänge richtig modellieren zu können, muss zusätzlich noch das Drehmoment beachtet werden welches bei Drehzahländerungen durch die Trägheit des Rotors auf die Welle ausgeübt wird. Gleichung 2.17 veranschaulicht auch nochmals, dass der Streufluss keinen Einfluss auf das Drehmoment der Maschine hat. Diese Tatsache wird ebenfalls ersichtlich, wenn die Raumzeiger der betrachteten Größen betrachtet werden, wie in Abbildung 2.4(b) dargestellt wird. Das innere, auf den Rotor ausgeübte Luftspalt-Drehmoment wird vom Zeiger der Statorflussverkettung $\underline{\Psi}_S$ und dem Statorstrom-Raumzeiger \underline{I}_S aufgespannt. Der Zeiger der Statorflussverkettung $\underline{\Psi}_S$ kann als Summe der Vektoren von Rotorflussverkettung und Streufluss gebildet werden. Da der Streufluss bei statorseitig angenommenen Streuparameter in Richtung des Statorstrom-Raumzeigers \underline{I}_S zeigt, trägt dieser nicht zur Momentenbildung bei. Daher kann das innere Moment ebenfalls über den Rotorfluss-Raumzeiger und den Statorstrom-Raumzeiger, oder äquivalent über den Rotorfluss-Raumzeiger und den Rotorstrom-Raumzeiger berechnet werden. [Sch15]

2.4 Verluste der ASM

Um die Verluste der Asynchronmaschine zu zeigen, ist in Abbildung 2.5 der Leistungsfluss der Maschine von der aufgenommenen elektrischen Leistung P_{el} bis zur an der Welle abgegebenen mechanischen Leistung P_{mech} dargestellt [SSL17]. Dazwischen treten sowohl stator- als auch rotorseitig Verluste auf, welche die an der Welle zur Verfügung stehende Leistung schmälern. Auf der Statorseite treten hauptsächlich die Kupfer-Wärmeverluste in Erscheinung. Daneben spielen noch die durch die Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste verursachten Eisenverluste P_{Fe}

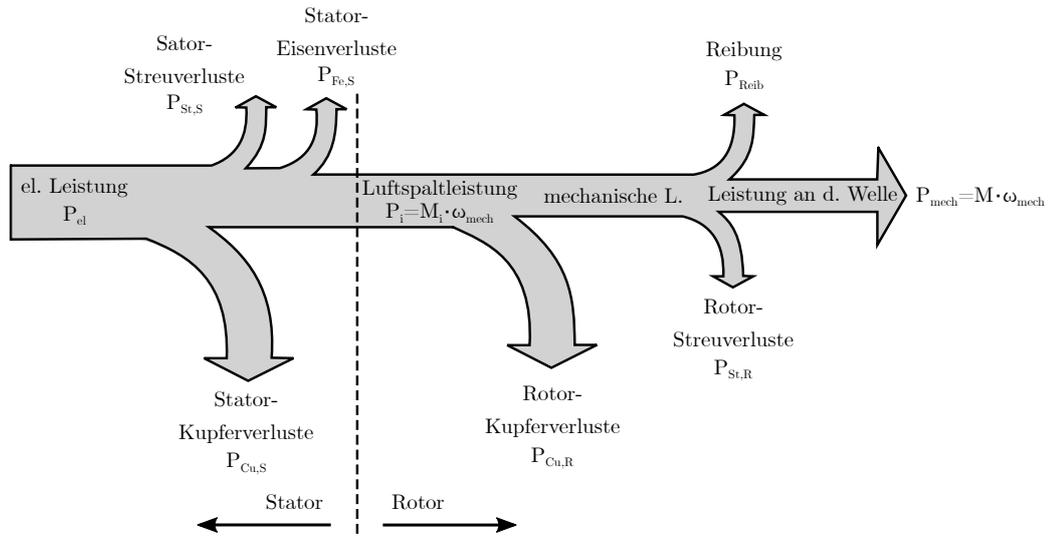


Abbildung 2.5: Leistungsfluss der Asynchronmaschine [SSL17]

eine Rolle. In den Streuverlusten werden die übrigen Verluste im Stator zusammengefasst, welche beispielsweise durch die von den Nutungen hervorgerufenen Oberwellen erzeugt werden.

Die Kupferverluste können über den Statorwiderstand R_S der Maschine mit Gleichung 2.18 modelliert werden, während die Eisenverluste bei Kenntnis des Widerstands R_{Fe} über Gleichung 2.19 mathematisch modelliert werden können.

$$P_{Cu,S} = p \cdot I_S^2 \cdot R_S \quad (2.18)$$

$$P_{Fe,S} = p \cdot \frac{U_S^2}{R_{Fe}} \quad (2.19)$$

Die übrigen im Stator auftretenden Verluste werden in den Streuverlusten $P_{St,S}$ zusammengefasst. Werden die Statorverluste von der elektrischen Eingangsleistung abgezogen, kann somit die Luftspaltleistung oder innere Leistung P_i angegeben werden. Die Luftspaltleistung ist die Leistung, die vom Stator über den Luftspalt in den Rotor der Maschine übertragen wird. Die Leistungsbilanz der Luftspaltleistung kann somit mit Gleichung 2.20 angegeben werden.

$$P_i = P_{el} - P_{Cu,S} - P_{Fe,S} - P_{St,S} \quad (2.20)$$

Die im Luftspalt übertragene Leistung wird Rotorseitig im Widerstand $\frac{R'_R}{s}$ umgesetzt. Damit kann die innere Leistung auch über Gleichung 2.21 angeschrieben werden, darin sind wiederum die Stromwärmeverluste des Rotors mit Gleichung 2.22 enthalten. [Fis13]

$$P_i = p \cdot I_R^2 \cdot \frac{R'_R}{s} \quad (2.21)$$

$$P_{Cu,R} = p \cdot I_R^2 \cdot R'_R \quad (2.22)$$

Werden von der auf den Rotor übertragenen inneren Leistung, die rotorseitigen Kupferverluste $P_{Cu,R}$ sowie die meist vernachlässigbaren Streuverluste $P_{St,R}$ abgezogen, bleibt somit die innere mechanische Leistung übrig, welche sich wiederum auf die Reibverluste P_{Reib} und auf die an der Welle zur Verfügung stehende mechanische Ausgangsleistung P_{mech} aufteilen. Die Eisenverluste im Rotor werden hier ebenfalls zu den Streuverlusten gerechnet, da diese aufgrund der geringen Schlupfdrehzahl meist vernachlässigbar klein sind. Können alle Verluste in der Maschine bestimmt werden, kann über Gleichung 2.23 das Moment an der Welle berechnet werden. Für dynamische Vorgänge ist zusätzlich noch das Trägheitsmoment des Rotors J_{Rot} für das resultierende Moment an der Welle zu berücksichtigen.

$$M_{mech} = \frac{P_{mech}}{\omega_{mech}} - J_{Rot} \cdot \alpha_{mech} \quad (2.23)$$

Für die Modellierung der Wärmeverluste im Rotor $P_{Cu,R}$ können die Gleichungen 2.21 bis 2.23 in die Leistungsbilanz des Rotor eingesetzt werden. Dadurch ergibt sich Gleichung 2.24.

$$\begin{aligned} P_{mech} + P_{St,R} + P_{Reib} &= P_i - P_{Cu,R} = \\ &= p \cdot I_R^2 \cdot \frac{R'_R}{s} \cdot (1 - s) = P_i \cdot (1 - s) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Schließlich ergibt sich dadurch eine mögliche Berechnungsmethode für die Wärmeverluste $P_{Cu,R}$ im Rotor über den auftretenden Schlupf, welche in Gleichung 2.25 angegeben ist. [Fis13]

$$P_{Cu,R} = P_i \cdot s \quad (2.25)$$

2.5 Bestimmung des geleisteten Drehmomentes über Flussmodelle

Neben der Ermittlung des an der Welle geleisteten Drehmoments über Verlustleistungsbetrachtungen, kann das geleistete Drehmoment einer elektrischen Maschine auch über Flussmodelle modelliert werden. Dadurch kann, wie im Abschnitt 2.3 beschrieben, das Moment aus dem Flussraumzeiger zusammen mit dem aus den Stranggrößen ermittelten Stromraumzeiger berechnet werden. Neben diesen Berechnungsmethoden für das Drehmoment sind in der Literatur noch andere Verfahren angeführt. Die meisten Verfahren beziehen sich dabei auf die Drehmomentschätzung eines Drehstrommotors für die Effizienzbestimmung der Anlage oder für die direkte Momentenregelung (Direct Torque Control) des Reglers, bei der das geleistete Moment als Rückführung für den Regler benötigt wird. In der Arbeit von Lu et al. wird in [LHH06] eine Übersicht über Effizienzanalysemethoden für Asynchronmotoren gegeben, die sich in Betrieb befinden. Für die Berechnung des abgegebenen Drehmomentes werden dabei verschiedene Methoden vorgestellt und deren Genauigkeit angegeben. Dabei weist die sogenannte „Air-gap torque method“, also die Berechnung des Drehmoments über das modellierte Luftspaltpmoment die höchste Genauigkeit von den angeführten Methoden auf. Für die Modellierung des Flusses in der Maschine sind hauptsächlich zwei Methoden im Einsatz, die Berechnung des Flusses über ein Spannungsmodell sowie die Berechnung über ein Strommodell. Die beiden Methoden werden im Folgenden vorgestellt.

2.5.1 Spannungsmodell

Beim Spannungsmodell wird der Fluss in der Maschine über die Integration der Statorspannung berechnet. Um dabei die Kupferverluste im Stator zu berücksichtigen, muss zusätzlich noch der Stromraumzeiger in der Maschine bestimmt werden. Der Stromraumzeiger wird anschließend auch für die Berechnung des inneren Drehmoments der Maschine benötigt. Somit kann das Luftspaltmoment über die Messung vom Statorstrom und der Statorspannung berechnet werden.

Im ersten Schritt werden aus den gemessenen Phasenswerten die Raumzeiger mittels der angeführten Raumzeigertransformation berechnet. Die Komponenten des Spannungsraumzeigers werden über Gleichung 2.26 berechnet.

$$\begin{bmatrix} U_{S,\alpha} \\ U_{S,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Analog gilt für die Berechnung der Komponenten des Stromraumzeigers die Transformation in Gleichung 2.27.

$$\begin{bmatrix} I_{S,\alpha} \\ I_{S,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Wird die Gleichung 2.12 des Statorspannungs-Raumzeiger im allgemeinen Koordinatensystem für das statorfeste KOS angeschrieben, so ergibt sich dabei

$$\underline{U}_S = \underline{I}_S \cdot R_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} \quad (2.28)$$

Wird diese Gleichung umgeformt kann daraus über Gleichung 2.29 der Statorflussraumzeiger berechnet werden.

$$\underline{\Psi}_S = \int (U_S - R_S \cdot \underline{I}_S) dt \quad (2.29)$$

Daraus kann schließlich über Gleichung 2.30 das innere Moment in der Maschine berechnet werden, wobei der Faktor p in der Gleichung wiederum für die Polpaarzahl der Maschine steht.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_S^* \cdot \underline{I}_S \} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{S,\alpha} \cdot I_{S,\beta} - \Psi_{S,\beta} \cdot I_{S,\alpha}) \quad (2.30)$$

Bei der Berechnung des inneren Momentes über das Spannungsmodell wird nur der Statorwiderstand als einziger Maschinenparameter benötigt. Da der Statorwiderstand sehr einfach gemessen werden kann ist dies Methode vor allem für Maschinen geeignet, die bereits fix in einer Anlage integriert sind, da hier der Aufwand für die Bestimmung der internen Maschinenparameter zu hoch wäre. Der große Nachteil bei dieser Methode stellt der Integrator dar, welcher durch Gleichanteile im Signal schnell in die Sättigung gehen kann. Die Integration von Gleichspannungsfehlern und die fehlende Anfangsbedingung bei der Integration machen eine Rückkopplung des Integrators notwendig, wodurch diese Methode bei kleinen Drehzahlen nicht verwendet werden kann.

2.5.2 Strommodell

Beim Strommodell wird das innere Moment über den Rotorflussraumzeiger $\underline{\Psi}_R$ und den Statorstrom \underline{I}_S berechnet. Der Vorteil liegt hier vor allem daran, dass im Gegensatz zum Spannungsmodell keine Integration notwendig ist. Das Strommodell beruht auf der Rotorspannungsgleichung aus Gleichung 2.13. Wird diese Gleichung für das statorfeste Koordinatensystem mit $\omega_k = 0$ angeschrieben, ergibt sich Gleichung 2.31.

$$\underline{U}_R = \underline{I}_R \cdot R_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} - j\omega_m \cdot \underline{\Psi}_R = 0 \quad (2.31)$$

Betrachtet man noch die Gleichung 2.32 für den Rotorfluss-Raumzeiger und formt diese auf den Rotorstrom um, so kann diese in die Gleichung für den von außen nicht messbaren Rotorstrom-Raumzeiger eingesetzt werden und erhält damit Gleichung 2.33. Hier wurde zusätzlich noch die Rotorzeitkonstante $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ für den Quotienten aus Rotorinduktivität und Rotorwiderstand eingesetzt. Zusätzlich sei noch erwähnt, dass der Formelbuchstabe M hier für die Gegeninduktivität zwischen Stator und Rotor steht, und nicht wie in anderen Teilen der Arbeit für das Moment. Die Zuordnung ist jedoch stets aus dem Kontext ersichtlich.

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}_R &= L_R \cdot \underline{I}_R + M \cdot \underline{I}_S \\ \Rightarrow \underline{I}_R &= \frac{\underline{\Psi}_R - M \cdot \underline{I}_S}{L_R} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$M \cdot \underline{I}_S = \underline{\Psi}_R + T_R \cdot \left(\frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} - j\omega_m \right) \quad (2.33)$$

Aus der Differentialgleichung 2.33 kann schließlich der Rotorfluss-Raumzeiger berechnet werden. Der Nachteil dieser Methode ist neben dem höheren Berechnungsaufwand, dass die Rotorzeitkonstante und die Gegeninduktivität der Maschine bekannt sein müssen. [BBM07]

Aus den berechneten Rotorfluss-Raumzeiger kann anschließend zusammen mit dem Statorstrom-Raumzeiger das innere Moment über Gleichung 2.34 bestimmt werden.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \{ \underline{\Psi}_R^* \cdot \underline{I}_S \} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{R,\alpha} \cdot I_{S,\beta} - \Psi_{R,\beta} \cdot I_{S,\alpha}) \quad (2.34)$$

3 Übersicht und Inbetriebnahme des Funktionsprüfstandes

Der Drehmomentbeobachter soll auf einem bereits vorhandenen Prüfstand für System- und Softwaretests eines 48V-Drehstrommotors im Automotivbereich eingesetzt werden, wobei ein Asynchronmaschine als Lastmaschine dient. Dieses Kapitel zeigt den zugrundeliegenden Prüfstand mit den darauf verbauten Komponenten und soll einen Überblick über die verwendeten Komponenten liefern, welche die Systemgrenzen des Prüfstandes festlegen. Da für die Bestimmung einiger Modellparameter der Lastmaschine sowie für die Verifikation des entworfenen Beobachters die Inbetriebnahme des Prüfstandes notwendig ist, wird danach noch auf die Inbetriebnahme der Komponenten und die Ansteuerung der einzelnen Komponenten eingegangen. Im anschließenden Abschnitt wird dieses Kapitel mit den technischen Daten der für diese Arbeit relevanten Komponenten geschlossen.

3.1 Übersicht

Für die Bewertung, ob die Leistungsfähigkeit sowie die Genauigkeit eines modellbasierten Drehmomentenbeobachters ausreicht, um damit einen mechanischen Drehmomentsensor zu ersetzen, wurde von der Firma *Robert Bosch AG* ein noch nicht in Betrieb befindlicher Funktionsprüfstand für System- und Softwaretests eines 48V-Drehstrommotors für den Automotivbereich zur Verfügung gestellt. Der elektrisch erregte 48V-Synchronmotor mit integriertem Umrichter dient dabei als Prüfling oder »Device under Test« (DUT), weshalb die Drehmomentschätzung aufgrund der Daten der Lastmaschine durchzuführen ist. Für die Lastmaschine wurde eine umrichtergespeiste, sechspolige Asynchronmaschine mit $50Nm$ Nenndrehmoment zur Verfügung gestellt. Die genaueren technischen Daten sind in Abschnitt 3.3 zu finden. Da für den Beobachter die Lastmaschine modelliert wird, kehrt sich für die Verifikation der Genauigkeit des Drehmomentenbeobachters die Betrachtungsweise des Prüfstandes um. Dabei wird der eigentliche Prüfling als Lastmaschine für die Asynchronmaschine verwendet, um damit die mechanische Last für die Asynchronmaschine zu erzeugen und entsprechende Momentenverläufe zu erzeugen. Somit ist für die anschließenden Tests der entwickelten Schaltung auch eine Ansteuerung für den 48V-Motor notwendig.

In Abbildung 3.1 ist ein Foto des verwendeten Funktionsprüfstandes dargestellt. Eine schematische Übersicht über die Komponenten für den Prüfstand wird in Abbildung 3.2 gezeigt. Das

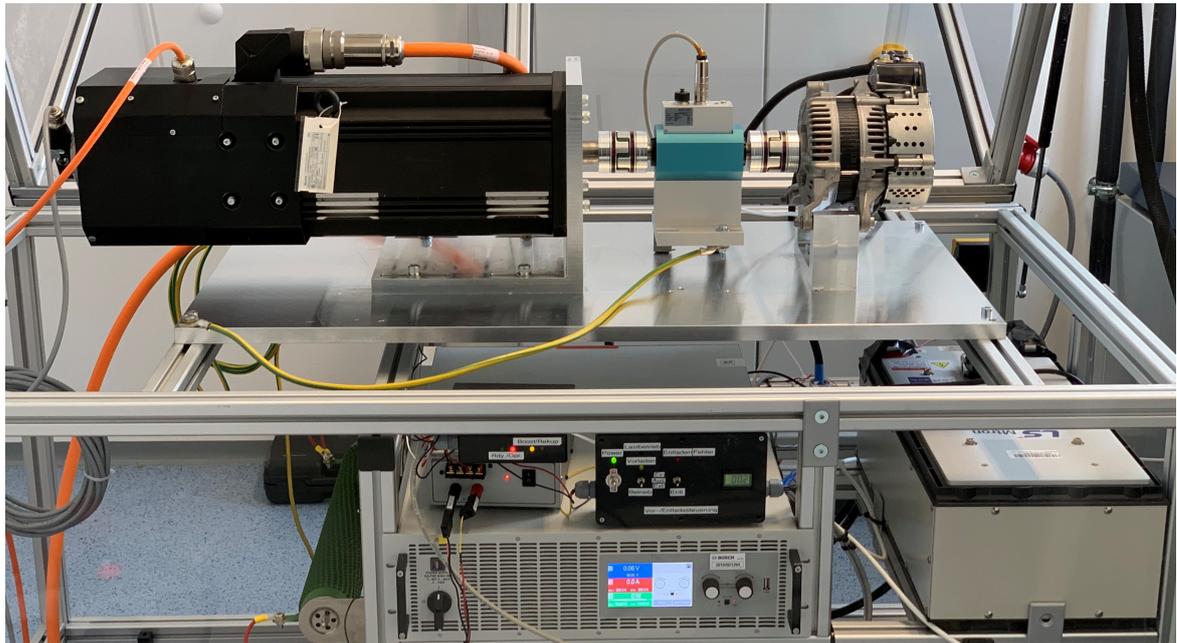


Abbildung 3.1: Foto der Prüfstands mit der Asynchronmaschine (links), Drehmomentsensor und Prüfling (rechts). Darunter sind noch die Komponenten für die Versorgung des Prüflings zu sehen.

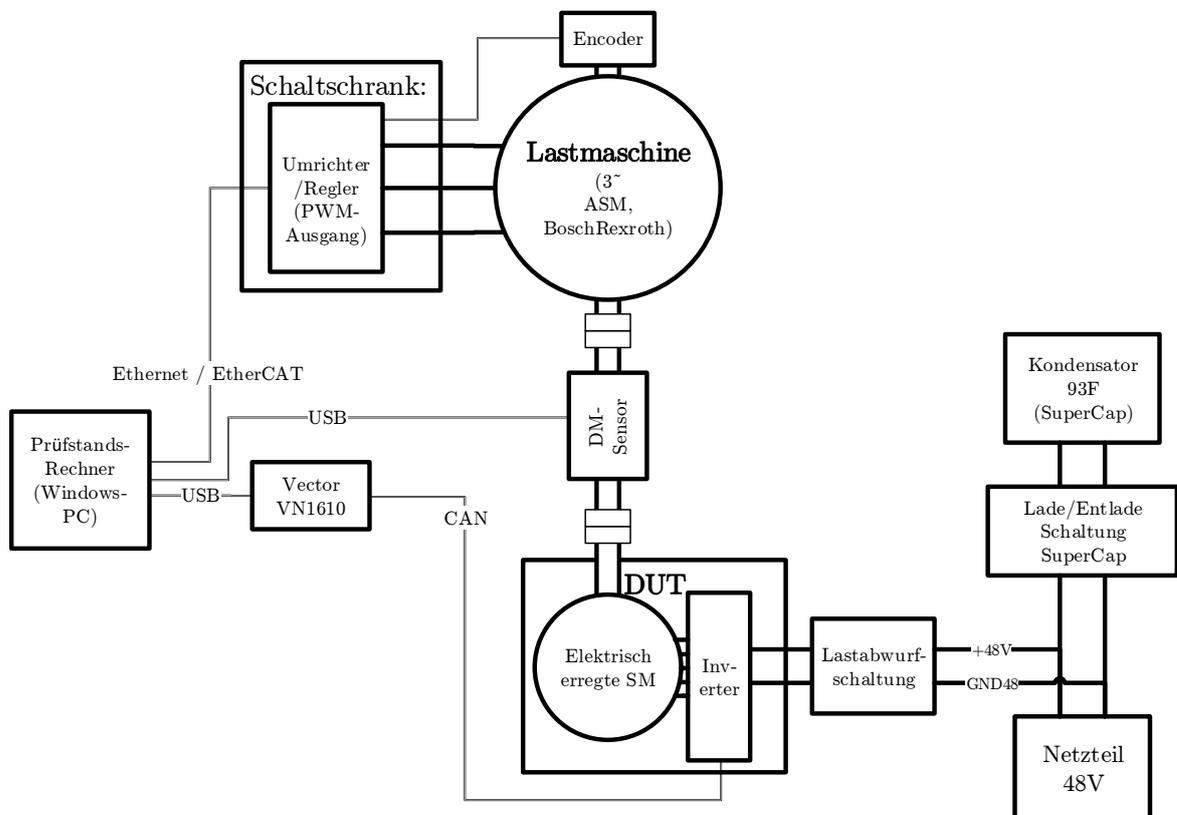


Abbildung 3.2: schematischer Aufbau des Funktionsprüfstandes

Herzstück des Prüfstandes bildet die umrichter gespeiste Lastmaschine, welche über Halbkupplungen mechanisch mit dem Prüfling verbunden ist. Dazwischen ist ein mechanischer Drehmomentensensor verbaut, der das geleistete Drehmoment des Prüflings an der Welle misst. Wird das Massenträgheitsmoment des Sensors und der Kupplungen berücksichtigt, kann somit auch auf das geleistete Drehmoment der Lastmaschine geschlossen werden. Neben dem Prüfling, der über einen Vector VN1610 Schnittstelle über CAN gesteuert werden kann, ist für die 48V Versorgung noch eine Lastabwurfschaltung für die elektrische Versorgung sowie ein 93F Kondensator für die Stabilisierung der Versorgungsspannung vorgesehen. Versorgt wird der Prüfling von einem 48V-Netzteil mit einer Leistung von 15kW.

Der Prüfstand verfügt zum Zeitpunkt der Arbeit über keine zentrale Steuereinheit, wodurch es notwendig ist die einzelnen Komponenten vor Beginn der Entwicklung des Drehmomentbeobachters einzeln in Betrieb zu nehmen. Über den Prüfstandsrechner können die Komponenten asynchron angesteuert werden. Eine synchrone Ansteuerung ist aufgrund des Fehlens eines zentralen Programms für die Ansteuerung aller Komponenten nicht möglich. Weiters verfügte der Prüfstand über keine zentrale Notabschaltung im Fehlerfall. Eine Notabschaltung existiert nur für die Abschaltung der Lastmaschine, deshalb muss noch zusätzlich ein Konzept für die Abschaltung der 48V-Maschine im Notfall ausgearbeitet werden. Am Prüfstandsrechner steht eine Matlab-Lizenz für diverse Berechnungs- und Steuerungsaufgaben zur Verfügung.

3.2 Ansteuerung der Komponenten

Für die Entwicklung und Erprobung des Beobachters auf Basis der Stranggrößen der Lastmaschine ist es notwendig, verschiedene Arbeitspunkte anfahren zu können, welche über Drehzahl und Drehmoment definiert werden. Um dies zu erreichen, wird die Asynchronmaschine im drehzahlgeregeltem Betrieb und der Prüfling im drehmomentengegeregelter Betrieb geführt, wobei durch die speziellen Anforderungen des Prüflings die Drehzahl nur in eine für den Prüfling positive Richtung gewählt werden kann. Das Drehmoment kann hingegen sowohl positive als auch negative Werte annehmen, der Prüfling als auch die Lastmaschine sind also in der Lage, Energie ins Netz zurück zu speisen. Im folgenden soll ein Überblick über die Ansteuerung der Lastmaschine, des Prüflings sowie des verbauten Drehmomentensensors am Prüfstand geliefert werden.

3.2.1 Lastmaschine

Um die umrichtergesteuerte Asynchronmaschine anzu steuern und parametrieren zu können, wurde vom Hersteller der Lastmaschine *Bosch Rexroth* das Programm „IndraWorks“ mit der Asynchronmaschine mitgeliefert. Dieses Programm kann auf einen handelsüblichen Windows-Rechner installiert werden und ist hauptsächlich für die Parametrierung der Regelparameter sowie für diverse Einstellungen des Umrichters gedacht, eignet sich jedoch auch für einfache Steueraufgaben um damit Sollwerte für den drehzahlgeregelten Betrieb vorgeben zu können. Diese einfachen Sollwertvorgaben können über den Inbetriebnahmemodus unter dem Menüpunkt „easy startup mode“ festgelegt werden. Abbildung 3.3 zeigt die Bedienoberfläche der Software „IndraWorks“ im „easy startup mode“. Zusätzlich kann unter dem Reiter „drive control - motor control - current control“ die Schaltfrequenz der Pulsweitenmodulation des Umrichters sowie die PWM-Modulationsart geändert werden. Für die Verifizierung des Modells im letzten Kapitel wird der Modus für eine

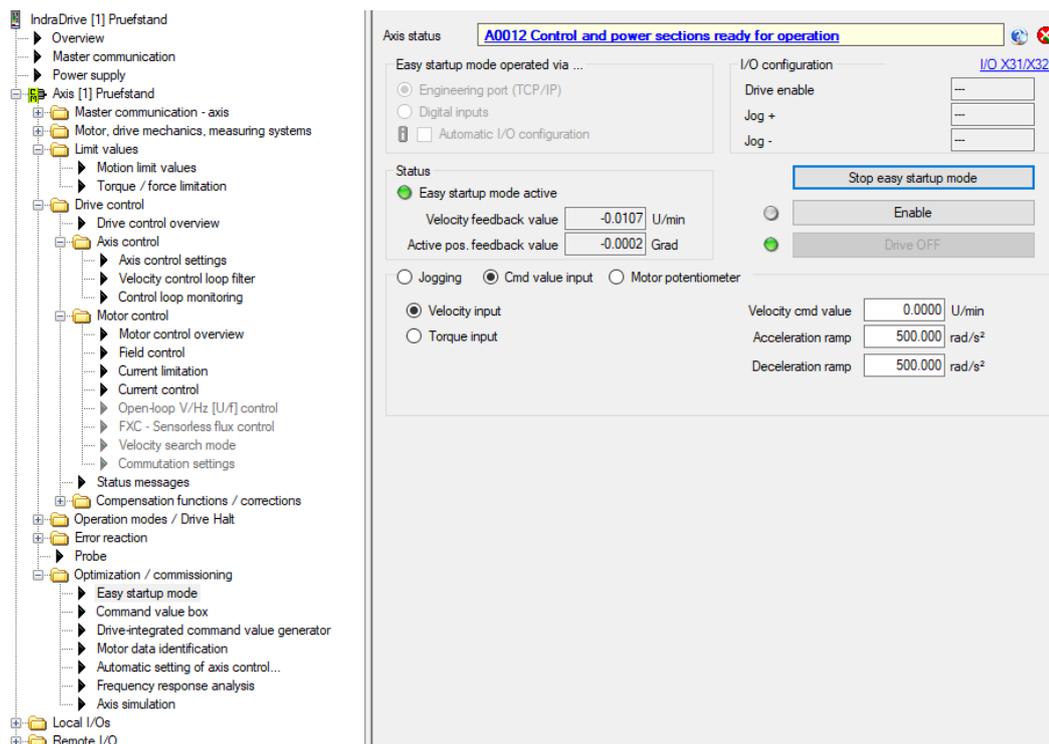


Abbildung 3.3: Bedienoberfläche IndraWorks für die Inbetriebnahme der Lastmaschine

statische PWM mit einer Schaltfrequenz von $8kHz$ festgelegt. An den Prüfstandsrechner angebunden ist der Umrichter dabei über eine Ethernet-Verbindung, weshalb für den Rechner eine zusätzliche Netzwerkschnittstelle zur Verfügung gestellt werden muss.

Beim Betrieb der beiden Maschinen ist zu beachten, dass eine der beiden Maschinen drehzahlgesteuert und die andere momentengesteuert betrieben wird. Ansonsten kann ein unkontrolliertes Hochlaufen der Welle bei geringfügiger Abweichung des Sollmoments bzw. ein unkontrolliertes Verhalten der Maschinen im drehzahlgesteuertem Modus erfolgen. Aufgrund der unterschiedlichen Betriebsgrenzen der beiden Maschinen am Prüfstand kann dies zur Zerstörung von Teilen des Prüfstandes führen.

Um für die Entwicklung und Evaluierung des Beobachters verschiedene Betriebspunkte anfahren zu können, ist eine Testumgebung für die automatisierte Ansteuerung des Prüfstandes hilfreich. Dies ist auch deshalb sinnvoll, um mehrere Testiterationen durch gleichbleibende Testbedingungen vergleichbar zu machen und eventuell auftretende Fehlerfälle reproduzierbar zu machen. Um dies zu erreichen, wurde in Matlab eine Funktion erstellt über welche die Asynchronmaschine angesteuert werden kann. Dabei wurde auf die .NET-Bibliothek mit dem Namen „Easy Automation Library“ (EAL) zurückgegriffen, welche vom Hersteller der Asynchronmaschine zur Verfügung gestellt wurde. Über diese Bibliothek kann eine Verbindung zur Steuereinheit des Umrichters hergestellt und diese über eine Programmierschnittstelle oder »application programming interface« (API) konfiguriert werden. Über die API können alle relevanten Parameter beschrieben bzw. ausgelesen werden.

Da die Lastmaschine auch momentengeregelt betrieben werden kann, verfügt die Steuereinheit der Lastmaschine ebenfalls über einen Momentenbeobachter. Diese Möglichkeit wird genutzt, um durch die Auswertung der Genauigkeit des von der Steuerung der Lastmaschine bereitgestellten

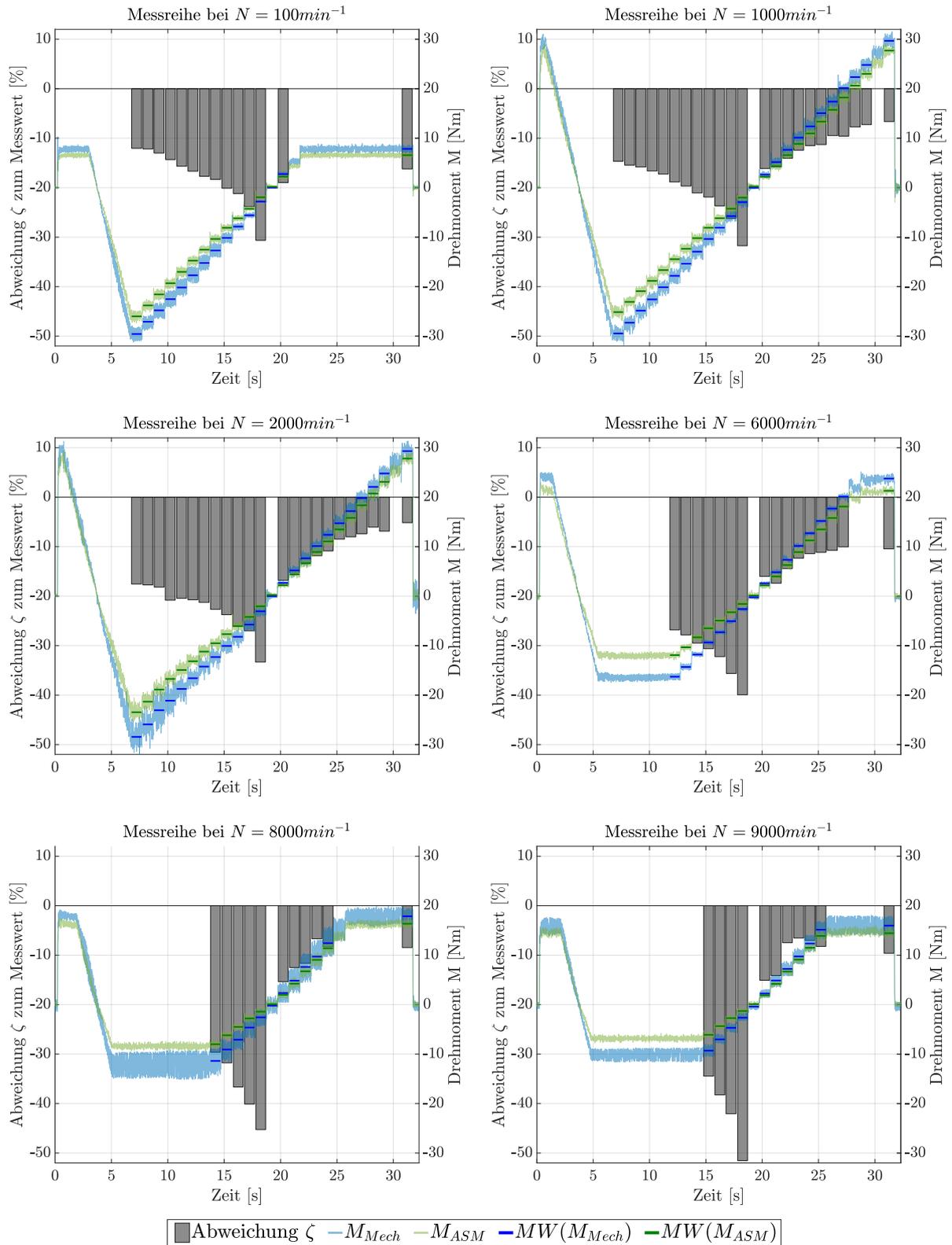


Abbildung 3.4: Vergleich des vom Umrichter der ASM gelieferten Drehmoments mit den Messwerten vom Drehomentensensor für statische Lastpunkte

Drehmoments einen Einblick in den aktuellen Stand der Technik bei Beobachtern von Industriedmotoren zu bekommen. Der von der Lastmaschine gelieferte Wert wird dabei für verschiedene Betriebspunkte mit den Werten vom mechanischen Drehmomentsensor verglichen. Der Vergleich zwischen den Messwerten des mechanischen Drehmomentensensors und den Werten von der ASM-Steuerung ist in Abbildung 3.4 für vier verschiedene Drehzahlen zu sehen. Für die Auswertung wurde an der Lastmaschine eine feste Drehzahl eingestellt und dabei am Prüfling verschiedene Lastpunkte für jeweils eine Sekunde angefahren. Für die Darstellung wird der Leistungsfluss aus Sicht der Asynchronmaschine so gewählt, dass für ein abgegebenes Moment ein positiver Wert angezeigt wird. Diese Sichtweise wird während der gesamten Arbeit beibehalten. Ein negatives Moment bedeutet somit, dass Leistung vom Prüfling abgegeben und über die Lastmaschine ins Netz zurückgespeist wird.

Um die Werte der Versuchsdurchführung besser miteinander Vergleichbar zu machen, wurde über die Punkte mit konstantem Drehmoment der Mittelwert des Drehmoments gebildet und daraus die prozentuale Abweichung berechnet. Die errechneten Mittelwerte sind in den Drehmomentverläufen in Abbildung 3.4 als dicke Linien über den Verläufen des Drehmoments eingezeichnet. Die prozentuale Abweichung des von der ASM gelieferten Wertes zum Drehmomentsensor wurde laut Gleichung 3.1 berechnet.

$$\zeta = \left(\frac{M_{Umr,ASM} - M_{mech}}{M_{mech}} \right) \cdot 100\% \quad (3.1)$$

Bei den durchgeführten Tests in Abbildung 3.4 konnte ein erheblicher Unterschied zwischen Generator- und Motorbetrieb festgestellt werden. Im Generatorbetrieb weist das vom Regler der Lastmaschine errechnete Drehmoment eine Abweichung zum gemessenen Moment zwischen 15 bis über 50 Prozent auf. Je höher die Drehzahl wird, desto größer wird dabei auch der Fehler. Im Motorbetrieb wird die Abweichung hingegen mit höheren Drehzahlen tendenziell kleiner, wobei hier jedoch keine große Abhängigkeit des Schätzfehlers zu der Drehzahl festgestellt werden kann. Nichtsdestotrotz ist die Abweichung auch im Motorbetrieb mit Werten zwischen 8 und 20 Prozent relativ hoch. Wegen der Leistungsbegrenzung des Prüflings können bei hohen Drehzahlen nicht mehr alle Lastpunkte erreicht werden, weshalb hier weniger Messpunkte dargestellt sind.

Neben dem aktuellen Moment können auch interne Größen der Maschine, wie die Messdaten von Strom und Spannung sowie die berechneten Flusswerte, über die Ethernet-Verbindung vom Steuerteil der Lastmaschine abgefragt werden. Es wurde die Möglichkeit geprüft, statt einer externen Messhardware diese Daten zu verwenden und die Auswertung durch ein verbessertes Modell zu optimieren. Nachteilig ist dabei jedoch die ungewisse Messgenauigkeit der Stranggrößen durch die Lastmaschine sowie die lange Abfragedauer eines Messwertes von der Maschine. Der Durchschnittswert der Abfragedauer eines Parameters der Maschine liegt bei $2,18ms$. Die Abfrage von sechs Stranggrößen und der mechanischen Drehzahl würde also $15,26ms$ in Anspruch nehmen. Da diese Daten auch nicht synchron abgefragt werden können und die Latenzzeit der Abfrage auch nicht konstant bleibt, ist die Verwendung der Daten als Eingangsgrößen des Modells für den Drehmomentenbeobachter nicht sinnvoll.

3.2.2 Prüfling

Beim Prüfling handelt es sich um die »Boost Recuperation-Machine« (BRM) der Firma *Bosch*. Dabei handelt es sich um eine elektrisch erregte, synchrone Klauenpolmaschine mit integrierter

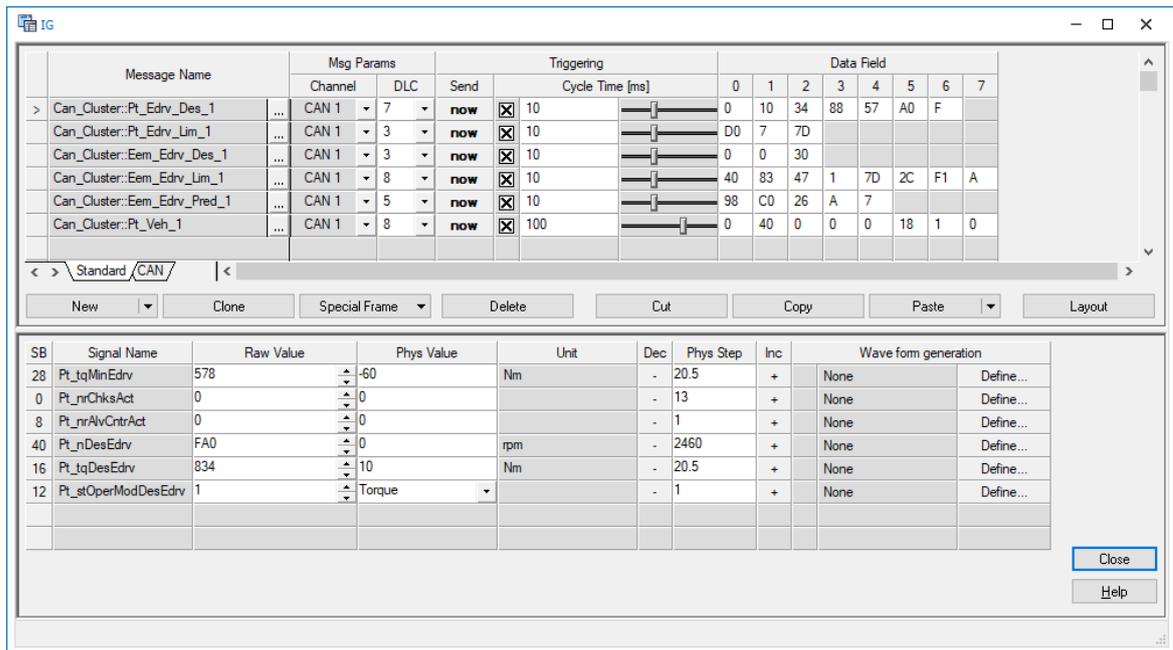


Abbildung 3.5: Interaktiver Generator in CANalyzer für die Konfiguration der CAN-Nachrichten

Leistungselektronik und integriertem Lüfter für die Anwendung als 48-Volt »mild-hybrid« System in Fahrzeugen. Da der Motor für den Automotive-Bereich entwickelt wird, kann dieser nur über eine CAN-Schnittstelle angesteuert werden. Für die Ansteuerung wurde das Program CANalyzer von der Firma *Vector Informatik GmbH* verwendet. Abbildung 3.5 zeigt die Konfigurationsoberfläche für die Ansteuerung des Prüflings in CANalyzer. Die Konfigurationsdateien werden von der Firma *Robert Bosch AG* zur Verfügung gestellt. Über CANalyzer ist es möglich, die Synchronmaschine in definierte Betriebsmodi zu versetzen. Dadurch ist es Möglich, im momentengeregelten Betrieb ein vorgegebenes Drehmoment auf die Welle aufzubringen. Da bei der Synchronmaschine das Moment an der Welle ebenfalls über ein internes Modell berechnet wird, sind Abweichungen zwischen eingestelltem Sollmoment und dem mittels Sensor gemessenen Moment an der Welle unumgänglich. Aufgrund der Messung des Istmoments mittels externem Sensor ist dies für die Versuchsdurchführung aber nicht weiter relevant.

Da es sich bei der Konfigurationsdatei für die CAN-Nachrichten um eine *arxml-Datei* im AUTOSAR Format handelt, konnte diese nicht über Matlab eingebunden werden. Dadurch kann eine zentrale Steuerung des Prüfstandes über eine Matlab-Funktion nicht umgesetzt werden, wodurch der Prüfling nicht synchron mit der Lastmaschine gesteuert werden kann.

3.2.3 Drehmomentsensor

Beim verwendeten Drehmomentsensor handelt es sich um ein DMS-Messsystem für Präzisionsmessungen von der Firma *Kistler*. Dabei befindet sich auf der frei drehbaren Messwelle eine Torsionsstrecke auf der sich Dehnmessstreifen (DMS) befinden. Die Auswerteelektronik überträgt die Messdaten drahtlos an das Gehäuse und können von dort über eine analoge sowie eine digitale Schnittstelle ausgelesen werden. Über die serielle Schnittstelle können zusätzlich noch die Einstellungen des Sensor, wie etwa der verwendete Messbereich, das Ausgabeformat und ande-



Abbildung 3.6: Grafische Benutzeroberfläche für die Bedienung der Lastmaschine und des Drehmomentensors, welche in *Matlab* erstellt wurde.

re Einstellungen konfiguriert werden. Zusätzlich zu dem Drehmoment kann noch die aktuelle Drehzahl sowie die Temperatur an der Messwelle ausgegeben werden.

Bei der Montage der Kupplung wurde darauf geachtet, dass die Verbindung der Messwelle des Sensors mit der An- bzw. Abtriebswelle mit Ausgleichkupplungen erfolgt. Dadurch werden Querkräfte und Biegemomente auf die Messwelle durch einen eventuellen Achsversatz der beiden Wellen vermieden. Der Sensor kann frei fliegend oder mit einem Gehäuseunterbau fest verbunden verbaut werden. Für den Versuchsaufbau wurde eine frei fliegende Montageart gewählt. Wegen dem Gewicht des Sensors auf die Kupplungen müssen jedoch bei der frei fliegenden Einbauweise hohe Drehzahlen vermieden werden. Dies ist jedoch bei diesem Prüfstand durch die relativ geringe Maximaldrehzahl der ASM stets gewährleistet. Durch die verminderte Biegeresonanz der Messwelle durch die freie Montage muss außerdem mit geringen Abweichungen der Messungen bei niedrigem Drehmoment gerechnet werden.

Der Drehmomentsensor kann über USB verbunden und mit einer dem Sensor beiliegenden Software konfiguriert werden. Des weiteren kann der Sensor über eine serielle Schnittstelle über RS232 konfiguriert werden. Um ein zusätzliches Tool für den Betrieb des Prüfstandes zu vermeiden, wurde in Matlab eine Funktion für die Konfiguration des Sensors in das Programm zur Ansteuerung der Lastmaschine integriert. Für die Bedienung der Lastmaschine, die Konfiguration des Sensors sowie um die Messdaten der Asynchronmaschine zeitsynchron mit den Messdaten des Drehmomentsensors auswerten zu können, wurde in Matlab eine grafische Bedienoberfläche (GUI) erstellt. Dadurch können die Messwerte von der Steuereinheit der ASM annähernd synchron mit den Messdaten vom Drehmomentsensor ausgelesen und dargestellt werden. Dies wurde

im Abschnitt 3.2.1 verwendet, um die vom Steuerteil der ASM berechneten Drehmomentwerte mit den Daten des Drehmomentsensors zu vergleichen. Weiters können mit diesem Tool komfortable Messdaten aufgenommen und gespeichert werden. Für die Schnittstellenspezifikationen für den Sensor wird auf das entsprechende Datenblatt verwiesen. Abbildung 3.6 zeigt die erstellte Bedienoberfläche in Matlab.

3.2.4 zusätzliche Komponenten

Neben den bisher beschriebenen Elementen am Prüfstand, muss noch eine Ansteuerung für das 48V-Netzteil des Prüflings sowie für die Lastabwurfschaltung und die Lade- bzw. Entladeschaltung des Stützkondensators gefunden werden. Weiters ist für den Betrieb des Prüflings die Erstellung einer Notabschaltung für den sicheren Betrieb des Prüfstandes essenziell, um im Fehlerfall den Prüfling stromlos schalten zu können. Würde beispielsweise die Synchronmaschine im Momentenmodus eine Last stellen während der Asynchronmotor aufgrund eines Fehlers ausschaltet, so wird die Synchronmaschine die Lastmaschine bis weit über ihre Betriebsgrenzen beschleunigen, ohne dabei von außen Eingreifen zu können. Dies würde in weiterer Folge die Asynchronmaschine mechanisch zerstören.

Da für die Messung der Stranggrößen der Lastmaschine ohnehin der Entwurf einer Messschaltung notwendig ist, wird in weiterer Folge die noch fehlende Ansteuerung am Prüfstand in das Hardwarekonzept der Messschaltung integriert, siehe dazu Kapitel 4. Weiters kann das 48V-Netzteil ebenfalls über eine Software am Prüfstandsrechner bedient werden. Dazu ist das Netzteil über eine USB-Verbindung mit dem Prüfstandsrechner verbunden.

3.3 technische Daten der verbauten Maschinen und Geräte

Im folgenden sind die technischen Daten der Komponenten des Prüfstandes aufgelistet. Für die Auflistung wurden nur die Komponenten gewählt, die für die weitere Arbeit relevant sind.

3.3.1 Lastmaschine

Die Lastmaschine ist modular aufgebaut und besteht aus dem Versorgungsgerät, dem Wechselrichter, der Steuereinheit mit dem Regler der Maschine und der eigentlichen Asynchronmaschine. Für die genauen technischen Daten aller Module wird auf die entsprechenden Datenblätter des Herstellers verwiesen. Die genauen Typenbezeichnungen sind in Tabelle 3.1 aufgelistet. Um einen Überblick über die Leistungsfähigkeit des Prüfstandes zu bekommen und für die anschließende Modellierung der Maschine sind, werden in Tabelle 3.2 die technischen Daten der Asynchronmaschine angegeben.

Tabelle 3.1: Übersicht über die verwendeten Module der Lastmaschine

Modul	Typenbezeichnung
Versorgung	HMV01.1R-W0018-A-07-NNNN
Wechselrichter	HMS01.1N-W0070-A-07-NNNN
Steuerteil	CSB02.1A-ET-EC-NN-NN-NN-NN-FW
Firmware Steuerteil	FWA-INDRV*-MPB-20VRS-D5-1-NNN-NN
Asynchronmaschine	MAD100D-0250-SA-S2-AH0-35-N1

Tabelle 3.2: technische Daten der für die als Lastmaschine verwendete Asynchronmaschine

Kenngröße	Symbol	Einheit	Wert
Bemessungsdrehmoment	M_N	Nm	50,00
Bemessungsleistung	P_N	kW	13,10
Bemessungsstrom	I_N	A	32,4
Bemessungsdrehzahl	n_N	min^{-1}	2500
Eckdrehzahl	n_1	min^{-1}	2000
Maximaldrehzahl	n_{max}	min^{-1}	9000
Maximaldrehmoment	M_{max}	Nm	118,70
Maximalleistung	$S6_{max}$	kW	26,86
Maximalstrom	$I_{max(eff)}$	A	64,00
Stillstandsdauerdrehmoment	M_{n1}	Nm	54
Stillstandsdauerstrom	I_{n1}	A	34,70
Drehmomentkonstante bei 20 °C	K_{M_N}	Nm/A	2,04
Thermische Zeitkonstante	$T_{th_{enn}}$	min	20,00
Spieldauer (S6 - 44%)	T_C	min	10
Ableitkapazität der Komponente	C_{ab}	nF	11,90
Polpaarzahl	p	–	3
Leistungsaderquerschnitt	A	mm^2	6,00
Masse	m_{mot}	kg	72,00
Rotorträgheitsmoment	J_{rot}	$kg \cdot m^2$	0,0392000
Schalldruckpegel	L_P	$dB[A]$	70(+3)
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_{um}	$^{\circ}C$	0... +40
Thermische Klasse (EN 60034-1)	$T.C.L.$	–	155

3.3.2 Prüfling

Beim Prüfling handelt es sich um einen noch in Entwicklung befindlichen Synchronmotor mit integriertem Umrichter. Die wichtigsten Daten sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Kenngröße	Symbol	Einheit	Wert
Maximaldrehzahl	n_{max}	min^{-1}	20000
Maximalleistung Motorisch	$P_{Mot_{max}}$	kW	9,7
Maximalleistung Generatorisch	$P_{Gen_{max}}$	kW	11,5
Dauerleistung	P_{dau}	kW	7
max. Anlaufmoment	M_{n1}	Nm	56
Masse	m	kg	8,5

Tabelle 3.3: technische Daten der Synchronmaschine (Prüfling)

3.3.3 Drehmomentsensor

Der am Prüfstand verwendete Drehmomentsensor von der Firma *Kistler* trägt die Typenbezeichnung "4503B100HP0B1KA2". Die wichtigsten technischen Daten sind in Tabelle 3.4 zusammengefasst.

Tabelle 3.4: technische Daten des Drehmomentsensors

Kenngröße	Symbol	Einheit	Wert
<i>Mechanische Grunddaten</i>			
Nenndrehmoment	M_{Nom}	Nm	0,2 ... 5 000
Grenzdrehmoment	M_G	Nm	$1,5 \cdot M_{Nom}$
Wechseldrehmoment	M_{MW}	Nm	$0,7 \cdot M_{Nom}$
Bruchdrehmoment	M_{Bruch}	Nm	$4 \dots M_{Nom}$
Drehzahl-/Winkelmessung		$Imp./Umdr.$	2x1 ... 8192
Nenndrehzahl	n	min^{-1}	30 000
Wuchtgüte	Q		2,5
Schutzart			IP40
<i>Allgemeine elektrische Daten</i>			
Grenzfrequenz Spannungsausgang	f_{GU}	kHz	10
Ausgangssignal Spannung	U_{Torque}	V_{DC}	0 ... 5/10
Ausgangssignal Frequenz	f_{Torque}	kHz	100 ± 40
Lastwiderstand	R_L	$k\Omega$	> 10
Betriebstemperaturbereich	T_B	$^{\circ}C$	10 ... 60
Kontrolleingang			
Aus	$U_{K,Aus}$	V_{DC}	0 ... 2
Ein	$U_{K,Ein}$	V_{DC}	3,5 ... 30
Speisespannung	U_{Ein}	V_{DC}	11 ... 30
Leistungsaufnahme	P_{Ein}	W	< 5
<i>elektrische Messdaten - Standard Messbereich 1:1</i>			
Nenndrehmoment	M_{el_Nom}	Nm	100
Genauigkeitsklasse		% FSO	0,05
Linearitätsabweichung		% FSO	< $\pm 0,05$
Temperatureinfluss auf den Nullpunkt		% FSO/10K	< $\pm 0,05$
Temperatureinfluss auf den Kennwert		% FSO/10K	< $\pm 0,05$
<i>Drehzahl-/ Drehwinkel Messsystem</i>			
Messsystem			Magnetoresistiv
Spannung Ausgangssignal		V	5V TTL
Impulse pro Umdrehung			1 ... 8 192
Impulstoleranz		\circ	$\leq 0,03$
Maximal zulässige Ausgangsfrequenz		kHz	500
Gruppenlaufzeit		μs	< 150
Lastwiderstand		$k\Omega$	≥ 2

4 Messhardware

Um das Drehmoment der Asynchronmaschine über eine Modellierung der Maschine berechnen zu können, ist eine möglichst genaue messtechnische Bestimmung der Stranggrößen erforderlich. Die berechneten Werte müssen in Echtzeit mit geringer Latenz zu Verfügung stehen um einen hardwarebasierten Drehmomentsensor durch einen softwarebasierten Beobachter ersetzen zu können. Dieses Kapitel beschreibt den Entwicklungsprozess der erstellten Hardware von der Festlegung der Anforderungen über die Planung, der Simulation und dem anschließenden Entwurf der Platine.

4.1 Hardwareanforderungen und Testaufbau

Die Hauptaufgabe der zu entwickelnden Hardware ist die messtechnische Bestimmung der Stranggrößen sowie der Drehzahl der Lastmaschine und die anschließende Berechnung des daraus resultierenden Drehmoments durch Modellierung der Asynchronmaschine. Daneben muss auch noch das gemessene Drehmoment vom Drehmomentsensor synchron mit den anderen Messdaten aufgenommen werden können, um diese Messwerte als Referenzgröße verwenden zu können. Je nach Modellierung der Maschine ist neben der elektrischen Synchrondrehzahl auch die mechanische Drehzahl als Eingangsgröße für das Modell erforderlich. Die mechanische Drehzahl kann entweder über den an der Lastmaschine integrierten Drehgeber oder über den Drehmomentsensor, der ebenfalls über einen eingebauten und konfigurierbaren »Quadrature Encoder Pulse« (QEP)-Ausgang verfügt, bestimmt werden.

Zusammengefasst muss aus den bisher erworbenen Erkenntnissen die Hardware folgende Anforderungen erfüllen:

- Synchroner Messung der drei Phasenströme der Zuleitung zur Asynchronmaschine. Da der Sternpunkt der Maschine offen ist würden die Messung zweier Phasenströme ausreichen, jedoch wird durch den Einsatz eines zusätzlichen Sensors die Möglichkeit geschaffen, Messungenauigkeiten und Nichtlinearitäten beim Nulldurchgang der jeweiligen Phase ausgleichen zu können.
- Synchroner Messung der drei Phasenspannungen der Zuleitung zur ASM. Diese Messung sollte möglichst synchron mit der Strommessung erfolgen um die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung nicht zu verfälschen. Zu beachten sind hier die relativ hohen Spannungen durch die 750V Zwischenkreisspannung des Umrichters.

- Aufnahme des analogen Ausgangssignales des Drehmomentsensors synchron mit der Strom- und Spannungsmessung.
- Messung der mechanischen Drehzahl an der Welle über die QEP-Ausgänge des Drehmomentensensors.
- Integration der Notaus- Schaltung der Lastmaschine, um mit den vorhandenen Notaus-Schaltern auch die Versorgung zur Synchronmaschine zu unterbrechen.
- Rechenleistung des Digitalen Signalprozessors muss für die echtzeitfähige Modellierung der ASM ausgelegt werden.
- Die Ansteuerung der zusätzlichen Komponenten am Prüfstand, wie Lastabwurfschaltung und Lade- bzw. Entladeschaltung des Stützkondensators, sind ebenfalls vorzusehen.

Abbildung 4.1 zeigt ein detailliertes Blockschaltbild des Funktionsprüfstandes inklusive des notwendigen Messaufbaus. Da aufgrund der vielen miteinander verbundenen Geräte Masseschleifen vorkommen können, sind in diesem Blockschaltbild auch die Masseleitungen und die Verbindung der verschiedenen Gerätemassen durch die Messschaltung eingezeichnet. Weiters werden USB-Isolatoren für einige USB-Verbindungen verwendet wenn eine Unterbrechung der Masseverbindung erforderlich ist und auch zum Schutz der Geräte im Fehlerfall. Der Prüfstandsrechner dient bei diesem Aufbau als zentrale Steuereinheit, von der die einzelnen Geräte am Prüfstand gesteuert werden.

Um die Phasenströme der Asynchronmaschine messen zu können, werden als Stromwertaufnehmer Stromwandler mit Hall-Sensoren verwendet. Aufgrund des geschlossenen Aufbaus der Lastmaschine sind die einzelnen Phasen der Zuleitung zur ASM nur direkt beim Umrichterausgang zugänglich. Deshalb wird eine separate Strommessplatine für die Stromwandler gefertigt, die direkt im Schaltschrank beim Umrichter angebracht werden kann. Diese Platine ist mit einem Hall-Sensor je Phase als Messwandler für die Phasenströme ausgestattet. Der Hauptteil der Schaltung befindet sich auf einer Mess- und Steuerplatine die als Kernstück der Schaltung dient auf welcher der digitale Signalprozessor über ein DSP-Board aufgesteckt ist. Die Messwandler der Strommessplatine geben einen dem Phasenstrom proportionalen Strom aus, welche anschließend auf der Mess- und Steuerplatine mittels analog-digital Konverter in einen Digitalwert umgewandelt wird um anschließend vom digitalen Signalprozessor (DSP) verarbeitet werden zu können. Die Phasenspannungen werden ebenfalls am Ausgang des Umrichters abgegriffen und direkt zur Mess- und Steuerplatine geführt. Aufgrund der hohen Spannung sind hier Sicherungen notwendig um die Messleitungen im Fehlerfall von den Phasenspannungen zu trennen und somit die Schaltungselemente zu schützen. Zusätzlich wird noch die Zwischenkreisspannung abgegriffen und ebenfalls über Sicherungen zur Hauptplatine geführt, um diese im Bedarfsfall ebenfalls messen zu können. Die Ausgänge des Drehmomentsensor werden, wie auch die Steuersignale der analogen Schnittstelle des Leistungsnetztes, über ein 15-poliges Kabel zur Messschaltung geführt. Um Masse-schleifen zwischen Steuer- und Leistungsseite zu vermeiden, sind die Verbindungen der Schirme der verwendeten Kabel aufgetrennt worden. Für die Spannungsversorgung der Messschaltungen und des DSPs wird ein vorhandenes 24V-Netzteil im Schaltschrank der Lastmaschine verwendet und über DC/DC-Konverter auf die erforderlichen Spannungen transformiert. Um einen sicheren Betrieb während der Testphase gewährleisten zu können, wird die Notausschaltung, welche bereits für die Lastmaschine vorhanden ist, über das Notausrelais in die aufgebaute Schaltung integriert und bei betätigtem Notaus der Ausgang des Leistungsnetztes abgeschaltet. Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Abschnitte der entwickelten Schaltung näher beschrieben.

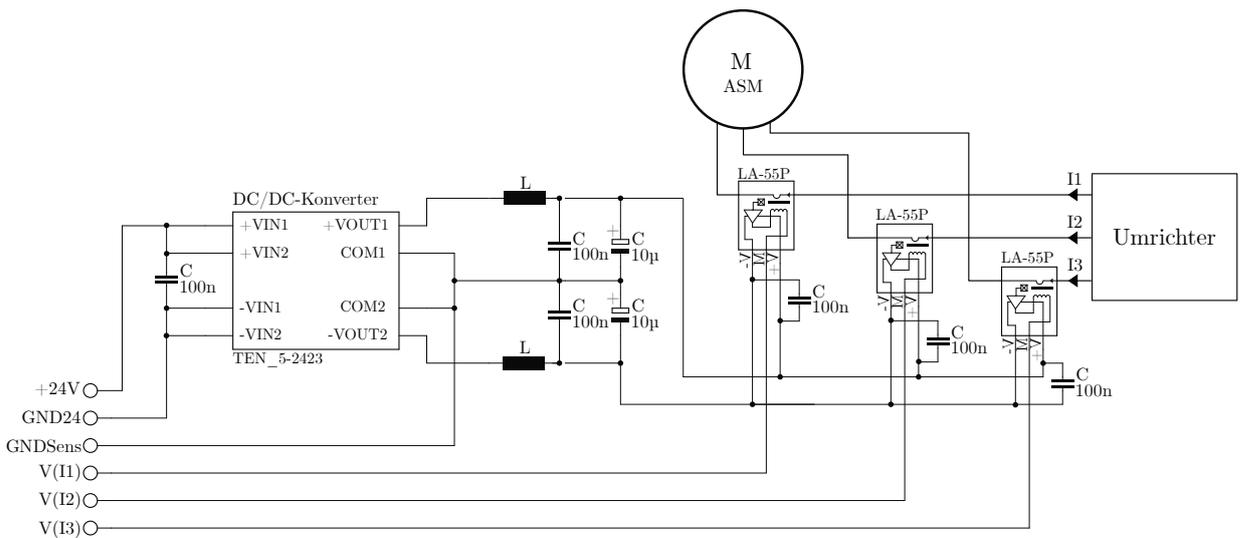


Abbildung 4.2: Strommessplatine mit LEM-Sensoren für die Messung der Phasenströme der ASM

in [Abbildung 4.2](#) dargestellt. Die Messleitungen der Stromsignale werden auf die außerhalb des Schaltschranks befindliche Leiterplatte geführt, wo diese über eine Bürde geführt werden um aus den Stromausgängen eine proportionale Spannung zu erzeugen. Wegen den stromproportionalen Ausgängen der Stromwandler wirkt sich der Spannungsabfall über die Leitung zwischen Strommessplatine und Hauptplatine nicht auf die Messung aus.

Nachdem auf der Mess- und Steuerplatine die Ströme der Messleitungen mittels den Widerständen (Bürde) in eine entsprechende Spannung umgeformt wurden, werden die resultierenden Spannung tiefpassgefiltert und über eine OPV-Schaltung auf den Messbereich des ADC-Einganges umgeformt. Da die Stromwandler sowohl positive als auch negative Spannungen ausgeben können, der ADC-Eingang allerdings nur positive Spannungen abtasten kann, wird durch die Referenzspannung der Ausgang des OPVs auf positive Werte angehoben. Laut Datenblatt der Stromwandler ist als Bürde ein Widerstand zwischen 30Ω und 300Ω zulässig. Laut [Tabelle 3.2](#) beträgt der Bemessungsstrom der ASM $32,4A$. Für die Auslegung der Widerstände der Schaltung in [Abbildung 4.3](#) wurde daher von einem maximalen Messbereich von $\pm 40A$ ausgegangen, wodurch durch das

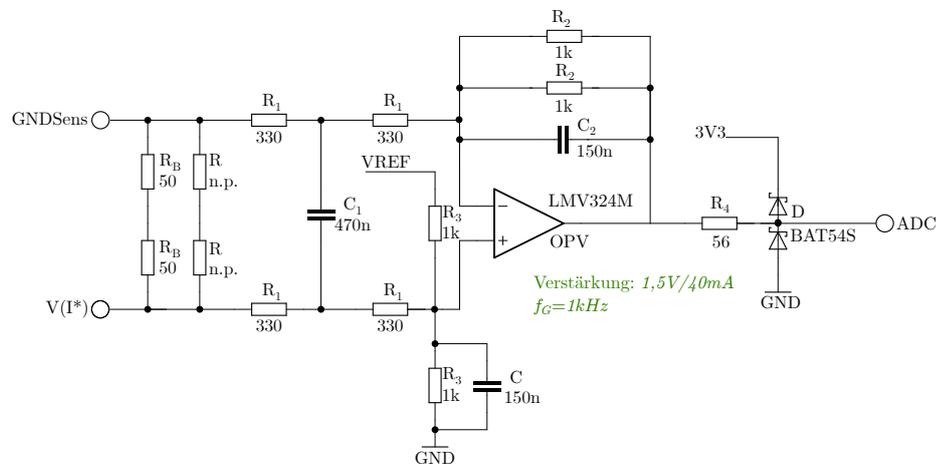


Abbildung 4.3: Signalaufbereitung für die Messung eines Phasenstroms mittels ADC

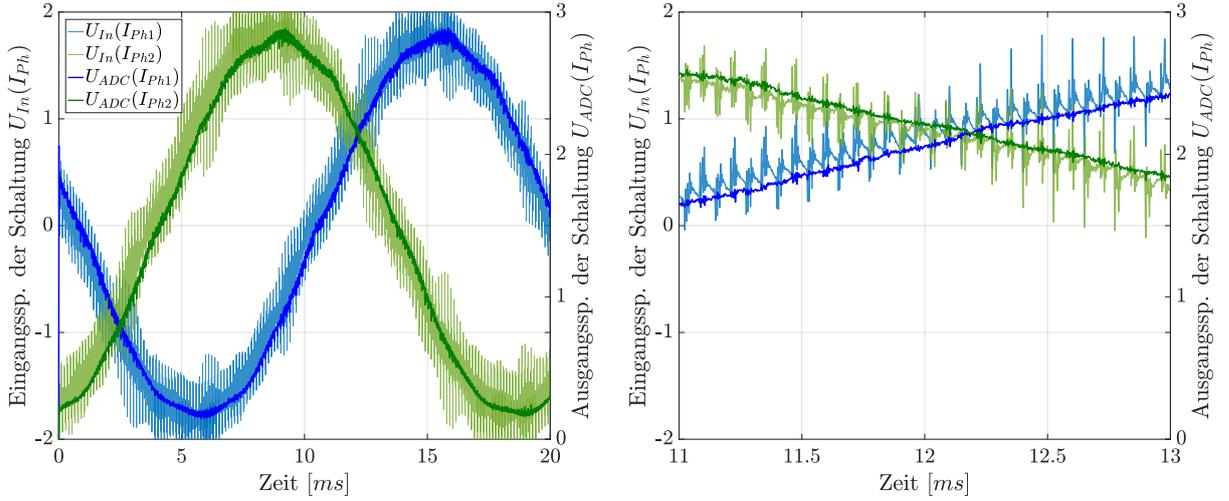


Abbildung 4.4: Verläufe der Ein- und Ausgangsspannungen der OPV-Schaltung der Strommessung bei $N = 1000 \text{min}^{-1}$ ($f_{el} = 50 \text{Hz}$) und $M = 40 \text{Nm}$. *Links:* Verlauf der Signale über eine Periode. *Rechts:* Ausschnitt aus der Messung um den durch die Induktivität verursachten dreieckigen Verlauf der Phasenströme sichtbar zu machen.

Übersetzungsverhältnis der Stromwandler am Bürdenwiderstand R_B ein maximaler Strom von $I_B = \pm 20 \text{mA}$ auftritt. Mit der Wahl der Parameter

$$k = 1,5 \text{V}/20 \text{mA} \quad (4.1)$$

$$V_{REF} = 3 \text{V} \quad (4.2)$$

$$R_2 = R_3 = 1 \text{k}\Omega \quad (4.3)$$

mit dem Parameter k als gesamter Verstärkungsfaktor vom Stromeingang zum Spannungsabgang der Schaltung, ergibt sich der theoretische Wert des Widerstands R_1 mit der Wahl von $R_B = 100 \Omega$ zu

$$R_1 = 3,083 \cdot R_B = 308,3 \Omega \quad (4.4)$$

Mit der Wahl von $R_1 = 330 \Omega$, ergibt sich die Verstärkung der Schaltung zu $k = U_{ADC}/I_B = 70,423$, was einen maximalen Messbereich von $\pm 42,6 \text{A}$ je Phase entspricht.

Um an einem Phasenstrang der Maschine einen Sinus-ähnlichen Verlauf für die Ströme zu erhalten, muss der PWM-Ausgang des Umrichters entsprechend gepulst werden. Der Motor stellt dabei eine induktive Last dar, weshalb durch die Schaltvorgänge bei den Phasenströmen ein dreieckförmiger Verlauf überlagert ist. Weiters sind durch die hohe Schaltfrequenz des Umrichters die vom Stromsensor kommenden Messsignale stark verrauscht. Um die digitalen Messwerte der Phasenverläufe nicht durch Oberschwingungen und durch die vom Umrichter verursachten Artefakte zu verfälschen, sind in der Schaltung Kondensatoren für eine Tiefpassfilterung der Phasenströme eingeplant. Abbildung 4.4 zeigt zwei der aufgenommenen Phasenströme und Spannungen für den Eingang und den Ausgang der OPV-Schaltung in Abbildung 4.3. Für einen besseren Vergleich der beiden Signale sind die Spannungswerte auf unterschiedliche Achsen eingezeichnet worden. Die linken Ordinate gilt für die gemessene Eingangsspannung an der Bürde, auf der rechten Achse sind die Spannung am ADC für die Ausgangswerte der Schaltung eingezeichnet. In der Detailaufnahme der Messung sind die, durch die Induktivitäten verursachten, dreieckförmigen Verläufe des

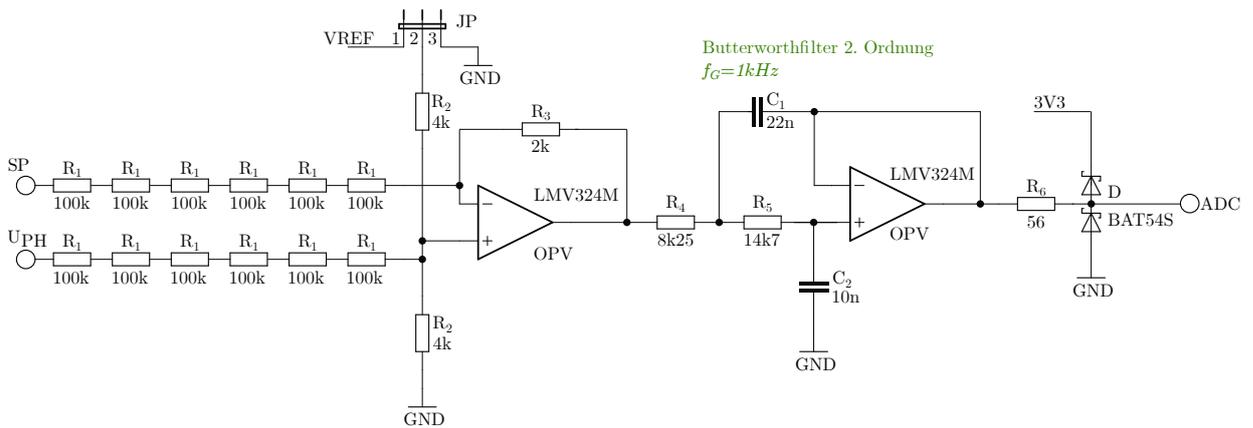


Abbildung 4.5: Schaltung für die Messung einer Phasenspannung der ASM

Stromes gut zu erkennen. Durch die Tiefpassfilterung der OPV-Schaltung werden diese Verläufe am ADC-Eingang geglättet und die vom Umrichter verursachten Störungen größtenteils gefiltert. Die durch die Filter verursachte Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal ist trotz der geringen Frequenz der Eingangssignale in der Abbildung schon gut zu erkennen.

4.2.2 Spannungsmessung

Um die Phasenspannungen zu messen, sind aufgrund der hohen Spannungen hohe Eingangswiderstände notwendig. Die Schaltung in Abbildung 4.5 zeigt die zur Messung der Phasenspannungen verwendete Schaltung einer Phase. Am positiven Eingang des Operationsverstärkers ist vor dem Eingangswiderstand eine Phase des Umrichters angeschlossen, am negativen Eingang wird mit den drei Phasen ein Sternpunkt gebildet. Beim Schaltungsdesign wurde die Möglichkeit offen gelassen, später den Sternpunkt mittels »wire jumper« entweder auf Masse der Schaltung oder auf die negative Zwischenkreisspannung zu ziehen. Je nach Stellung des Jumpers wird deshalb am positiven OPV-Eingang eine zusätzliche Referenzspannung benötigt um am Ausgang

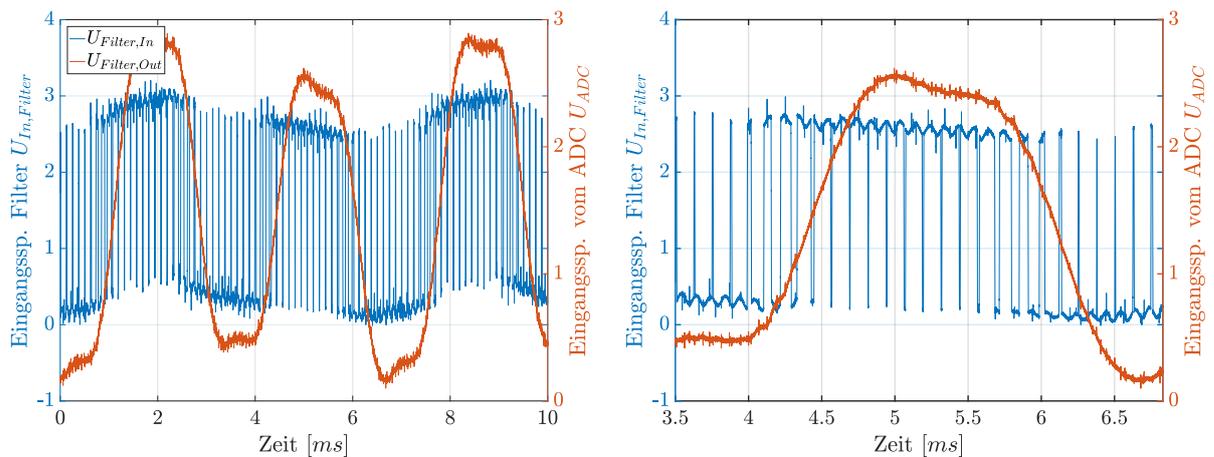


Abbildung 4.6: Verläufe der Phasenspannung vor und nach dem Butterworthfilter in Abbildung 4.5 bei $N = 6000 \text{min}^{-1}$ ($f_{el} = 300 \text{Hz}$), jeweils bezogen auf Masse der Schaltung. Links: Verlauf der Spannungen über drei Sinusperioden. Rechts: Verlauf der Signale über eine Periode.

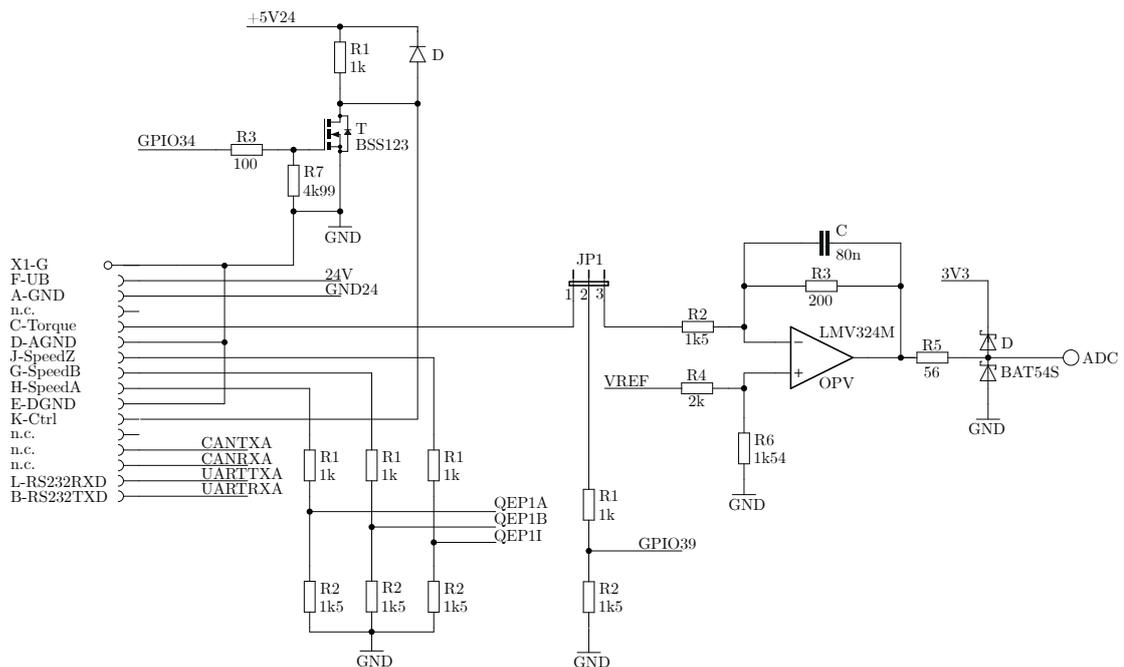


Abbildung 4.7: Schaltung für die Ansteuerung und Messwertaufnahme des Drehmomentsensors

keine negativen Spannungen zu erhalten, weshalb in der Schaltung ein zusätzlicher Jumper eingeplant wurde um diesen Umstand zu berücksichtigen. Anschließend werden die PWM-Spannungen des Umrichters mit einem aktiven Butterworthfilter zweiter Ordnung geglättet und mit dem ADC am DSP-Board umgewandelt. Die Eckfrequenz der Tiefpassfilter wird dabei so gewählt, den Verlauf der gemessenen Phasenströme und deren Spannungen bei maximaler Drehzahl noch möglichst wenig zu beeinflussen, andererseits die PWM-Frequenz des Umrichters möglichst gut filtern zu können. Abbildung 4.6 zeigt die Aufnahme der Signale einer Phasenspannung vor und nach dem Butterworthfilter. Durch die Verschiebung des Sternpunktes gegenüber dem Massepotential und der Raumzeigermodulation des Umrichters ist der Verlauf der gefilterten Spannung nicht sinusförmig. Bei der Raumzeigermodulation des Umrichters wird der Sternpunkt der Phasenspannungen vom Umrichter gezielt verschoben, um mit der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung höhere Ausgangsspannungen der einzelnen Phasen zu erzielen. Durch die Bildung der verketteten Spannung am Signalprozessor können aus den einzelnen Strangspannungen jedoch wieder die ursprünglichen Phasenspannungen mit einem sinusförmigen Verlauf gebildet werden. Die Verschiebung des Massepotentials am DSP-Board gegenüber dem Sternpunkt ist auch deshalb nicht relevant, weil bei der Raumzeigerrechnung das Nullsystem, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben wurde, ohnehin nicht abgebildet wird. Dadurch bleiben die Phasenspannungen im $(\alpha\beta)$ -System von der Verschiebung des Massepotentials unbeeinflusst.

4.2.3 Ansteuerung des Drehmomentsensors

Der Drehmomentsensor wird über ein 15-poliges SubD Kabel mit der Mess- und Steuerplatine verbunden. Um den Drehmomentsensor ansteuern und die Messwerte abgreifen zu können, wird die Schaltung laut Abbildung 4.7 verwendet. Der Sensor wird über die Anschlüsse „F-UB“ und „A-GND“ mit 24V versorgt. Der Messwert des aktuellen Drehmoments kann grundsätzlich über die serielle Schnittstelle oder über den Ausgang „C-Torque“ abgefragt bzw. gemessen werden. Um

Signallaufzeiten kurz zu halten und den Messwert als Referenzwert synchron mit den Strömen und Spannungen der Phasen aufnehmen zu können, wurde der analoge Ausgang auf einen ADC des DSP-Boards geführt, um das Drehmoment als Referenzwert zu erhalten. Der Drehmomentausgang kann neben der Standardeinstellung als analoger Ausgang mit einem um die Spannung Null symmetrischen Signalpegel einstellbarer Amplitude, auch als frequenzvariabler Digitalausgang konfiguriert werden, der je nach Messwert eine Frequenz von $100\text{kHz} \pm 40\text{kHz}$ aufweist. Um später flexibel auf eventuelle Störungen bei der analogen Messwertübertragung reagieren zu können, kann der Signalweg auf der Schaltung über den Jumper JP in Abbildung 4.7 auch so gewählt werden, um damit das Signal an einen digitalen statt an den analogen Eingang am DSP-Board führen zu können. Damit für den analogen Messpfad der maximal mögliche Signalpegel des Sensors von -10V bis $+10\text{V}$ ausgenutzt werden kann, um dadurch Störungen durch die Übertragung am Kabel zu vermindern, muss die analoge Eingangsspannung vom Sensor mit der OPV-Schaltung in Abbildung 4.7 auf 0 bis 3V transformiert werden damit die Anforderungen des ADC-Eingangs erfüllt werden. Um das Messrauschen des Signales zu verringern, wird dieses noch zusätzlich mit dem Kondensator im Rückführungszweig des OPVs gefiltert. Der Messbereich des Drehmomentsensors kann über das digitale Kontrollsignal „K-Ctrl“ umgeschaltet werden. Um diese Umschaltung ebenfalls vom DSP steuern zu können, wird ein digitaler Ausgang genutzt, welcher über die abgebildete Transistorschaltung das Kontrollsignal des Sensors schaltet. Um noch die mechanische Drehzahl über den Sensor messen zu können, werden die drei TTL-Signale der Ausgänge J, G und H über einen Spannungsteiler auf QEP-Eingänge des DSPs geführt. Die Einstellungen des Sensors, wie beispielsweise die Wahl der Ausgabemodi von Drehmoment und Drehzahl, die Filterfrequenzen der Ausgabesignale und anderes, kann über die serielle RS232-Schnittstelle geändert werden. Die beiden dafür notwendigen seriellen Leitungen wurden deshalb ebenso mit den seriellen Ports des DSPs verbunden. Zusätzlich werden bei der Schaltung in Abbildung 4.7 noch die Signale der CAN-Schnittstelle vom digitalen Signalprozessor auf den SubD-Stecker geführt, um damit die Möglichkeit zu schaffen, den Prüfling später auch direkt ansteuern zu können. Somit könnte die Mess- und Steuerplatine auch als zentrale Steuereinheit für den Prüfstand verwendet werden.

4.2.4 Ansteuerung zusätzlicher Komponenten und Spannungsversorgung

Um die aktiven Bauteile für die bisher gezeigten Schaltungen zu versorgen, die Ausgänge des 48V-Netzteils für den Prüfling bei Betätigung vom Notaus abschalten zu können und die aktuellen Strom- und Spannungswerte des 48V-Netzteils in der Software des Signalprozessors verwenden zu können, wird die Schaltung noch um den Teil in Abbildung 4.8 erweitert. Das 48V-Netzteil des Prüflings verfügt über eine galvanisch getrennte Anlogschnittstelle, durch die das Netzteil über analoge Steuereingänge gesteuert werden kann. Zusätzlich können über Monitorausgänge die aktuellen Werte von Strom und Spannung vom Ausgang des Netzgerätes ausgelesen werden.

Die analoge Schnittstelle des 48V-Netzteils wird über ein 15-poliges SubD Kabel mit der entwickelten Mess- und Steuerplatine verbunden. Das Netzteil kann so konfiguriert werden, dass für den regulären Betrieb der Anschluss (13-Rem-SB) der analogen Schnittstelle des Netztesiles mit der digitalen Masse (4-DGND) verbunden sein muss. Wird die Verbindung unterbrochen, schaltet das Netzteil sofort die Ausgänge stromlos. Diese Möglichkeit wurde genutzt, um den Prüfling in den von der Steuerung der Lastmaschine vorhandenen Notaus-Kreis zu integrieren. Dabei wird eine 5V-Spannung über das Sicherheitsrelais der Lastmaschine geführt, welches wiederum ein Relais schaltet, das bei Unterbrechung der Leitung durch das Sicherheitsrelais den Kontakt zwischen

4.3 Hardwaredesign und verwendete Komponenten

Zum Abschluss dieses Kapitels wird noch auf die wichtigsten Kriterien beim Schaltungsdesign eingegangen, sowie relevante Eigenschaften der für den Hardwareentwurf verwendeten Komponenten aufgezeigt. Dadurch soll ein besserer Einblick in den Entwurf der Hardwareschaltung gegeben werden und die Auswahl der Komponenten begründet werden.

Das zentrale Element bei dem Versuchsaufbau stellt der digitale Signalprozessor dar, der für die Messdatenaufnahme sowie für die Berechnung des Modells der Asynchronmaschine verwendet wird. Für diese Aufgabe wird ein DSP-Board von *Texas Instruments* verwendet, das über einen 180 poligen HSEC-Stecker mit einer Docking-Station verbunden ist. Einfachheitshalber wird in dieser Arbeit die Docking-Station zusammen mit dem Evaluation-Board des Signalprozessors als DSP-Board bezeichnet. Um zwischen der Messhardware und den ADCs am DSP-Board möglichst kurze Signalwege zu erhalten wurde die Mess- und Steuerplatine so geplant, dass das DSP-Board direkt auf die Messplatine aufgesteckt werden kann. Abbildung 4.9(a) zeigt ein Bild von der finalen Hardware mit aufgestecktem DSP-Board. Abbildung 4.10 zeigt die obere Ebene der Mess- und Steuerplatine und daneben das Layout der Docking Station des DSP-Boards. Die Rot gekennzeichnet Pins der Docking Station werden dabei auf die ebenfalls Rot markierten Ports auf der Mess- und Steuerplatine gesteckt.

Die Auswahl des Signalprozessors erfolgte nach den vorhandenen Erfahrungen am Institut und den Anforderungen die im Abschnitt 4.1 entstanden sind. Dadurch fiel die Wahl auf den Controller *TMS320F28739D* von Texas Instruments. Die wichtigsten Kenngrößen sind hier nochmals zusammengefasst.

- Vier 12-bit ADC Module welche synchron gesteuert werden können, um Phasenspannungen und das externe Drehmomentsignal gleichzeitig messen zu können.
- 200MHz Dual-Core CPU Architektur sowie eine »Single-Precision Floating-Point Unit« und »Trigonometric Math Unit« (TMU) für die Berechnung des ASM-Modells auf einem Kern und die gleichzeitige Steuerung des Prüfstands über den zweiten Kern der CPU.
- Vier »Enhanced Quadrature Encoder Pulse« (eQEP)- Module für die Messung des mechanischen Drehmoment vom QEP-Ausgang des Drehmomentsensors.
- Acht Sigma-Delta Filter Module
- 1MB Flash Speicher

Für die Mess- und Steuerplatine ist ein Design der Leiterplatte auf vier Ebenen gewählt worden. Die zwei zusätzlichen Ebenen im Vergleich zu einem einfachen Design auf zwei Ebenen bewirken beim Hardwaredesign ein um ein Vielfaches erleichtertes Routing, wodurch zusammen mit der Möglichkeit, eine Masse-Ebene im Leiterplattenaufbau einzuziehen, die Signalqualität durch kürzere Signalwege erheblich erhöht werden kann. Abbildung 4.10 zeigt die obere Ebene mit der Docking Station des DSP-Boards und Abbildung 4.11 zeigt die restlichen drei Ebenen der Hardware. Die strichlierte Linie in Abbildung 4.11 stellt dabei die Mitte bzw. den Kern der Leiterplatte dar. Die beiden Ebenen rechts der strichlierten Linie stellen die unteren Ebenen dar, und die links der strichlierten Linie dargestellte Ebene, gemeinsam mit dem Top-Layer in Abbildung 4.10, zeigen die beiden oberen Ebenen. Die beiden unteren Ebenen rechts sind deshalb auch gespiegelt dargestellt um die Ansicht der Leiterplatte von Unten zu repräsentieren. Abbildung 4.9(b) zeigt

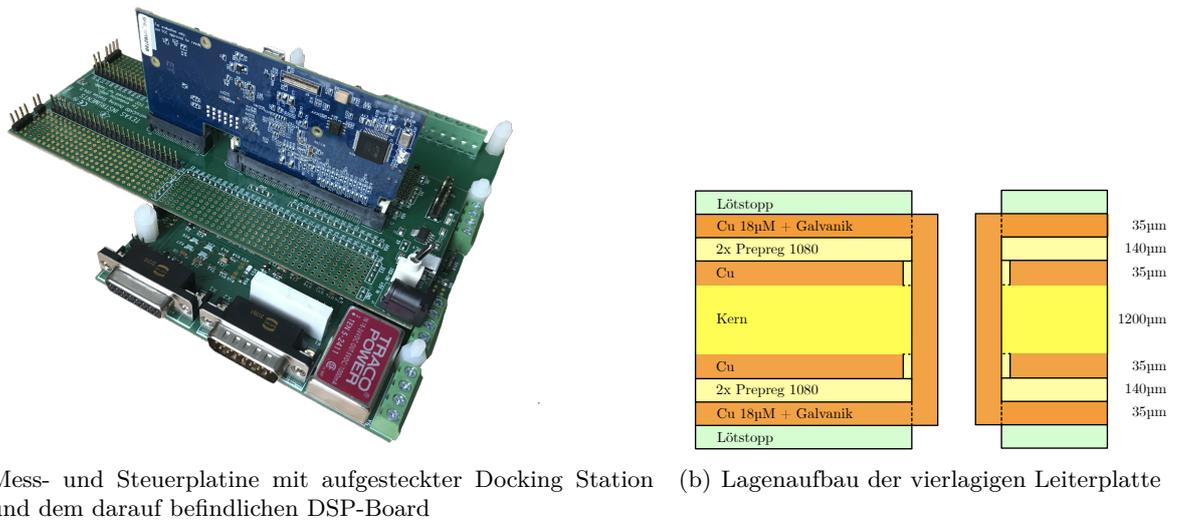


Abbildung 4.9: Abbildung der Mess- und Steuerplatine sowie des Lagenaufbaus der Leiterplatte

den Schichtaufbau der Leiterplatte. Diese Information ist deswegen wichtig, weil durch die hohen Phasenspannungen beim Signalfuss des Hochspannungsbereichs die Durchschlagfestigkeit des Materials sowie die Kriechströme an der Oberfläche berücksichtigt werden müssen. Des weiteren muss die Spannungsfestigkeit der SMD-Bauteile für die Eingangswiderstände der Phasen- und Zwischenkreisspannungen ebenfalls berücksichtigt werden, weshalb die Eingangswiderstände der Spannungen auf mehrere SMD-Bauteile aufgeteilt werden.

Als Stromwandler kommen drei Hall-Effekt Sensoren des Typs "LA-55P" der Firma *LEM* zum Einsatz. Diese zeichnen sich durch eine gute Genauigkeit, gutes Temperaturverhalten sowie ein ausgezeichnetes Preis/Leistungsverhältnis bei einer hohen Bandbreite von Null bis $200kHz$ aus. Die weiteren technischen Daten können aus dem Datenblatt entnommen werden.

Durch die hohe Anzahl der an die Mess- und Steuerplatine angeschlossenen Geräte ist besondere Vorsicht durch die Verbindung der unterschiedlichen Massen geboten. Beispielsweise darf die Masse der galvanisch getrennten analogen Schnittstelle des 48V-Netzteils nicht mit der Masse der Leistungsseite verbunden werden. Deshalb wurde durch den Einsatz von isolierten DC/DC-Konvertern für die Spannungsversorgung die Masse der Messplatine vom Erdpotential getrennt. Bei den Operationsverstärkern wurde ein Modell mit unidirektionaler Versorgung verwendet, weil im Gegensatz zu bidirektionalen OPVs dadurch kein zusätzliches Spannungsniveau zur Verfügung stehen und geroutet werden muss, und die ADCs ohnehin nur positive Spannungen zwischen 0V und 3V verarbeiten können. Um dabei den vollen Spannungsbereich ausnutzen zu können, wurde bei der Wahl der OPVs auf das Vorhandensein eines »Rail-to-Rail«-Ausgangs geachtet. Für den Messaufbau werden aufgrund dieser Eigenschaften die OPVs "LM324M" von *Texas Instruments* verwendet. Diese können Wahlweise mit einer Spannungsversorgung von 3V oder 5V versorgt werden und sind laut Datenblatt besonders für den Einsatz als aktive Filter geeignet.

4.4 Einfluss der parasitären Leitungsinduktivitäten

Durch den Messaufbau ergeben sich je nach Leitungslänge auch parasitäre Leitungsinduktivitäten, die besonders in Verbindung mit dem Haltekapazitor am »Sample and Hold«-Glied des ADC-

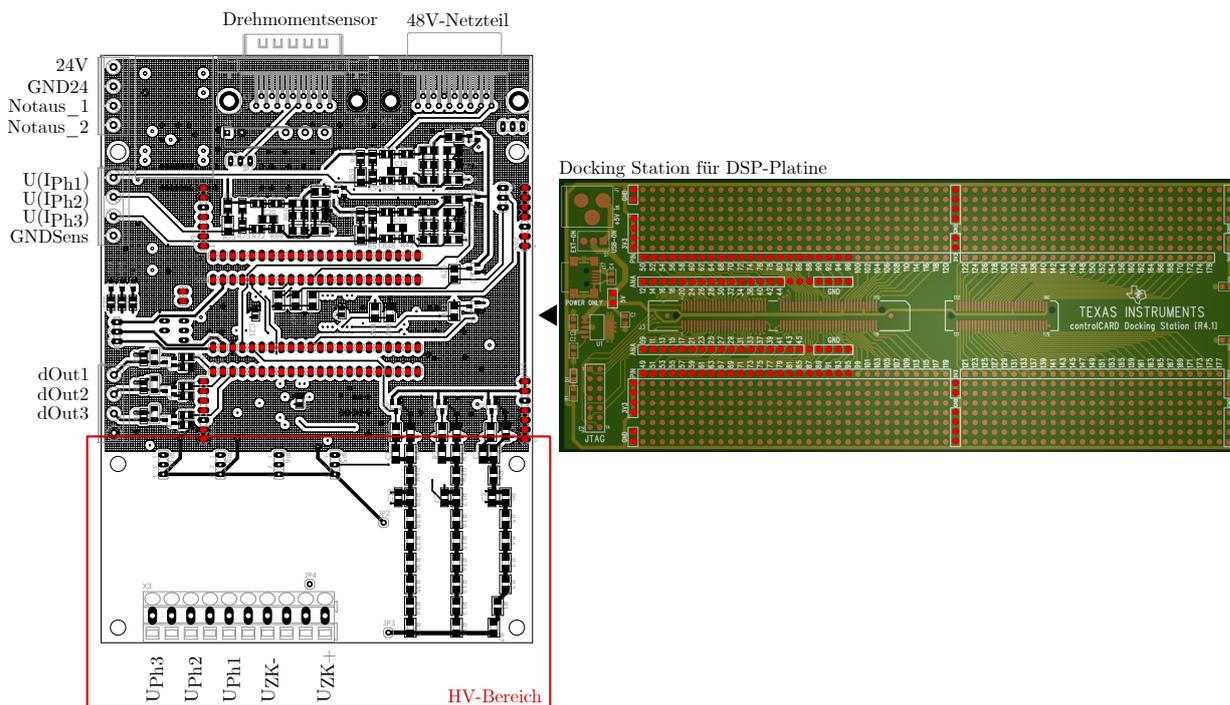


Abbildung 4.10: Layout der oberen Ebene der Leiterplatte (Top-Layer) und der zugekauften »Docking Station« für das DSP-Board. Die »Docking Station« wird über die Rot gekennzeichneten Pins mit der Mess- und Steuerplatine verbunden.

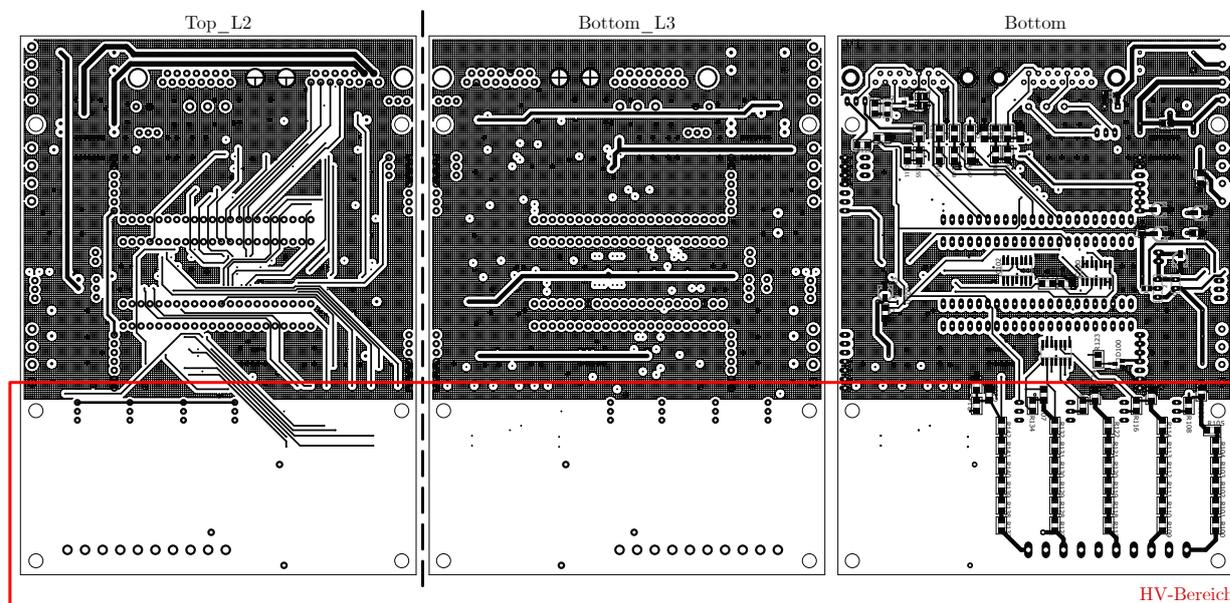


Abbildung 4.11: Layout der übrigen Ebenen (Layer) der Leiterplatte der Mess- und Steuerplatine. Links ist der erste Sub-Layer (L2) dargestellt der sich unter dem Top-Layer befindet, rechts ist die untere Ebene (Bottom-Layer) mit der darunter liegenden Sub-Ebene (L3) dargestellt. Die strichlierte Linie stellt die Position vom Kern der Leiterplatte dar.

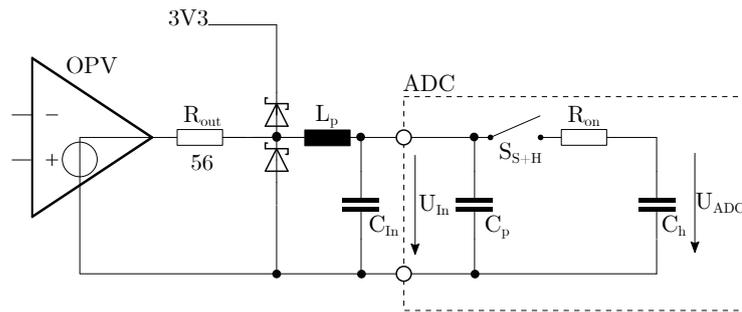


Abbildung 4.12: elektrisches Ersatzschaltbild vom OPV-Ausgang der Schaltung zum Sample-and-Hold Eingang des ADCs

Eingangs zu unerwünschten Effekten führen können. [Abbildung 4.12](#) zeigt das elektrische Ersatzschaltbild des Sample and Hold Eingangs der ADCs. Die Werte der parasitären Eingangskapazität C_p sind je nach ADC-Kanal unterschiedlich hoch und können im Datenblatt des Controllers nachgelesen werden. In [Abbildung 4.13](#) ist der Verlauf der Eingangsspannung des ADC-Moduls U_{In} sowie der nach dem öffnen des Schalters S_{S+H} am ADC anliegenden Spannung U_{ADC} für eine parasitäre Leitungsinduktivität von $50\mu H$ dargestellt, wenn am OPV-Ausgang eine Sinusspannung mit einer Frequenz von $1kHz$ ausgegeben wird. Die gestrichelte Linie gibt den Verlauf der Spannungen an, wenn kein zusätzlicher Kondensator C_{In} vor dem ADC-Eingang platziert wird. Verursacht durch die Leitungsinduktivität fängt bei geschlossenem Schalter die Spannung am Haltekapazität C_h stark zu schwingen an, wodurch eine beträchtliche Abweichung des aufgenommenen Wertes vom tatsächlichen Wert der Spannung auftritt. Wird am Eingang ein zusätzlicher Kondensator angebracht, kann das Verhalten deutlich verbessert werden. Die durchgezogene blaue Linie in [Abbildung 4.13](#) gibt den Verlauf der Spannungen mit einem zusätzlichen

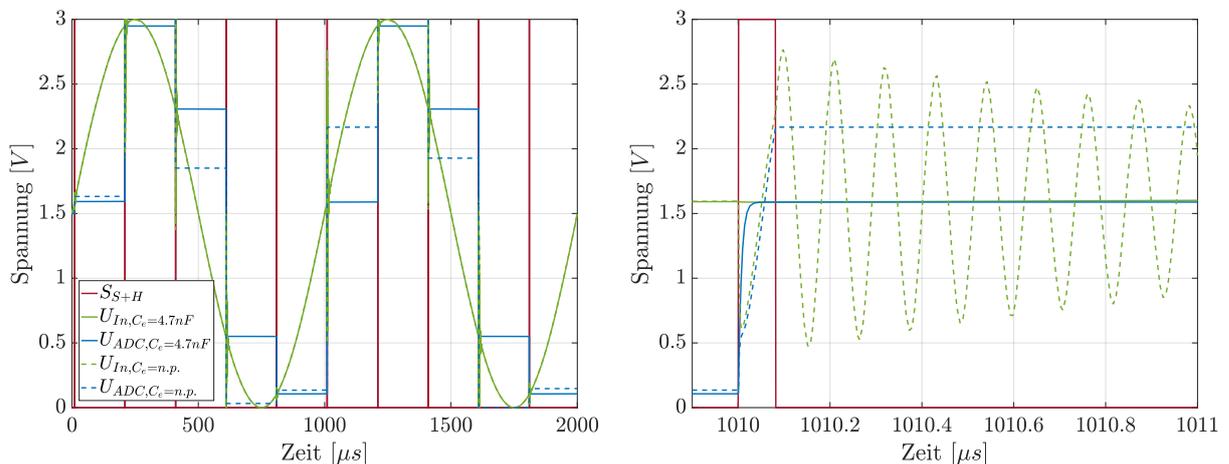


Abbildung 4.13: Verlauf der Spannungen der Schaltung in [Abbildung 4.12](#) durch die parasitäre Leitungsinduktivitäten. Die gestrichelten Linien zeigen den Spannungsverlauf am Eingang und am Haltekapazität ohne zusätzlichen Kondensator am ADC-Eingang C_{In} , die durchgezogenen Linien mit zusätzlichem Kondensator an. Die rote Linie zeigt das Erfassungsfenster an, also die Zeit in welcher der Schalter S_{S+H} geschlossen ist. Die rechte Abbildung zeigt einen Detailausschnitt aus dem Verlauf der linken Abbildung, in der das Schwingen der Eingangsspannung gut zu erkennen ist.

Kondensator $C_{In} = 4,7nF$ am Eingang des »Sample-and-Hold« Eingangs an. Der Kondensator verursacht jedoch ein zusätzliches Tiefpassverhalten der Eingangsspannung, welches in weiterer Folge für die Berechnungen berücksichtigt werden muss. Neben der Größe des Eingangskondensators kann auch das Erfassungsfenster, auch »Aquisition Window« genannt, vergrößert werden. Bei der Wahl eines großen Wertes für das »Aquisition Window« muss allerdings die maximale Abtastfrequenz am ADC beachtet und eventuell reduziert werden. Für die Simulation des Verlaufs wurde ein Erfassungsfenster von $80ns$ gewählt. Für die restlichen Bauteilwerte wurden für die Simulation die im Datenblatt angegebenen Werte für einen beispielhaften ADC-Eingang angenommen.

5 Modellierung der Asynchronmaschine am DSP

Durch die vorgestellte Messhardware werden die Messgrößen gefiltert und auf ein Spannungslevel aufbereitet, welches den Anforderungen der Analog/Digital-Konvertern des DSP-Boards genügt. Anschließend müssen jedoch die Digitalwerte am Signalprozessor wieder auf die physikalische Größen zurückgerechnet werden, um danach als Eingangsgrößen des diskreten Maschinenmodells verwendet werden zu können. Dieses Kapitel zeigt die erforderlichen Schritte, um von den aufgenommenen Digitalwerten der Analog/Digital-Konverter wieder die physikalischen Messgrößen zu berechnen und die erforderlichen Schritte, mit diesen Messgrößen über die Modellierung der Asynchronmaschine das Drehmoment an der Welle näherungsweise berechnen zu können. Anschließend wird die softwaremäßige Implementierung des Modells am digitalen Signalprozessor gezeigt und danach noch kurz die wesentlichen Einflussfaktoren der Modellgenauigkeit genannt.

5.1 Modellbildung

5.1.1 Umrechnung der Messgrößen

Die am Analog/Digital-Konverter anliegenden, analogen Spannungen, stehen am Signalprozessor als 12bit Digitalwert im Ergebnisregister des entsprechenden ADC-Moduls zur Verfügung. Die Umrechnung der Analogspannungen in Digitalwerte erfolgt daher über Gleichung 5.1. Zusätzlich sind am Ende dieser Gleichung die Werte des verwendeten ADC-Moduls eingesetzt.

$$\begin{aligned} ADC_{In,X} &= (V_{Ref,High} - V_{Ref,Low}) \cdot \left(\frac{ADCResult_X}{2^{12}} \right) + V_{Ref,Low} \\ &= 3V \cdot \left(\frac{ADCResult_X}{4096} \right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Um nun auf den physikalischen Wert der Messgröße schließen zu können, muss die gesamte Messkette der analogen Schaltung berücksichtigt werden. Für die Strommessung ergibt sich daher der Signalpfad laut Gleichung 5.2. Wird hier noch für $ADC_{In,X}$ die Werte aus Gleichung 5.1 eingesetzt, ergibt sich der gesamte Umrechnungsfaktor vom ADC Ergebnisregister zum physikalischen Strangstrom zu dem Wert im Endresultat der Gleichung 5.2.

$$\begin{aligned}
 I_{Ph} &= k_{Sens} \cdot k_{OPV} \cdot (ADC_{In,X} - U_{Ref}/2) \\
 &= \frac{2000A}{1A} \cdot \frac{42,6mA}{3V} \cdot (ADC_{In,X} - 1,5V) \\
 &= \frac{2000A}{1A} \cdot \frac{42,6mA}{3V} \cdot \left(\frac{3V}{4096} \cdot ADC_{Result_X} - 1,5V\right) \\
 &= ADC_{Result_X} \cdot 0,02080078125A - 42,6A
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Beim Spannungsmesspfad ergibt sich die Umrechnung ebenfalls aufgrund der OPV-Schaltung der Mess- und Steuerplatine und der Konversionrate vom ADC analog zum Strompfad. Die Konversionsfaktoren bei der Berechnung der Phasenspannungen sind in Gleichung 5.3 zusammengefasst und können in Abbildung 4.5 nachvollzogen werden. Das Endergebnis in Gleichung 5.3 berücksichtigt wiederum den gesamten Umrechnungsfaktor, vom Ergebnisregister zum physikalischen Spannungswert, mit bereits eingesetzten Werten.

$$\begin{aligned}
 U_{Ph} &= k_{R,In} \cdot k_{OPV} \cdot k_{Filter} \cdot (ADC_{In,X} - U_{Ref}/2) \\
 &= \frac{600k\Omega}{2k\Omega} \cdot \frac{1V}{1V} \cdot \frac{1V}{1V} \cdot (ADC_{In,X} - 1,5V) \\
 &= 300 \cdot \left(\frac{3V}{4096} \cdot ADC_{Result_X}\right) \\
 &= ADC_{Result_X} \cdot 0,2197265625V - 450V
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Die Umrechnung für die Messung der Zwischenkreisspannung erfolgt analog zur Ermittlung der Werte der Phasenspannungen. Die Umrechnung des Drehmomentenmesswertes kann auf Grundlage der Abbildung 4.7 für die Berechnung der OPV-Schaltung erfolgen. Die maximale Ausgangsspannung vom analogen Messwert des Drehmomentsensors liegt bei $\pm 10V$. Diese Spannung bildet dabei den gesamten Messbereich des Sensors ab. Die Verstärkung und der Offset des Subtrahierverstärkers in Abbildung 4.7 von Spannungseingang des Drehmomentsensors zum Eingang des ADCs wird über Gleichung 5.4 berechnet. Das Endresultat der Gleichung ist wiederum mit eingesetzten Bauteilwerten dargestellt.

$$\begin{aligned}
 U_{M,ADC} &= -U_{M,Sens} \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right) + U_{Ref} \cdot \left(\frac{R_6}{R_4 + R_6}\right) \cdot \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2}\right) \\
 &= -U_{M,Sens} \cdot 0,13 + 1,479V
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Geht man nun vom maximal möglichen Drehmomentmessbereich von $\pm 100Nm$ aus, ergibt sich die Umrechnung von der ADC Eingangsspannung zum Drehmoment laut Gleichung 5.5. Die Gleichung gibt am Ende wiederum die Umrechnung vom Ergebnisregister des ADCs zum physikalischen Messwert mit eingesetzten Bauteilwerten an.

$$\begin{aligned}
 M &= k_{Sens} \cdot k_{OPV} \cdot (ADC_{In,X} - U_{Ref}/2) \\
 &= \frac{100Nm}{10V} \cdot \frac{7,5V}{1V} \cdot (ADC_{In,X} - 1,479V) \\
 &= ADC_{Result_X} \cdot 0,054931640625Nm - 110,925Nm
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

5.1.2 Raumzeigerbildung

Nachdem die Messwerte auf die physikalischen Stranggrößen der Maschine zurückgerechnet wurden, können mit Hilfe des Raumzeigerkalküls, das in Kapitel 2.2 vorgestellt wurde, die Strangwerte ins $(\alpha\beta)$ -System transferiert werden. Der große Vorteil liegt hier neben der Vereinfachung des Gleichungssystems durch den Wegfall einer Komponente, in der Vernachlässigung der Nullkomponente der Spannung im umgerechneten System. Deshalb wirkt sich der durch den Umrichter verursachte Spannungsdrift zwischen dem Potential des Sternpunktes und der Masse der Schaltung im $(\alpha\beta)$ -System nicht aus. Für die Umrechnung der Spannungen und der Ströme wird die amplitudeninvariante Version der Transformation verwendet, wodurch die Umrechnung folglich nicht leistungsvariant ist. Dies muss für die Berechnung der Leistung und des Drehmoments berücksichtigt werden. In den Gleichungen 5.6 und 5.7 sind die verwendeten Transformationen dargestellt.

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{Ph1} \\ U_{Ph2} \\ U_{Ph3} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Ph1} \\ I_{Ph2} \\ I_{Ph3} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

5.1.3 Korrektur des Tiefpassverhaltens der Eingänge

Um die Messgrößen möglichst wenig durch die vom Umrichter erzeugten Störungen zu beeinflussen, sind bei den Schaltungen Tiefpassfilter für die Eingangsgrößen eingeplant, wie dies bereits in Kapitel 4 gezeigt wurde. Die Tiefpässe verursachen jedoch eine Abweichung der Messgrößen vom tatsächlichen Wert der Größe. Besonders problematisch für die Berechnung der Leistung und des Drehmoments wirkt sich dabei eine zusätzliche Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung aus, die durch die Wahl unterschiedlicher Tiefpass-Schaltungen für die Messung der beiden physikalischen Größen auftritt. Beim Entwurf der Strom- und Spannungsmessungen wurden die Tiefpässe für die jeweiligen Anforderungen ausgelegt, ohne dabei die Problematik durch unterschiedliche Phasenverschiebungen der beiden Messgrößen zu berücksichtigen. Für eine korrekte Berechnung im Modell ist es deshalb wichtig, neben den Amplitudengängen auch die jeweiligen Phasengänge zu modellieren um diese anschließend in der Software am Signalprozessor so gut wie möglich korrigieren zu können.

Die OPV-Schaltung für die Strommessung in Abbildung 4.3 weist in Summe das Verhalten eines Tiefpasses zweiter Ordnung auf. Der erste Tiefpass wird eingangsseitig mit R_1 und C_1 gebildet, der zweite Tiefpass durch die OPV-Schaltung durch $R_2/2$ und C_2 . Näherungsweise können die beiden Tiefpässe entkoppelt betrachtet werden. Dadurch ergeben sich die Übertragungsfunktionen in Gleichung 5.8 und 5.9.

$$G_{Str,1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \quad (5.8)$$

$$G_{Str,2} = \frac{1}{1 + sR_2C_2/2} \quad (5.9)$$

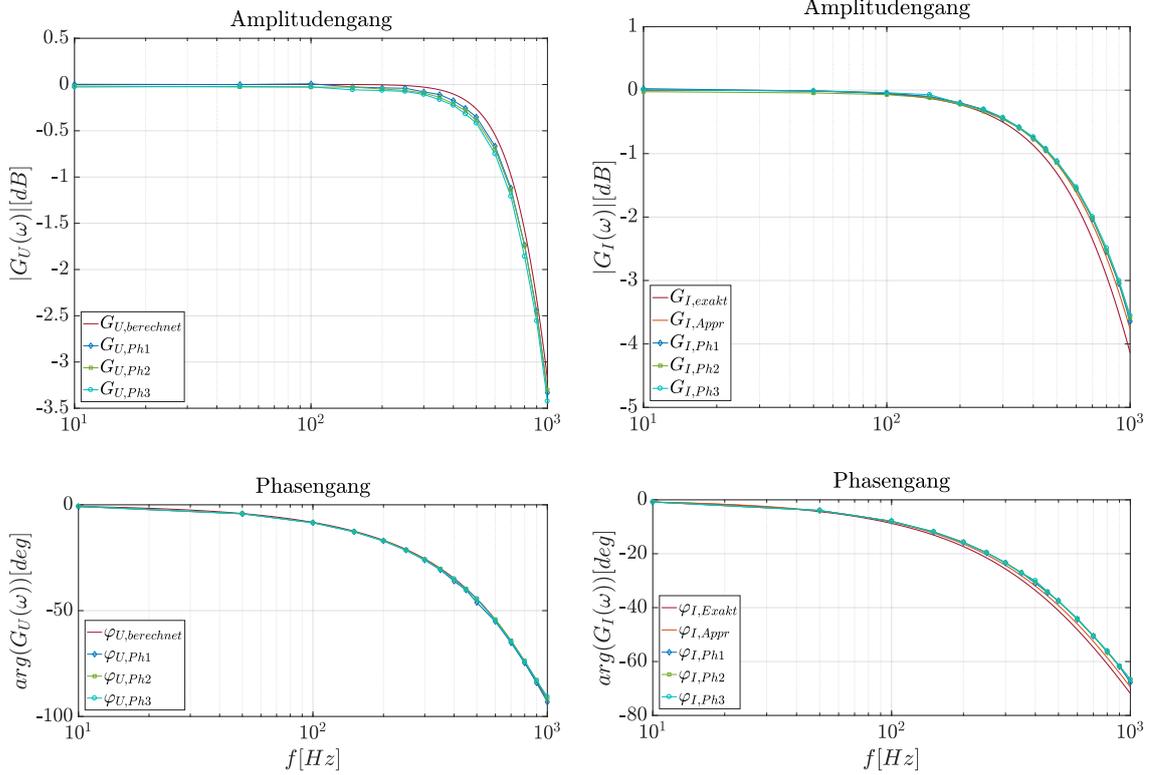


Abbildung 5.1: Bodediagramm des Eingangsfilters der Spannungsmessung (links) und des Filters der Strommessung (rechts). Neben den anhand der Schaltung berechneten Verläufen sind auch die gemessenen Verläufe des Strom- und Spannungsmesspfades eingetragen.

Die Gesamtübertragungsfunktion der Schaltung zur Strommessung kann daher näherungsweise durch Gleichung 5.10 berechnet werden. Zudem ist in Gleichung 5.11 der Wert der exakt berechneten Übertragungsfunktion zum Vergleich angeschrieben.

$$G_{Str,Appr} = G_{Str,1} \cdot G_{Str,2} = \frac{1}{1,163 \cdot 10^{-8}s^2 + 2,301 \cdot 10^{-4}s + 1} \quad (5.10)$$

$$G_{Str,Exakt} = \frac{564,4s + 8,939 \cdot 10^6}{7,169 \cdot 10^{-6}s^3 + 0,2521s^2 + 2762s + 9,006 \cdot 10^6} \quad (5.11)$$

Um zu untersuchen, ob die entkoppelte Berechnung der Übertragungsfunktionen gerechtfertigt ist, sind in Abbildung 5.1(rechts) die Amplituden- und Phasengänge der beiden Berechnungsarten dargestellt. Zusätzlich sind in der Abbildung die gemessenen Verläufe des Amplituden- und Phasengangs vom Stromsensoreingang der Mess- und Steuerplatine bis zum Digitalwert für alle drei Phasen eingezeichnet. Die Abweichungen lassen sich dadurch erklären, dass die gemessenen Verläufe auch die Antialiasing-Filter sowie die Abweichungen der realen Bauteilwerte in der Schaltung berücksichtigen.

Bei der Schaltung der Spannungsmessung wird die an den Phasen anliegende PWM-Spannung mit einem aktiven Butterworthfilter zweiter Ordnung gefiltert. Die Schaltung dazu ist in Abbildung 4.5 ersichtlich. Die Übertragungsfunktion des Filter ist in Gleichung 5.12 dargestellt.

$$\begin{aligned}
 G_{SpG} &= \frac{1}{R_4 C_1 R_5 C_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot (R_4 + R_5) \cdot s + 1} \\
 &= \frac{1}{2.668 \cdot 10^{-8} s^2 + 2,295 \cdot 10^{-4} s + 1}
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

Abbildung 5.1 zeigt den berechneten Verlauf sowie die gemessenen Verläufe für alle drei Stränge des Amplituden- und Phasengangs, sowohl des Spannungszweigs als auch des Stromzweigs der Schaltung. Die berechneten beziehungsweise gemessenen Verläufe des Amplituden- und Phasengangs können schließlich für die Korrektur der gemessenen Stranggrößen verwendet werden. Werden Strom- und Spannungsraumzeiger in Polarkoordinaten dargestellt, können diese durch die aufgenommenen Verläufe einfach korrigiert werden. Die Gleichungen 5.13 bis 5.16 zeigen die Berechnungsvorschrift für die Korrektur der gemessenen Größen im Raumzeigersystem.

$$\varphi_{U,korr}(\omega) = \varphi_U(\omega) - \arg(G_{SpG}(\omega)) \tag{5.13}$$

$$|U_{korr}(\omega)| = |U_{korr}(\omega)| / |G_{SpG}(\omega)| \tag{5.14}$$

$$\varphi_{I,korr}(\omega) = \varphi_I(\omega) - \arg(G_{Str}(\omega)) \tag{5.15}$$

$$|I_{korr}(\omega)| = |I_{korr}(\omega)| / |G_{Str}(\omega)| \tag{5.16}$$

5.1.4 Bestimmung der Winkelgeschwindigkeiten

Die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_{el} kann prinzipiell aus den Verläufen der Eingangsspannung oder auch des Eingangsstroms ermittelt werden. Für die Berechnung wird die Spannung im Raumzeigerkalkül als Polarkoordinate nach Gleichung 5.17 und 5.18 dargestellt.

$$\varphi_U = \arctan2\left(\frac{I_\beta}{I_\alpha}\right) \tag{5.17}$$

$$|U| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2} \tag{5.18}$$

Theoretisch kann durch einfache Differentiation, beziehungsweise am DSP mit diskreten Werten durch Bildung des Differenzenquotienten, die Winkelgeschwindigkeit berechnet werden. In der Praxis wird jedoch durch die Differentiation das Messrauschen stark verstärkt, wodurch sich der Einsatz eines Beobachters für die Winkelgeschwindigkeit als sinnvoll erweist. Der Beobachter für die Berechnung der geschätzten, aktuellen Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_{el}[k]$ ist in den Gleichungen 5.19-5.22 angeführt. Mit den Parametern k_φ und $k_{\omega_{el}}$ können die Pole des Beobachters und damit die Konvergenzgeschwindigkeit eingestellt werden. Für eine Abtastzeit von $T_A = 50\mu s$ haben sich die Werte $k_\varphi = 0,1$ und $k_{\omega_{el}} = 5$ als sinnvoll erwiesen.

$$\hat{\omega}_{el}[k] = \hat{\omega}_{el}[k] + k_{\omega_{el}} \cdot (\varphi_U[k] - \hat{\varphi}_U[k]) \tag{5.19}$$

$$\hat{\varphi}_U[k] = \hat{\varphi}_U[k] + k_\varphi \cdot (\varphi_U[k] - \hat{\varphi}_U[k]) \tag{5.20}$$

$$\hat{\varphi}_U[k+1] = \hat{\varphi}_U[k] + \hat{\omega}_{el}[k] \cdot T_A \tag{5.21}$$

$$\hat{\omega}_{el}[k+1] = \hat{\omega}_{el}[k] \tag{5.22}$$

Für die Ermittlung der mechanischen Winkelgeschwindigkeit werden die Quadratur Encoder Puls (QEP) Kanäle vom Drehmomentgeber verwendet und auf das eQEP Modul des Signalprozessors geführt. Der QEP Ausgang besteht aus den beiden um 90° voneinander verschobenen Rechtecksignalen $QEPA$ und $QEPB$, sowie einen Referenzimpuls oder Z-Impuls $QEPI$, welcher einmal pro mechanischer Umdrehung einen Impuls liefert. Die Anzahl der Signalwechsel je Umdrehung der beiden anderen Signale können über die serielle Schnittstelle des Drehmomentsensors im Bereich $1 \dots 8192$ Impulse je Umdrehung konfiguriert werden. Zu Beachten ist dabei allerdings die maximal zulässige Ausgangsfrequenz der digitalen Signale am Sensor, welche im Datenblatt mit $500kHz$ angegeben wird. Mit der Maximaldrehzahl der Lastmaschine von $9000min^{-1}$ kann die höchstmögliche Impulszahl über Gleichung 5.23 berechnet werden und ergibt sich zu $2^{11} = 2048$ Impulse je Umdrehung.

$$150 \frac{U}{sec} \cdot 2^x \frac{Imp}{U} \leq 500kHz, \text{ mit } x = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{500 \cdot 10^3}{150} \right) \right\rfloor \quad (5.23)$$

Durch die versetzten Rechtecksignale wird der Zähler im eQEP-Modul des Controllers pro eingestelltem Impuls um vier Zähler erhöht. Dadurch erhöht sich der Zählerstand des entsprechenden Registers um 8192 Zähler je mechanischer Umdrehung der Welle. Für die Ermittlung der Drehzahl kann nun entweder die Zeit zwischen zwei Impulse ausgewertet werden oder die Impulse je Zeiteinheit gezählt werden. Durch die diskreten Werte im Quotienten ist je nach Drehzahl eine unterschiedliche Berechnung sinnvoll, um einen geringen Fehler zu erhalten. Da bei dieser Berechnungsmethode jedoch ein hohes Messrauschen der errechneten Winkelgeschwindigkeit beobachtet werden konnte, wurde für die Berechnung der mechanische Winkelgeschwindigkeit ebenfalls ein Beobachter eingesetzt. Wird der maximale Zählerstand des Zählregisters im eQEP-Modul auf die Anzahl der Impulse je Umdrehung begrenzt, indem entweder nach 8192 Impulsen ein Überlauf erzwungen wird oder der Referenzimpuls QEPI den Zähler zurücksetzt, kann der Zählerstand auf den mechanischen Winkel umgerechnet werden. Der Beobachterentwurf erfolgt dann analog zu dem der elektrischen Winkelgeschwindigkeit und wird deshalb nicht mehr eigens angeführt. Die Berechnung des mechanischen Winkels aus dem Zählerstand zeigt Gleichung 5.24.

$$\varphi_{mech} = \frac{2\pi}{ENCPOS_{MAX}} = \frac{2\pi}{8192} \quad (5.24)$$

Mit den Werten der elektrischen und mechanischen Winkelgeschwindigkeit kann somit der geschätzte Schlupf der Maschine berechnet werden.

$$\hat{s} = \frac{\hat{\omega}_{el}[k] - \hat{\omega}_{mech}[k]}{\hat{\omega}_{el}[k]} \quad (5.25)$$

5.1.5 Berechnung des Statorflusses

Für die Berechnung des Luftspaltmoments wird die Kenntnis des Statorflusses benötigt. Um diesen aus den vorhandenen Messwerten zu berechnen, ist wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, die Integration der Statorspannung und die Kenntnis des Statorwiderstandes erforderlich. Für die Integration der diskreten Werte am Abtastsystem sind mehrere Integrationsmethoden möglich. Bei den einfach zu berechnenden Verfahren kann zwischen den expliziten Eulerverfahren oder

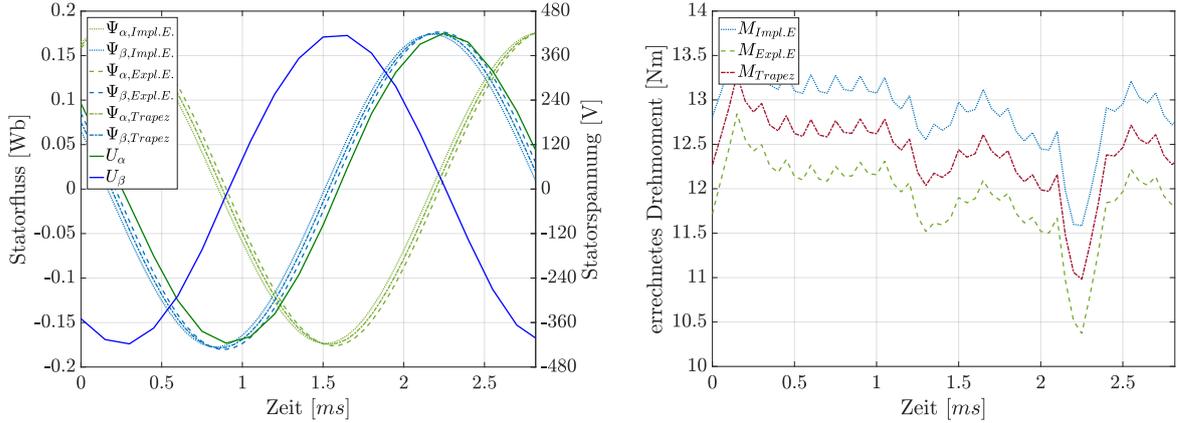


Abbildung 5.2: *Links:* Gegenüberstellung der unterschiedlichen Integrationsverfahren für die Berechnung des Statorflusses. Zusätzlich ist noch die Statorspannung eingezeichnet. *Rechts:* Ergebnis der Drehmomentenberechnung für unterschiedliche Integrationsmethoden des Statorflusses.

auch Euler-vorwärts-Verfahren genannt (Gl. 5.26), dem impliziten Eulerverfahren oder Euler-rückwärts-Verfahren (Gl. 5.27) und dem Trapezverfahren (Gl. 5.28) unterschieden werden. Daneben gibt es noch weitere numerische Integrationsverfahren auf die hier nicht weiter eingegangen wird.

$$y[k] = y[k - 1] + T_A \cdot u[k - 1] \quad (5.26)$$

$$y[k] = y[k - 1] + T_A \cdot u[k] \quad (5.27)$$

$$y[k] = y[k - 1] + T_A \cdot (u[k] + u[k - 1]) / 2 \quad (5.28)$$

Um die Auswirkungen der Integrationsmethode auf das berechnete Moment zu untersuchen, wurden die drei Methoden implementiert und der Statorfluss sowie das resultierende Moment in Abbildung 5.2 gegenübergestellt. Dabei können bei der gewählten Abtastfrequenz von 20kHz Unterschiede beim resultierenden Moment von bis zu 10% resultieren.

Wegen die fehlenden Anfangsbedingung bei der Integration und um eventuelle Offset-Spannungen nicht durch den Integrator zu summieren, muss dieser rückgekoppelt werden. Das Blockschaltbild des rückgekoppelten Integrators für das implizite Euler-Verfahren ist in Abbildung 5.3(links) dargestellt. Das implizite Euler-Verfahren wurde wegen des direkten durchgriffs der Eingangsgröße auf die Ausgangsgröße gewählt. Die Differenzgleichung dieses Systems ergibt sich zu Gleichung 5.29.

$$y[k] = y[k - 1] + T_A \cdot u[k] - y[k - 1] \cdot k_I \quad (5.29)$$

$$G_{Int}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T_A \cdot z}{z - (1 - k_I)} \quad (5.30)$$

Durch die Bildung der z-Transformierten Übertragungsfunktion dieses Systems in Gleichung 5.30 wird ersichtlich, dass sich durch die Rückkopplung des Integrator ein PT1-Glied ergibt. Daher

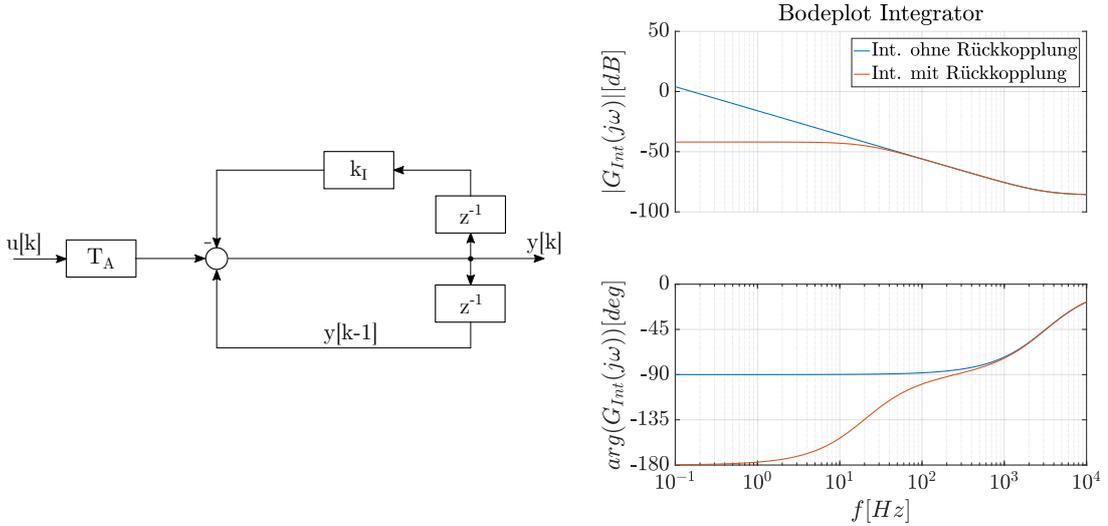


Abbildung 5.3: *Links:* Blockschaltbild des rückgekoppelten Integrators nach der impliziten Euler-Methode. *Rechts:* Amplitudengang des Integrators jeweils ohne und mit Rückkopplung mit $k_I = 6.3 \cdot 10^{-3}$ (entspricht einer Polstelle bei 20Hz) und $T_A = 50\mu\text{s}$.

muss darauf geachtet werden, dass die Polstelle des rückgekoppelten Integrators stets weit unter der aktuellen Frequenz des aktuellen Statorspannungszeigers liegt. Andererseits wirken sich Störungen und die fehlende Anfangsbedingung bei einem zu kleinem Rückkoppelparameter auch negativ auf das Integrationsergebnis aus. Die Polstelle kann dabei über dem Rückkoppelparameter k_I gewählt werden. Vergleicht man Gleichung 5.30 mit der z -Transformierten eines Verzögerungsglied erster Ordnung in Gleichung 5.31, dann kann der Rückkoppelparameter aus der Polstelle p des Integrators und der Abtastzeit T_A unter Verwendung von Gleichung 5.32 berechnet werden.

$$G_{PT1}(z) = \frac{K}{T_1} \cdot \frac{z}{z - a_1}, \quad a_1 = \exp\left(-\frac{T_A}{T_1}\right); \quad T_1 = \frac{1}{p} \quad (5.31)$$

$$k_I = 1 - a_1 = 1 - \exp\left(-\frac{T_A}{T_1}\right) \quad (5.32)$$

In Abbildung 5.3(rechts) ist das Bodediagramm für den diskreten Integrator mit und ohne Rückkopplung für eine Abtastzeit von $T_A = 50\mu\text{s}$ und einer gewählten Polstelle für den rückgekoppelten Integrator bei $p = 20\text{Hz}$ dargestellt. In der Abbildung ist auch ersichtlich, dass durch die Abtastfrequenz eine Nullstelle im Bodediagramm auftritt. Bei hohen Frequenzen wird daher der Integrator durch die Nullstelle der Abtastung beeinflusst. Je höher dabei die Abtastfrequenz, desto weniger wird die Berechnung der Integration beeinflusst.

Für die Modellbildung hat sich die Wahl der Polstelle im mittleren und oberen Frequenzbereich eine Dekade unter der Frequenz des elektrischen Feldes im Stator der Maschine als sinnvoll erwiesen, weil dabei die Phasenverschiebung ungefähr bei den für den Integrator üblichen 90° liegt, wie in Abbildung 5.3 ersichtlich ist. Die Berechnung für den Rückkoppelparameter ergibt sich daher in Gleichung 5.33.

$$k_I = 1 - a_1 = 1 - \exp\left(-T_A \cdot \frac{\omega_{el}}{10}\right) \quad (5.33)$$

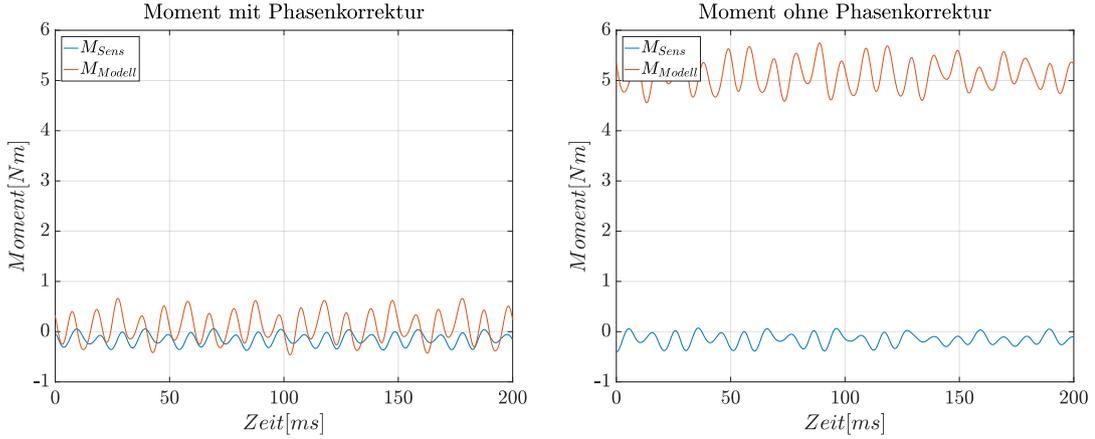


Abbildung 5.4: Gegenüberstellung des modellierten Moments bei einer Drehzahl von $2000U/min$ und Leerlauf mit und ohne Berücksichtigung der Phasenverschiebung des Statorflusses durch den rückgekoppelten Integrator. Links ist der Verlauf mit Phasenkorrektur, rechts der Verlauf ohne Phasenkorrektur dargestellt wenn der Pol der Rückkopplung eine Dekade unter der Frequenz der Statorspannung gelegt wird. Für eine bessere Darstellung wurden die Verläufe mit $100Hz$ Tiefpassgefiltert.

Bei sehr niedrigen Frequenzen würde dadurch die Polstelle allerdings zu Niederfrequent werden. Dadurch entsteht ein Gleichanteil im berechneten Statorfluss, wodurch wiederum die Berechnung für das innere Moment der Maschine keine brauchbaren Ergebnisse mehr liefert. Daher wird für kleine Frequenzen unter $1000U/min$ der Rückkoeffaktor konstant gehalten. Der dadurch entstehende Fehler, der sich wie in Abbildung 5.3 ersichtlich, vorwiegend in der Phase des Statorflusses auswirkt, verursacht ebenfalls eine grob fehlerhafte Berechnung des inneren Moments im Modell. Daher muss der durch die Rückkopplung verursachte Phasenfehler beim Statorfluss vor der Berechnung des inneren Momentes korrigiert werden. Auch für höhere Drehzahlen ist die Berücksichtigung der Phasenverschiebung durch das PT1-Verhalten des rückgekoppelten Integrators sinnvoll. Dafür wird der Statorfluss in Polarkoordinaten umgerechnet und dort die Phase mit dem Korrekturfaktor $\varphi_{\Psi_S, korr}$ korrigiert. Gleichung 5.34 zeigt die Vorgehensweise für die Korrektur des Statorflusses und Gleichung 5.35 die Berechnung vom Korrekturfaktor. Bei ausreichend hohen Abtastraten ab ca. $20kHz$ kann dabei die Phasenverschiebung durch die Nullstelle der Abtastung für die hier verwendeten Drehzahlen vernachlässigt werden.

$$\begin{aligned}\Psi_{S,\alpha} &= |\Psi_S| \cdot \cos(\arg(\Psi_S) + \varphi_{\Psi_S, korr}) \\ \Psi_{S,\beta} &= |\Psi_S| \cdot \sin(\arg(\Psi_S) + \varphi_{\Psi_S, korr})\end{aligned}\quad (5.34)$$

$$\begin{aligned}\varphi_{\Psi_S, korr} &= -atan\left(\frac{\omega_{el}}{p}\right) + atan\left(\frac{\omega_{el} \cdot T_A}{(k_I - 1)}\right) + \frac{\pi}{2} \\ &\approx -atan\left(\frac{\omega_{el}}{p}\right) + \frac{\pi}{2}\end{aligned}\quad (5.35)$$

Um die Auswirkungen der durch die Rückkopplung verursachten Phasenverschiebung des Statorflusses auf das resultierende Drehmoment zu zeigen, sind in Abbildung 5.4 die modellierten Drehmomentverläufe zusammen mit dem gemessenen Drehmoment bei einer Drehzahl von $2000U/min$ im Leerlauf eingezeichnet. Die dabei auftretende Phasenverschiebung des Raumzeigers des Statorflusses beträgt dabei ungefähr $5,7^\circ$, was wie in der Abbildung ersichtlich ist, einen erheblichen

Einfluss auf das berechnete Moment hat. Im nächsten Abschnitt wird gezeigt, wie nun mit dem korrigierten Statorfluss gemeinsam mit den gemessenen Statorströmen das geschätzte Drehmoment berechnet wird.

5.1.6 Berechnung des Luftspaltpmoments und der Leistung

Wurde der Statorfluss berechnet, kann nun mithilfe der Gleichung 5.36 das Luftspaltpmoment für einen Abtastzeitpunkt berechnet werden. Das Luftspaltpmoment wird auch inneres Moment genannt und ist jenes Moment, welches auf den Rotor ausgeübt werden würde wenn im Rotor keine Verluste mehr auftreten. Der Faktor p in Gleichung 5.36 steht für die Polpaarzahl der Maschine. Bei der verwendeten Asynchronmaschine ist die Polpaarzahl $p = 3$.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{S,\alpha} \cdot I_{S,\beta} - \Psi_{S,\beta} \cdot I_{S,\alpha}) \quad (5.36)$$

Die aufgenommene Wirkleistung der Maschine kann im Raumzeigersystem über die Gleichung 5.37 berechnet werden, die Scheinleistung über Gleichung 5.38. Aufgrund der leistungsvarianten Transformation bei der Berechnung der Raumzeiger müssen die im Raumzeigersystem berechneten Leistungen mit dem Faktor $3/2$ multipliziert werden.

$$P_{el} = \frac{3}{2} \cdot (U_{S,\alpha} \cdot I_{S,\alpha} + U_{S,\beta} \cdot I_{S,\beta}) \quad (5.37)$$

$$S_{el} = \frac{3}{2} \cdot (U_{S,\beta} \cdot I_{S,\alpha} + U_{S,\alpha} \cdot I_{S,\beta}) \quad (5.38)$$

5.1.7 Bestimmung des Reibmoments

Um die mechanischen Verluste der Maschine berücksichtigen zu können, muss das auftretende Reibmoment der Maschine bekannt sein. Das Reibmoment kann durch einen Auslaufversuch bestimmt werden. Dazu wird die Lastmaschine auf die maximale Drehzahl beschleunigt und anschließend der Ausgang des Umrichters durch einen provozierten Fehler zum Abschalten gebracht. Wird nun beim auslaufenden Rotor der Maschine die Drehzahl während des gesamten Auslaufversuchs gemessen, kann bei Kenntnis des Massenträgheitsmoment des Rotors bei abgekuppelter Maschine das auftretende Reibmoment durch Berechnung der Drehwinkelbeschleunigung ermittelt werden.

Um während der Versuchsdurchführung die Drehzahl mit dem Signalprozessor messen zu können, muss der Drehmomentsensor während des Auslaufversuches mit der Asynchronmaschine verbunden bleiben. Deshalb wurde für den Versuch die Elastomerkupplung beim Prüfstand zwischen dem Drehmomentsensor und dem Prüfling geöffnet und abmontiert. Zur Überprüfung der Ergebnisse wurde der Versuch nochmals mit dem Prüfling durchgeführt und dabei auch das Drehmoment am Sensor gemessen. Die Ergebnisse der Versuchsdurchführung sind in Abbildung 5.5 abgebildet. Die linke Abbildung zeigt den Zeitverlauf der Drehzahl und die daraus errechnete Beschleunigung beim Auslaufversuch mit und ohne Synchronmotor. Die rechte Abbildung zeigt das mithilfe der Massenträgheitsmoments der einzelnen Bestandteile errechnete Reibmoment, jeweils mit und ohne angekuppeltem Prüfling. Um die Ergebnisse zu verifizieren, wurde bei der erneuten Versuchsdurchführung mit dem Prüfling das Drehmoment am Sensor mitgemessen. Wird dieser Wert vom

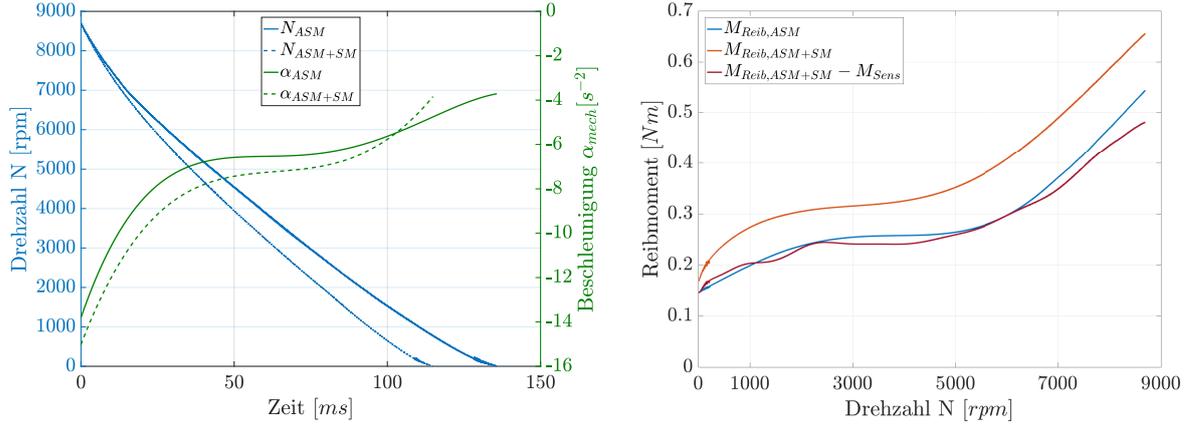


Abbildung 5.5: *Links:* Drehzahl und Beschleunigung der Welle während des Auslaufversuchs jeweils mit und ohne angekuppelter Synchronmaschine. *Rechts:* Beim Auslaufversuch auftretendes Reibmoment mit und ohne Synchronmotor. Zusätzlich ist noch das Reibmoment inkl. Synchronmaschine mit subtrahiertem Messwert des Moments vom Sensor eingetragen.

errechneten Drehmoment abgezogen, sollte wiederum das Reibmoment zwischen ASM und Sensor auftreten. Bei der Versuchsdurchführung wurde auch berücksichtigt, dass der Fluss nicht augenblicklich nach der Abschaltung des Umrichters abgebaut wird. Die Verläufe der Messkurven in Abbildung 5.5 reichen deshalb nicht bis zur Maximaldrehzahl der Maschine, da die Messung erst nach dem kompletten Abbau der Statorspannung gestartet wurde. Das gesamte Trägheitsmoment beim Auslaufversuch ohne Prüfling besteht aus dem Rotor der Asynchronmaschine, den beiden Hälften der Elastomerkupplung sowie der Mess- und der Antriebsseite des Drehmomentsensors. Bleibt der Synchronmotor ebenfalls angekuppelt, muss auch noch dessen Rotorträgheitsmoment mitberücksichtigt werden. Die Berechnungsvorschriften des gesamten Trägheitsmoment für den jeweiligen Versuchsaufbau sind in den Gleichungen 5.39 und 5.40 angegeben. Die dafür verwendeten Trägheitsmomente wurde aus den Datenblättern der jeweiligen Komponenten entnommen und sind in 5.41 angeführt.

$$J_{ASM} = J_{Rotor,ASM} + 2 \cdot J_{Kupplung} + J_{Sens,Mess} + J_{Sens,Antrieb} \quad (5.39)$$

$$J_{ASM+SM} = J_{ASM} + 2 \cdot J_{Kupplung} + J_{SM} \quad (5.40)$$

$$\begin{aligned} J_{Rotor,ASM} &= 0,0392 \text{ kgm}^2 \\ J_{Kupplung} &= 0,05 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \\ J_{Sensor,Mess} &= 0,085 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \\ J_{Sens,Antrieb} &= 0,05 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \\ J_{Rotor,SM} &= 4,1 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \end{aligned} \quad (5.41)$$

Das Reibmoment kann schließlich über Gleichung 5.42 berechnet werden, wobei dafür die Trägheitsmomente aller an der Welle angeschlossenen Komponenten summiert werden.

$$M_{Reib} = \sum_i J_i \cdot \alpha_{mech} \quad (5.42)$$

5.1.8 Drehmoment aufgrund der Massenträgheit

Damit das entwickelte Modell auch für dynamische Vorgänge sinnvolle Ergebnisse liefern kann, muss zusätzlich das durch die Massenträgheit des Rotors hervorgerufene Drehmoment berücksichtigt werden. Durch die im vorigen Abschnitt genannten Massenträgheitsmomente kann über die mechanische Beschleunigung der Welle das daraus resultierende Drehmoment analog zu Gleichung 5.42 berechnet werden. Weil sich für die Berechnung der mechanischen Drehwinkelbeschleunigung aufgrund der auftretenden Messfehler bei der Drehzahlmessung eine reine Differentiation nicht als sinnvoll erweist, wird für die Bestimmung der mechanischen Drehwinkelbeschleunigung ebenfalls ein Beobachter entworfen. Der Beobachterentwurf für die Drehwinkelbeschleunigung ist in den Gleichungen 5.43 bis 5.46 angegeben.

$$\hat{\alpha}_{mech}[k] = \hat{\alpha}_{mech}[k] + k_{\alpha} \cdot (\omega_{mech}[k] - \hat{\omega}_{mech}[k]) \quad (5.43)$$

$$\hat{\omega}_{mech}[k] = \hat{\omega}_{mech}[k] + k_{\omega(\alpha)} \cdot (\omega_{mech}[k] - \hat{\omega}_{mech}[k]) \quad (5.44)$$

$$\hat{\omega}_{mech}[k+1] = \hat{\omega}_{mech}[k] + \hat{\alpha}_{mech}[k] \cdot T_A \quad (5.45)$$

$$\hat{\alpha}_{mech}[k+1] = \hat{\alpha}_{mech}[k] \quad (5.46)$$

Für die Wahl der Pole des Beobachters wurden die Parameter bei einer Abtastfrequenz von $T_A = 50\mu s$ zu $k_{\alpha} = 2$ und $k_{\omega(\alpha)} = 0.02$ gewählt. Mit diesen Werten kann eine schnelle Konvergenz des Beobachters ohne Überschwingen erzielt werden.

5.1.9 Modellierung der Kupferverluste im Rotor

Die Kupferverluste im Rotor der Maschine können näherungsweise mit der in Abschnitt 2.4 hergeleiteten Formel 2.25 modelliert werden. Wird die Gleichung auf beiden Seiten durch ω_{mech} dividiert, folgt daraus die in Gleichung 5.47 angegebene Formel für die näherungsweise Bestimmung der Kupferverluste im Rotor der Maschine.

$$M_{Cu,R} = M_i \cdot s \quad (5.47)$$

5.1.10 Berechnung des mechanischen Drehmomentes und Ausgabe der Werte

Mit den bisher berücksichtigten Aspekten kann unter Vernachlässigung der Eisen- und Ummagnetisierungsverluste im Stator sowie den auftretenden Streuverlusten das mechanische Drehmoment an der Welle angegeben werden. Das modellierte mechanische Drehmoment wird aus dem Luftspaltmoment oder innerem Moment M_i berechnet, von dem das modellierte Reibmoment M_{Reib} , das durch das Rotorträgheitsmoment hervorgerufene dynamische Moment M_{Dyn} und das durch die Wärmeverluste im Rotor hervorgerufene Verlustmoment $M_{Cu,R}$ abgezogen wird. Das resultierende mechanische Moment an der Welle kann somit über Gleichung 5.48 berechnet werden.

$$M_{Modell,mech} = M_i - M_{Reib} - M_{Dyn} - M_{Cu,R} \quad (5.48)$$

Das modellierte Moment wird anschließend über einen Digital/Analog-Konverter auf einen analogen Pin des digitalen Signalprozessors ausgegeben.

5.2 Implementierung am DSP

Um das Modell in Echtzeit berechnen zu können, muss das aufgestellte Maschinenmodell der Asynchronmaschine am echtzeitfähigen digitalen Signalprozessor umgesetzt und die Messdaten verarbeitet werden. Im folgenden soll der grobe Programmablauf sowie die Umsetzung des Modells am DSP veranschaulicht werden. Dazu wird im Beginn dieses Abschnitts eine Übersicht über den Programmablauf und den darin enthaltenen Schritten sowie der Ablauf der Interruptsteuerung der Module gegeben. Danach wird die Hardware-Software-Schnittstelle erklärt und anschließend noch die konkrete Umsetzung einiger Modellbildungsschritte vom vorigen Abschnitt näher betrachtet, welche für die Implementierung am DSP aufgrund der aufwendigen Berechnungen von Interesse sind.

5.2.1 Übersicht Programmablauf

Das Programm wurde so erstellt, dass der Hauptteil der Berechnung periodisch in der Interruptroutine namens „Fast_Task“ durchlaufen wird, welche nach Konvertierung der Messdaten vom ADC-Modul aufgerufen wird. Abbildung 5.6 zeigt den vereinfachten Ablauf des Programms mit den zusammengefassten Ausführungsschritten und den verwendeten Interruptroutinen.

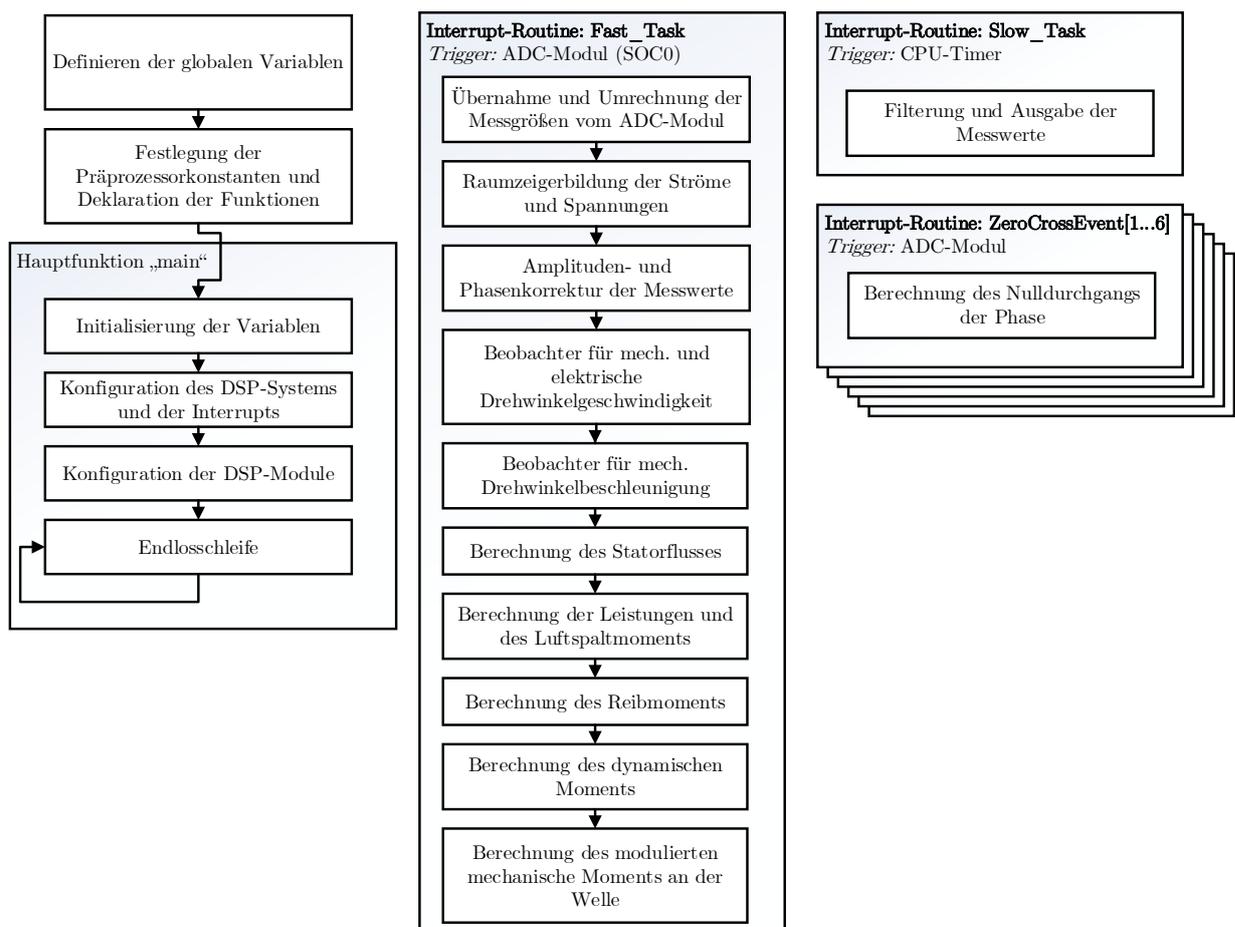


Abbildung 5.6: Ablaufdiagramm der erstellten Software am Signalprozessor

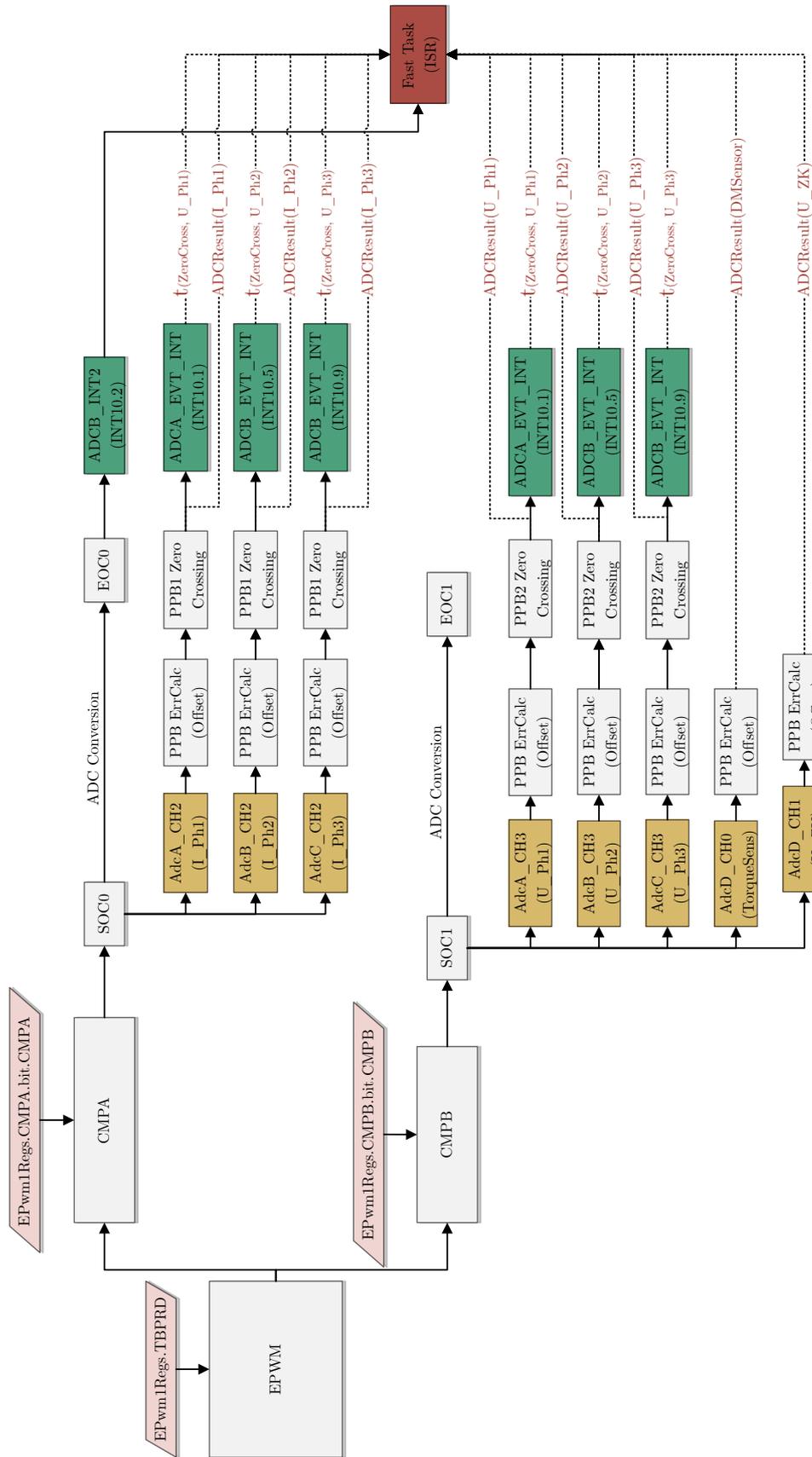


Abbildung 5.7: Schematisches Ablaufdiagramm der Interruptsteuerung am Signalprozessor. Der zeitliche Verlauf wird dabei von links nach rechts verstanden. Eine horizontale Verschiebung der Elemente soll dabei eine zeitliche Verzögerung zu den anderen Prozessen darstellen.

Beim Start des Programms werden Funktionen aufgerufen welche die Variablen und Funktionen deklarieren, alle notwendigen Initialisierungsschritte durchführen und die verwendeten Ein- und Ausgänge sowie die DSP-Module konfigurieren. Danach befindet sich das Programm in einer Endlosschleife und wird ab hier nur noch Interrupt-getriggert ausgeführt. Den schematischen zeitlichen Ablauf der Module zeigt Abbildung 5.7. Der zeitliche Ablauf des Programms ist dabei von links nach rechts angedeutet, weshalb auch die Blöcke zwischen den beiden SOC-Kanälen des ADCs zueinander verschoben sind. Da sich aufgrund der induktiven Last der Strom nur langsam ändert, werden die Spannungskanäle und der Wert des Drehmomentensensors vor den ADC-Kanälen der Stromsignale konvertiert, um so eine möglichst synchrone Messwertaufnahme zwischen den Kanälen sicherzustellen.

Um die ADC-Module zeitlich periodisch zu triggern wurde das ePWM Modul so konfiguriert, dass diese eine PWM mit einer Frequenz von $20kHz$ generiert und die darin enthaltenen Vergleichs-Register im kurzem Abstand hintereinander die ADCs triggern. Wenn der *SOC0* (*Start of Conversion*) getriggert wird, werden die drei ADC-Eingänge für die Phasenströme gleichzeitig konvertiert. Beim triggern des *SOC1* werden alle Phasenspannungen sowie das Drehmoment synchron konvertiert, der Messwert für die Zwischenkreisspannung wird ebenfalls, um die Durchführungszeit der Konvertierung des Kanals *D0* verzögert, im Anschluss konvertiert und im entsprechenden Register des ADCs gespeichert. Der *Post-Processing-Block* (PPB) führt im Anschluss eine Offsetkorrektur des aufgenommenen Messwerts durch, um den Gleichspannungsanteil der Signale zu entfernen. Im Anschluss wird im ADC-Modul noch erkannt, ob bei dem um den Gleichanteil verminderten Signal ein Nulldurchgang aufgetreten ist und dementsprechend bei erkanntem Nulldurchgang ein Interrupt generiert. Die Interruptroutinen die bei einem aufgetretenem Nulldurchgang eines Signals ausgeführt werden, ermitteln dabei den Mittelwert des Signales über eine Periodendauer und speichern den Durchtrittszeitpunkt im Programm ab. Durch die Mittelwertbildung können die Signale später gefiltert ausgegeben werden.

5.2.2 Hardware-Software Schnittstelle

Die Hardware-Software Schnittstelle beschreibt die Verbindung zwischen den Hardwaresignalen der Mess- und Steuerplatine und den Ports des DSP-Boards. In Tabelle 5.1 sind die Zuweisungen der Hardware-Pins zu den Software-Ports angegeben. Die Spalte *GPIO#* beschreibt dabei den digitalen Ein-/Ausgangspin des Prozessors, die Spalte *PIN* die Pin-Nummer des DSP-Boards. Zusätzlich ist in der Tabelle noch die konfigurierte CPU-Zuweisung angegeben, wobei die CPU2 nur für die Kommunikation mit dem Prüfstandsrechner verwendet wird. Dementsprechend sind alle anderen Ports der CPU1 zugewiesen, da dort auch die Berechnungen für das Maschinenmodell laufen.

Tabelle 5.1: HSI - Hardware-Software Interface

Port	GPIO#	PIN	Modul	CPU	Hardware / Bemerkung
		15	ADC-A2	1	ASM Strom Phase 1
		17	ADC-A3	1	ASM Spannung Phase 1
		18	ADC-B2	1	ASM Strom Phase 2
		20	ADC-B3	1	ASM Spannung Phase 2
		28	ADC-D0	1	Analogwert Drehmomentsensor
		30	ADC-D1	1	Zwischenkreisspannung
		31	ADC-C2	1	ASM Strom Phase 3

		33	ADC-C3	1	ASM Spannung Phase 2
		34	ADC-D2	1	Reserve OPV
		36	ADC-D3	1	48V-Netzteil: Ausgangsspannung
		40	ADC-D4	1	48V-Netzteil: Ausgangsstrom
A	0	49	Output	1	ext.Schaltung
A	1	51	Output	1	ext.Schaltung
A	2	53	Output	1	ext.Schaltung
A	29	68	SCLA-Tx	2	Virtual UART (über USB)
A	20	68	QEP1A	1	DM-Sensor: Speed A
A	21	70	QEP1B	1	DM-Sensor: Speed B
A	23	74	QEP1I	1	DM-Sensor: Speed Z
A	28	76	SCLA-Rx	2	Virtual UART (über USB)
A	31	82	Output(LED2)	1	Timing: ISR - Fast Task
B	34	86	Output(LED3)	1	DM-Sensor: K-Ctrl
B	35	121	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCA2
B	36	122	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCA3
B	37	123	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCB2
B	38	124	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCB3
B	60	125	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCC2
B	61	126	Output	1	Timing: ISR - ZeroCrossing ADCC3
C	69	134	SPLC-MOSI	1	Komm. Softauge
C	70	137	SPLC-SOMI	1	Komm. Softauge
C	71	138	SPLC-CLK	1	Komm. Softauge
C	72	139	SPLC-STE	1	Komm. Softauge
C	76	143	SCLD-Tx	1	Komm. Softauge
C	77	144	SCLD-Rx	1	Komm. Softauge

5.2.3 Implementierung der Tiefpassfilterkorrektur

Aufgrund der rechenintensiven Modellierung der Tiefpassfilter würde eine exakte Berechnung der Korrekturwerte für den Amplituden- und Phasengang zu viel Zeit für eine echtzeitfähige Auswertung in Anspruch nehmen. Da am Signalprozessor eine Division aufwendiger zu berechnen ist als eine Multiplikation und deshalb auch mehr Zeit dafür benötigt wird, wird der Kehrwert aus den gemessenen Verläufe des Amplitudengangs aus Abbildung 5.1 verwendet und daraus ein Polynom dritten Grades abgeleitet. Das gleiche Verfahren wurde auch für die Phasenkorrektur angewandt, nur das hier nicht der Kehrwert verwendet wurde. Um die Korrektur nicht für jeden Strangwert der Maschine einzeln berechnen zu müssen, wurden die Polynome aus dem Mittelwert der gemessenen Phasen- und Amplitudengänge gebildet. Die Berechnungsvorschriften der Korrekturwerte κ der Amplitude und ξ der Phase für die Spannungsmessung sind in Gleichung 5.49 dargestellt.

$$\begin{aligned}
 \kappa_{|U|}(\omega) &= p_{|U|}(3) \cdot \hat{\omega}^3 + p_{|U|}(2) \cdot \hat{\omega}^2 + p_{|U|}(1) \cdot \hat{\omega} + p_{|U|}(0) \\
 \xi_{\varphi(U)}(\omega) &= p_{\varphi(U)}(3) \cdot \hat{\omega}^3 + p_{\varphi(U)}(2) \cdot \hat{\omega}^2 + p_{\varphi(U)}(1) \cdot \hat{\omega} + p_{\varphi(U)}(0)
 \end{aligned} \tag{5.49}$$

Um nicht für jeden Berechnungsschritt die Werte für $\hat{\omega}^3$ und $\hat{\omega}^2$ berechnen zu müssen, ist es sinnvoll diese Werte am Beginn einmal zu berechnen und danach in einer separaten Variable für die

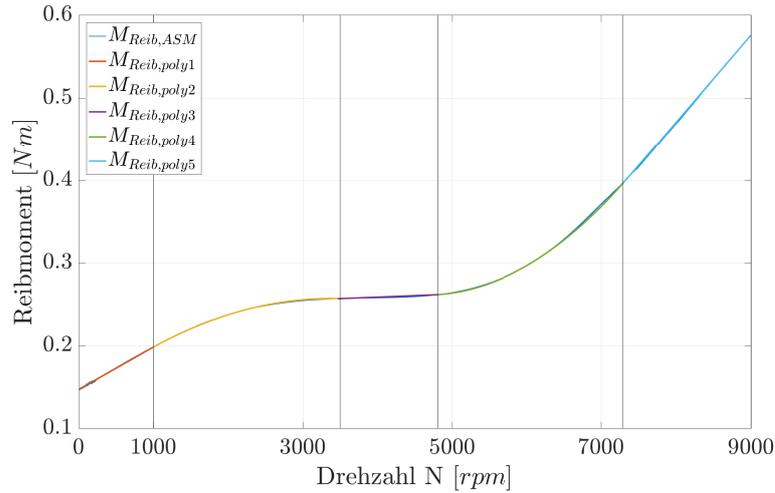


Abbildung 5.8: Nachbildung des aufgenommenen Reibmoments mit Polynomen ersten und zweiten Grades

Wiederverwendung zu speichern. Gleichung 5.50 zeigt, wie die Korrekturwerte schließlich für die Korrektur des Spannungs-Raumzeigers angewendet werden. Da bei der Bildung der Raumzeiger eine amplitudeninvariante Methode verwendet wird, können die Korrekturwerte für die Amplitudenkorrektur sowohl für die Phasenspannungen direkt als auch für die Raumzeigerspannungen ohne Umrechnung verwendet werden.

$$\begin{aligned}
 U_{\alpha,korr} &= U_{\alpha} \cdot \kappa_{U,Ampl}(\omega) \\
 U_{\beta,korr} &= U_{\beta} \cdot \kappa_{U,Ampl}(\omega) \\
 \varphi_{U,korr} &= \varphi_U + \xi_{U,\varphi}(\omega)
 \end{aligned} \tag{5.50}$$

Die Berechnung der Korrekturwerte für die Strommessung erfolgt analog zur Spannungsmessung und wird deshalb nicht mehr näher angeführt.

5.2.4 Implementierung der Reibmomentberechnung

Um das Reibmoment über die Drehzahl möglichst genau nachbilden zu können, wurde dessen Berechnung am digitalen Signalprozessor ebenfalls über Polynome gelöst. Der Verlauf des Reibmoments wurde bereits bei der Modellbildung in Abbildung 5.5 dargestellt. Um die Werte möglichst effizient aus der aufgenommenen Kurve zu berechnen, wurde der Verlauf des Reibmoments über der Drehzahl in mehrere Abschnitte unterteilt und diese mit Polynome ersten und zweiten Grades nachgebildet. Abbildung 5.8 zeigt nochmals das Reibmoment der Maschine aufgetragen über der Drehzahl und die daraus gebildeten Abschnitte, bei der die ausgewerteten Polynome über der Messkurve eingezeichnet sind. Mit dieser Vorgehensweise kann je nach Drehzahl der Maschine das entsprechende Reibmoment sehr genau und effizient am DSP berechnet werden.

5.3 Modellgenauigkeit

Zusammenfassend werden im Folgendem nochmals die Hauptfaktoren genannt, welche die Modellgenauigkeit sowie die Genauigkeit der berechneten Werte maßgeblich beeinflussen. Da sich die meisten der im Folgenden aufgezählten Faktoren auch gegenseitig beeinflussen und deshalb eine detaillierte Dokumentation den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde, wird auf eine genaue Auswertung der Beeinflussung der einzelnen Faktoren verzichtet. Stattdessen soll hier eine Übersicht der im Laufe der Arbeit gefundenen Einflussfaktoren gegeben werden.

Die folgenden Faktoren beeinflussen maßgeblich die Genauigkeit der Messwerte über die Analogschaltungen der Messhardware. Da diese die Eingangs des Modells darstellen, wirken sich diese ebenfalls auf die Genauigkeit des Beobachters aus.

- Bauteilabweichungen bei den Operationsverstärker-Schaltungen von den modellierten beziehungsweise berechneten Werten sowie deren Temperaturabhängigkeit
- Wahl der passiven Bauteile, Toleranz der Bauteilwerte und die Temperaturdrift der Bauteile spielen ebenfalls eine große Rolle, vor allem bei sich ändernden Umgebungsbedingungen.
- Quantisierungsrauschen bei der Abtastung der analogen Werte und temperaturabhängige Abweichungen der Referenzspannung des ADCs
- Nichtlinearitäten bei den verwendeten Operationsverstärker, welche vor allem nahe der Aussteuerungsgrenzen des jeweiligen OPVs auftreten.
- Nichtlinearitäten und Ungenauigkeiten der Messsensoren.
- Verschiebung des Massepotentials zwischen den verbundenen Geräten und dadurch gemessenen Offsetspannungen bei den analogen Messwerten.
- Messrauschen und Störeinflüsse, welche hauptsächlich durch die Pulse des Umrichters verursacht werden.

Folgende Faktoren nehmen auf die Modellgenauigkeit selbst Einfluss:

- Wie gezeigt wurde, hat die gewählte Integrationsmethode bei der Statorflussberechnung großen Einfluss auf das berechnete Drehmoment. Je höher die gewählte Abtastrate des Modells, desto weniger wirkt sich die Wahl der Integrationsmethode aus, da sich die Differenz der Änderung der Werte zwischen den Abtastintervallen mit höherer Frequenz verringert.
- Der Rückkoppelfaktor bei der Integration der Statorspannungen wirkt sich ebenfalls stark auf die berechneten Werte aus. Dies hat vor allem bei niedrigen Drehzahlen einen nicht zu unterschätzenden Effekt.
- Die Abtastrate der Messwertaufnahme sowie die Anzahl der Modellberechnungen je Sekunde hat einen entscheidenden Einfluss auf die Genauigkeit der Ergebnisse.
- Die Genauigkeit der Modellparameter der modellierten Asynchronmaschine sowie die Temperaturabhängigkeit dieser Größen.
- Die Wahl der Pole der verwendeten Beobachter für die Winkelgeschwindigkeit und Winkelbeschleunigung

- Verlust der Genauigkeit durch die verwendeten Variablentypen bei der Berechnung am Signalprozessor.

6 Verifizierung des Modells

Um den entworfenen Testaufbau und das entwickelte Maschinenmodell zu verifizieren und die erreichbare Genauigkeit zu messen, werden am Prüfstand Testsequenzen erstellt und dabei das modellierte Drehmoment mit dem gemessenen Moment vom Drehmomentensensor verglichen. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem Aufbau der Testumgebung, der dafür benötigten Komponenten und beschreibt die Versuchsdurchführung für die Verifikation des Modells mit der entworfenen Messhardware. Um die Tests vergleichbar und reproduzierbar zu machen, werden automatisierte Testsequenzen eingesetzt die ebenfalls kurz erläutert werden. Der zweite Abschnitt dieses Kapitels veranschaulicht die ausgewerteten Messdaten und gibt die statischen und dynamischen Grenzen des Modells sowie die erreichbare Genauigkeit im Vergleich mit den Daten des Drehmomentensensors an. Zum Abschluss werden die Ergebnisse diskutiert und die Grenzen der Modellgenauigkeit angegeben.

6.1 Aufbau der Testumgebung

Um die berechneten Werte sowie die internen Zustandsgrößen des Modells sichtbar zu machen, ist es notwendig zusätzlich zur analogen Ausgabe des modellierten Drehmomentes auch interne Größen ausgeben und anzeigen zu können. Um dies zu ermöglichen wurde das *Softauge* vom *Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe* der TU Wien für die Ausgabe verwendet, um die digitalen Größen am Oszilloskop anzeigen zu können. Zusätzlich wurden die ausgegebenen Daten der vier Analogkanäle auch digital über die serielle Schnittstelle des digitalen Signalprozessors an den Prüfstandsrechner gesendet, um dort für Auswertungen und weitere Berechnungen zur Verfügung zu stehen. Problematisch stellt sich dabei jedoch die hohe Datenrate bedingt durch die hohe Abtastrate am Signalprozessor dar. Dadurch ist die Anzahl der gleichzeitig beobachtbaren Größen über eine sinnvolle Zeitdauer stark limitiert. Um dieses Problem zu umgehen und um die Effekte der einzelnen Elemente im Modell besser veranschaulichen zu können, werden die Messdaten vom DSP am Prüfstandsrechner übertragen und dort das am DSP eingesetzte Maschinenmodell zusätzlich in einer Matlab/Simulink-Simulation verifiziert. Die daraus gewonnen Erkenntnisse werden danach in der Software am DSP umgesetzt und mit den Simulationsdaten in Matlab verglichen.

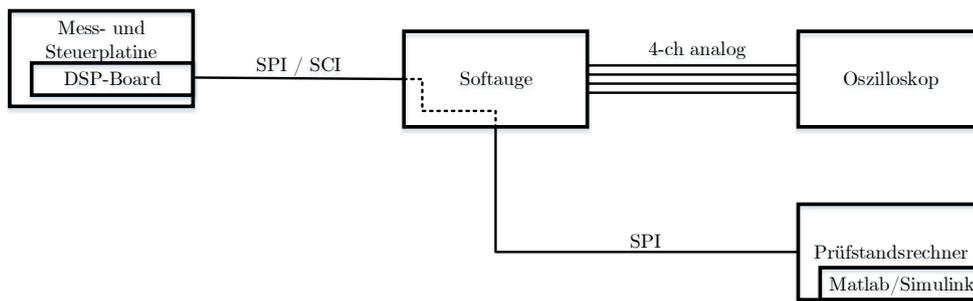


Abbildung 6.1: schematischer Aufbau der externen Beschaltung zur Ausgabe der internen Größen vom DSP

6.1.1 Ausgabe und Übertragung der berechneten Werte

Abbildung 6.1 zeigt eine schematische Darstellung des Testsystems für die Ausgabe der internen Größen des digitalen Modells am Oszilloskop, sowie die Übertragung der digitalen Daten an den Prüfstandsrechner. Die externe Schaltung mit dem Softtauge und dem Oszilloskop ist eine wichtige Komponente während der Test- und Inbetriebnahmephase um das Verhalten des Modells analysieren zu können. Weiters ist für die Verifikation des erstellten Softwaremodells eine Simulation des Verhaltens notwendig, um damit besser zwischen Messfehlern und Modellfehlern unterscheiden zu können. Deshalb wurden die Messdaten digital an den Prüfstandsrechner übertragen und dort die am DSP berechneten Daten mit einem Simulink-Modell verglichen.

Die Übertragung der Daten zum PC ist pro Datenkanal mit 20kHz für jeden der vier Kanäle begrenzt. Sollen mehr als vier Kanäle gleichzeitig übertragen werden, so müssen dafür die vier vorhandenen Kanäle aufgeteilt werden, wodurch wiederum die maximal darstellbare Auflösung verringert wird.

6.1.2 Erstellung der Testsequenz

Um die Verifikation des Modells wiederholt mit verschiedenen Modellparametern und Modellierungsansätzen durchführen und diese miteinander vergleichen zu können, ist die Erstellung einer fest vorgegebenen Testsequenz unumgänglich. Die Testsequenz ist notwendig, um verschiedene Lastpunkte automatisiert und reproduzierbar anfahren zu können. Da der Prüfling, wie in Kapitel 3 beschrieben, jedoch nur über das Programm CANalyzer angesteuert werden kann und deshalb eine synchrone Ansteuerung der Lastmaschine und des Prüflings nicht möglich ist, wurde als Ausweg in CANalyzer eine automatisierte Testsequenz erstellt. Diese Sequenz sendet eine Sollwertvorgabe an den Prüfling, das einem vorgegebenen Profil für das zu stellende Drehmoment folgt. Dieses Lastprofil wird so lange wiederholt ausgeführt, bis die Drehzahl einen Wert erreicht, der kleiner einem vorgegebenen Schwellwert ist. Somit wird verhindert, dass die Momentenvorgabe auch bei abgeschalteter Lastmaschine ausgeführt wird und somit die Maschinen unkontrolliert beschleunigt werden. Gleichzeitig zu dem Drehmoment-Lastprofil des Prüfling steuert eine Matlab-Funktion die Drehzahl der Lastmaschine im drehzahlregeltem Betrieb ebenfalls automatisiert an. Das Programm ändert dabei die Drehzahl der Maschine sobald erkannt wurde, dass eine Iteration der Lastmomentenvorgabe des Prüflings durchlaufen wurde. Dadurch wird ein definiertes Feld an statischen Arbeitspunkten gebildet, welche für die Verifikation des Modells verwendet werden kann.

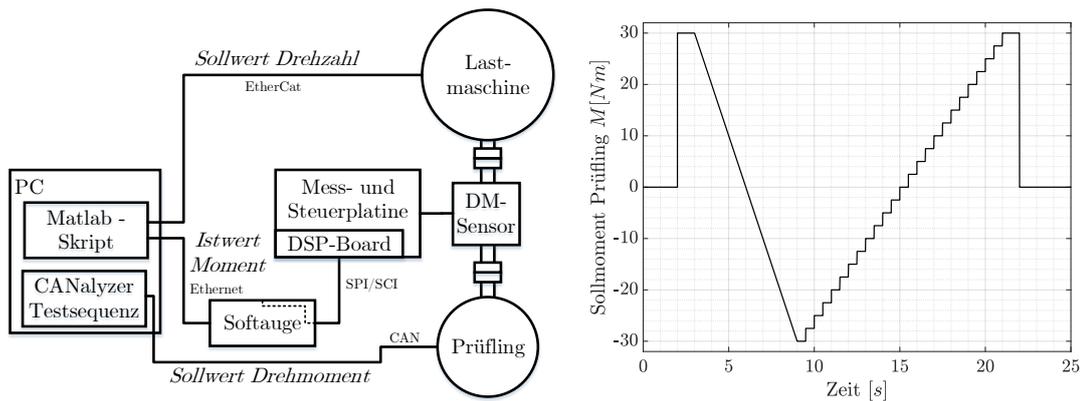


Abbildung 6.2: *Links:* Ansteuerung der Komponenten für die automatisierte Versuchsdurchführung mit der erstellten Testsequenz. *Rechts:* Die für den Prüfling erstellte Testsequenz für die Vorgabe des Sollmoments.

Abbildung 6.2 (links) zeigt ein schematisches Blockschaltbild bei der Versuchsdurchführung. Das erstellte Lastprofil für das Sollmoment des Prüflings ist in Abbildung 6.2 (rechts) dargestellt.

6.1.3 Simulation der Modellierung in Simulink

Einerseits können, aufgrund der hohen Abtastrate des Systems und die beschränkte Datenübertragungsrate zwischen DSP und Prüfstandsrechner die internen Zustände des Modells nur sehr beschränkt beobachtet werden, wodurch die Fehlersuche im Modell sehr schwierig wird, andererseits können die Messdaten am DSP aufgrund des beschränkten Speicherplatzes nur für eine sehr kurze Verlaufsauer gespeichert werden. Dadurch ist es am DSP nicht möglich, das Modell mit verschiedenen Modellparametern bei gleichbleibenden Messdaten zu simulieren. Um diese Problemstellungen zu umgehen, wurde das am DSP verwendete Modell der Asynchronmaschine in Matlab/Simulink am Prüfstandsrechner zusätzlich simuliert. Das Blockschaltbild des erstellten Modells in Simulink zeigt Abbildung 6.3. Durch die Modellierung am Rechner brauchten nur die Rohdaten der ADC-Messungen von der Mess- und Steuerplatine auf den Rechner übertragen werden. Die Daten wurden anschließend gespeichert und das ASM-Modell in Simulink modelliert. Dadurch ist es möglich, das Modell in einer nicht-echtzeitfähigen Umgebung mit verschiedenen Einstellungen sowie unterschiedlichen Modellierungsmethoden zu testen und dabei auf die in-

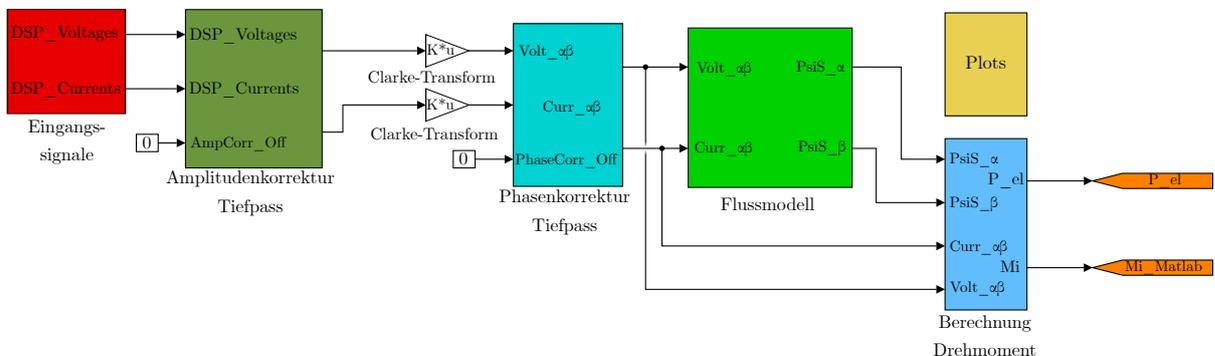


Abbildung 6.3: Simulink Modell

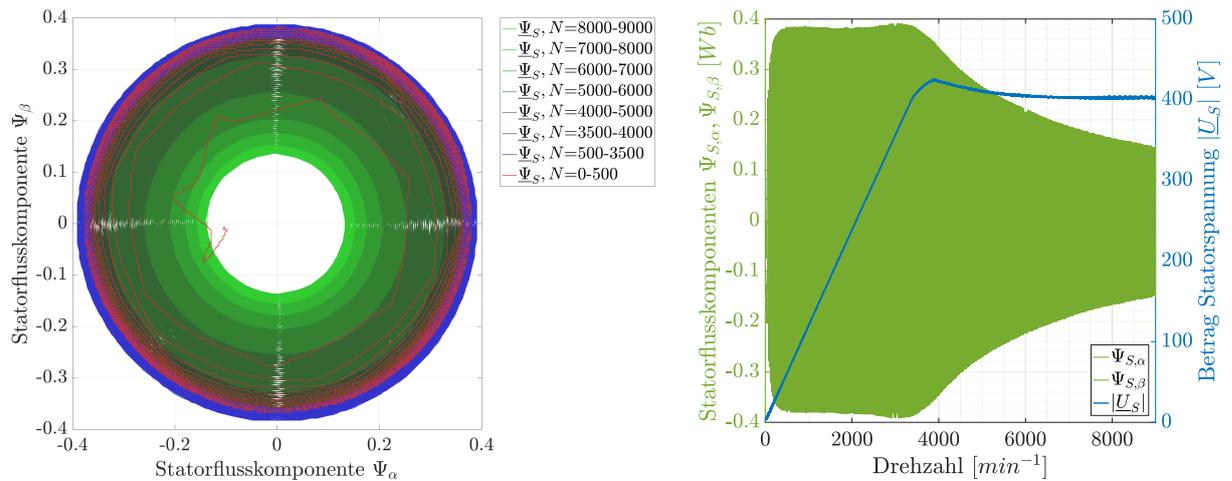


Abbildung 6.4: *Links:* Statorflussraumzeiger während des Hochlaufs der Maschine bei verschiedenen Drehzahlen. *Rechts:* Statorflusskomponenten und Betrag des Statorspannungsraumzeigers während des Hochlaufs der Maschine.

ternen Größen Einsicht zu nehmen. Die Übertragung der Messdaten erfolgt dabei mit dem in Abbildung 6.1 dargestellten Versuchsaufbau. Durch die wiederholte Simulation mit gleichbleibenden Messdaten und unterschiedlichen Simulationsmodellen, konnte außerdem besser zwischen Messfehlern und Modellfehlern unterschieden werden. Nicht zuletzt kann durch diese Vorgehensweise viel Zeit bei der Erstellung des Modells eingespart werden, da die Software nicht bei jeder Veränderung des Modells auf den Signalprozessor geladen werden muss.

6.2 Auswertung der Ergebnisse

Nachdem das Modell wie in Kapitel 5 gezeigt umgesetzt und mit dem beschriebenen Versuchsaufbau getestet wurde, können die aufgezeichneten Daten der Versuchsdurchführung ausgewertet und dargestellt werden. Um die korrigierten Flussberechnungen des Statorfluss-Raumzeigers zu überprüfen, wird der Verlauf des Statorflusses gemeinsam mit der Statorspannung während des Hochlaufs der Maschine auf Maximaldrehzahl untersucht. Betrachtet man den Statorflussraumzeiger während des Hochlaufs der Maschine, so sollte bei korrekter Berechnung die Spitze des Raumzeigers eine Kreisbahn um den Nullpunkt bilden, dessen Amplitude bis zum Erreichen des Feldschwächetriebs konstant bleibt. Ab dem Feldschwächbetrieb wird der Radius der vom Statorflussraumzeiger umlaufenen Kreisbahn mit steigender Drehzahl mit $1/\omega_{el}$ kleiner, um dadurch die Statorspannung konstant zu halten. Die linke Darstellung in Abbildung 6.4 zeigt den Verlauf des Statorfluss-Raumzeigers während des Hochlaufs der Maschine. Der erste Bereich des Hochlaufs, bis zu einer Drehzahl von $500\text{U}/\text{min}$, ist in der Abbildung rot eingezeichnet, während der blaue Bereich den Fluss im Drehzahlbereich von $500\text{U}/\text{min}$ bis $3500\text{U}/\text{min}$ zeigt, und schließlich der grüne Verlauf den Feldschwächbetrieb zwischen $3500\text{U}/\text{min}$ und $9000\text{U}/\text{min}$ angibt. Je heller dabei der Verlauf dargestellt wird, desto höher ist die Drehzahl bei welcher der Fluss gemessen wurde. In der Abbildung ist gut zu erkennen, dass ab dem Feldschwächpunkt der Betrag des Flusses kontinuierlich kleiner wird. Weiters kann daraus abgeleitet werden, dass durch die Rückkopplung des Integrators bei der Flussberechnung der Kreismittelpunkt bei allen Drehzahlen im Mittelpunkt gehalten wird, ohne jedoch die Amplitude zusätzlich zu Dämpfen.

Die rechte Darstellung in Abbildung 6.4 zeigt den Betrag der Statorspannung und den Verlauf der Komponenten des Statorfluss-Raumzeigers ebenfalls während des Hochlaufs der Maschine. Dabei ist das Einsetzen des Feldschwächbetriebs ab einer Drehzahl von ungefähr $3800U/min$ gut zu erkennen.

6.2.1 statisches Verhalten

Beim statischen Verhalten wird der Mittelwert des modellierten Drehmoments mit dem Mittelwert des gemessenen Drehmoments bei konstanter Drehzahl und konstanter Belastung der Maschine gemessen. Dafür wird die im Abschnitt 6.1.2 gezeigte Testsequenz verwendet und über die konstanten Arbeitspunkte in die einzelnen Stufen des treppenförmigen Verlaufs des Drehmoments die Mittelwerte gebildet. Durch die Leistungsbeschränkung des Prüflings können sowohl im sehr niedrigen Drehzahlbereich und vor allem im hohen Drehzahlbereich nicht immer alle vorgegebenen Lastpunkte angefahren werden. Die Auswertung über die Genauigkeit des Modells bei ausgewählten Drehzahlen stellt Abbildung 6.6 dar. In den dargestellten Abbildungen sind die Verläufe des gemessenen Moments mit dem modellierten Drehmoment und den gebildeten Mittelwerten gegenübergestellt. Zusätzlich sind in den Abbildungen die nach Formel 6.1 berechneten prozentualen Abweichung ζ des gemessenen Moments M_{Ref} vom modellierten Moment M_{Modell} eingezeichnet, wie dies auch schon bei der Auswertung des von der Lastmaschine bereitgestellten Moments in Kapitel 3 durchgeführt wurde.

$$\zeta = \left(\frac{M_{Modell} - M_{Ref}}{M_{Ref}} \right) \cdot 100 \quad (6.1)$$

Beachtenswert ist bei den Ergebnissen, dass durch die Korrektur der Phasenverschiebung durch den rückgekoppelten Integrator bei der Berechnung des Statorflusses, das Moment auch im niedri-

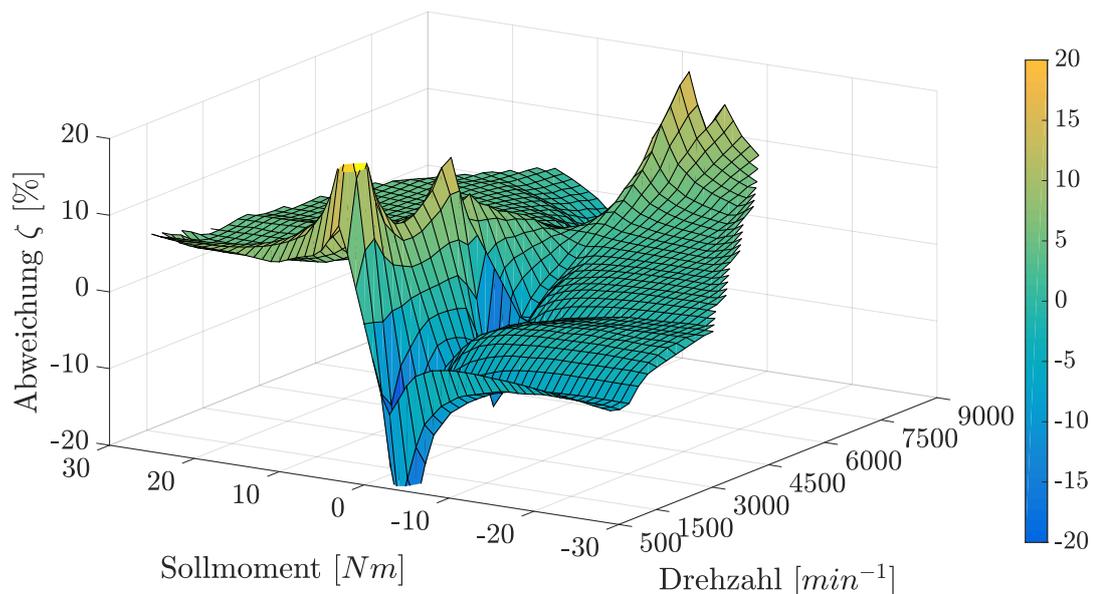


Abbildung 6.5: 3D-Plot der prozentualen Abweichung des modellierten Moments vom Referenzwert für die aufgenommenen Messpunkte. Die Messpunkte nahe dem Nullwert wurden wegen der prozentualen Darstellung von der Abbildung ausgenommen.

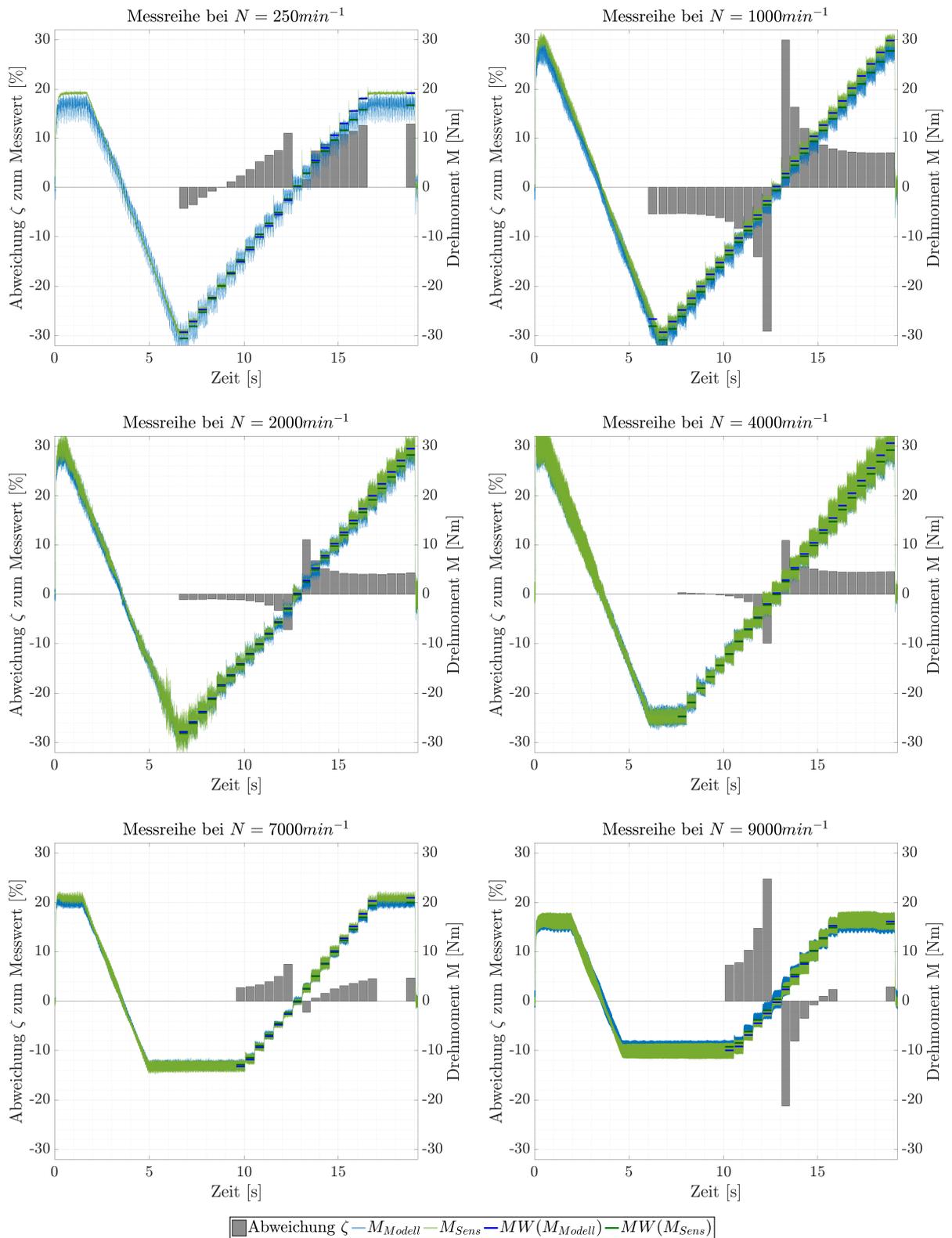


Abbildung 6.6: Vergleich des am Signalprozessor modellierten Drehmoments mit den gemessenen Drehmomentwerten (Referenzwert) bei verschiedenen statischen Lastpunkten. Zusätzlich zu den Verläufen des Drehmoments sind die prozentualen Abweichungen vom Referenzwert für die einzelnen Messpunkte und die dafür verwendeten Mittelwerte eingezeichnet.

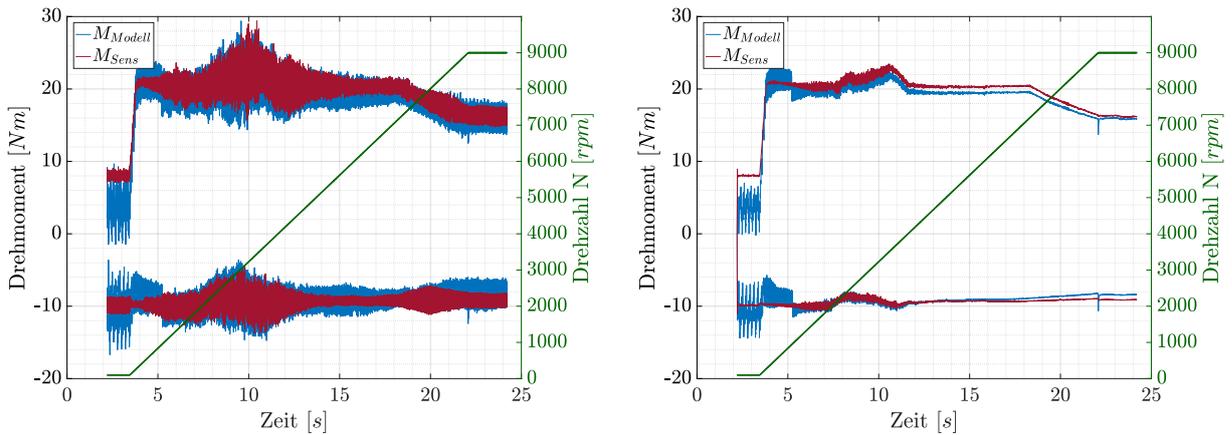


Abbildung 6.7: Gegenüberstellung des modellierten Moments mit dem Referenzmoment für zwei verschiedene Lastpunkte während des Hochlaufs der Maschine. In der Abbildung rechts wurden die Verläufe für einen besseren Vergleich mit einem Tiefpass 6. Ordnung und einer Grenzfrequenz von 20Hz gefiltert.

gem Drehzahlbereich mit einer guten Genauigkeit modelliert werden kann. Bei höheren Drehzahlen kann dann die Distanz im Frequenzbereich zwischen der Polstelle der Integratorrückkopplung und der Frequenz der Maschine erhöht werden, wodurch die Modellgenauigkeit zunimmt, bevor im noch höherem Drehzahlbereich durch die im Modell nicht berücksichtigten Verluste die Genauigkeit wieder absinkt.

Abbildung 6.5 stellt die prozentuale Abweichung des Modells über den gesamten Arbeitsbereich für alle aufgenommenen Messpunkte zwischen $500U/min$ und $9000U/min$ dar. Ausgenommen sind bei der Darstellung nur die Messpunkte, bei dem der Wert des Referenzmoments kleiner als $\pm 2Nm$ ist, da dies bei der prozentualen Darstellung zu Ausreißern bei Momenten Nahe dem Nullpunkt führt. Bei der Aufnahme der Messpunkte wurde die Drehzahl beginnend von $250U/min$ bis zur Maximaldrehzahl der Lastmaschine von $9000U/min$ schrittweise in Schritten von $250U/min$ erhöht, und dabei bei jedem Drehzahlschritt das Sollmomentenprofil von Abschnitt 6.1.2 durchlaufen. Dabei wurden 662 statische Messpunkte aufgenommen und ausgewertet.

Bei der Auswertung der aufgenommenen Testsequenzen kann für einen Großteil der Messpunkte eine Modellgenauigkeit zwischen -5% und $+5\%$ festgestellt werden. Nur bei sehr niedrigem Sollmoment ist durch die prozentuale Darstellung die Abweichung erwartungsgemäß höher. Weiters ist bei sehr hohen Drehzahlen ein starker Abfall der Modellgenauigkeit ersichtlich, welche wie bereits erwähnt wurde, durch die unzureichende Abbildung der Verluste im Modell zu erklären sind. Durch die Berücksichtigung zusätzlicher Rotorverluste, den Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten im Stator sowie die Modellierung der Temperaturabhängigkeiten der Parameter könnte hier das Modell noch weiter verbessert werden.

6.2.2 dynamisches Verhalten

Während beim statischen Verhalten nur Mittelwerte bei konstanter Drehzahl und konstantem Moment betrachtet wurden, wird beim dynamischen Verhalten die Modellgenauigkeit bei Veränderung der Drehzahl und bei Drehmomentsprüngen untersucht. Im Gegensatz zum statischen

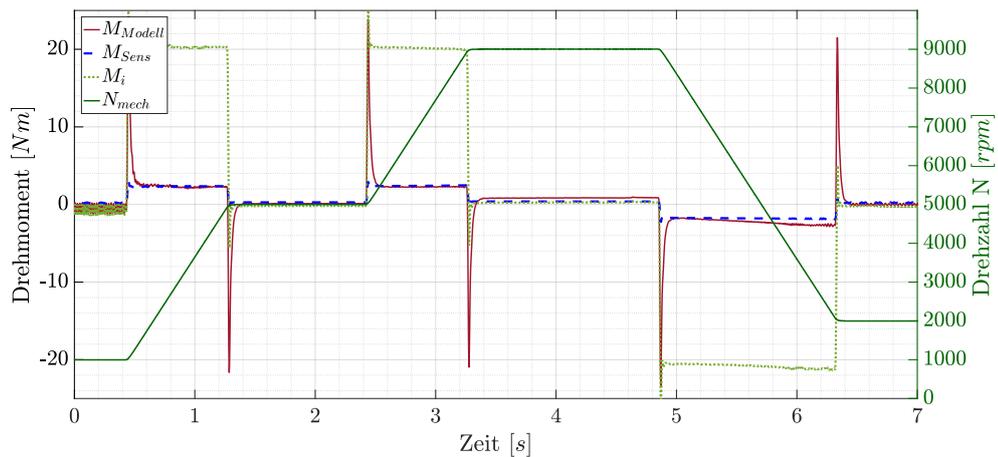


Abbildung 6.8: Darstellung des dynamischen Verhaltens des modellierten Moments während der Beschleunigung des Motors

Verhalten muss bei Drehzahlveränderungen auch das Trägheitsmoment des Rotors und der Welle berücksichtigt werden. Abbildung 6.7 zeigt das modellierte und das gemessene Moment beim Hochlauf der Maschine bei konstanter Belastung im Motorbetrieb sowie im Generatorbetrieb mit negativem Drehmoment. Daneben ist die durchlaufene mechanische Drehzahl über der Messdauer aufgetragen. Die linke Darstellung zeigt die Momentenverläufe ungefiltert, um die Schwingungen beim Hochlauf darzustellen, die rechte Darstellung sind die gleichen Verläufe nochmals tiefpassgefiltert dargestellt, damit die beiden Verläufe besser verglichen werden können. Auch hier kann eine sehr gute Genauigkeit des Modells erzielt werden.

Ebenfalls beide Momentenverläufe, diesmal jedoch bei schnelleren Drehzahlveränderungen, zeigt Abbildung 6.8. Dabei wurde die Beschleunigung der Lastmaschine mehrmals Sprunghaft von Null auf $\pm 500 \text{ rad/s}^{-2}$ gesetzt um die Lastmaschine positiv und negativ zu beschleunigen. Zusätzlich ist in dieser Abbildung auch noch der Verlauf des berechneten inneren Moments M_i der Maschine dargestellt, um den Verlauf des modellierten Moments ohne Korrektur des dynamischen Moments durch die Massenträgheit darzustellen. Das Reibmoment der Maschine ist im Verlauf des inneren Moments ebenfalls unberücksichtigt, wodurch der Verlauf von M_i auch in stationären Betriebspunkten geringfügig vom modellierten Moment M_{Modell} abweicht.

Aufgrund der sprunghaften Aufschaltung der mechanischen Winkelbeschleunigung kann das modellierte Moment wegen der endlichen Einschwingzeit des Beobachters der mechanischen Winkelbeschleunigung nicht sofort dem gemessenen Moment folgen. Nach dem Einschwingvorgang des Beobachters kann das modellierte Moment dem gemessenen Moment an der Welle allerdings sehr gut folgen. Die dabei festgestellten Abweichungen sind nur minimal und hängen aufgrund der bereits in Abschnitt 6.2.1 gezeigten Effekte vom jeweiligen durchlaufenen Drehzahlbereich ab. Durch Veränderung der Pole des Beobachters für die Drehwinkelbeschleunigung können die auftretenden Spitzen im Momentenverlauf weiter reduziert werden. Dadurch wird allerdings auch das Schwingungsverhalten des Beobachters erhöht, was sich durch die hohe Dynamik des Beobachters auch im statischen Betrieb nachteilig auf das modellierte Drehmoment auswirkt. Wird bei der Vorgabe der Solldrehzahl eine zumindest zweifach stetig differenzierbare Trajektorie verwendet, kann dadurch auch das Verhalten des modellierten Moments verbessert werden.

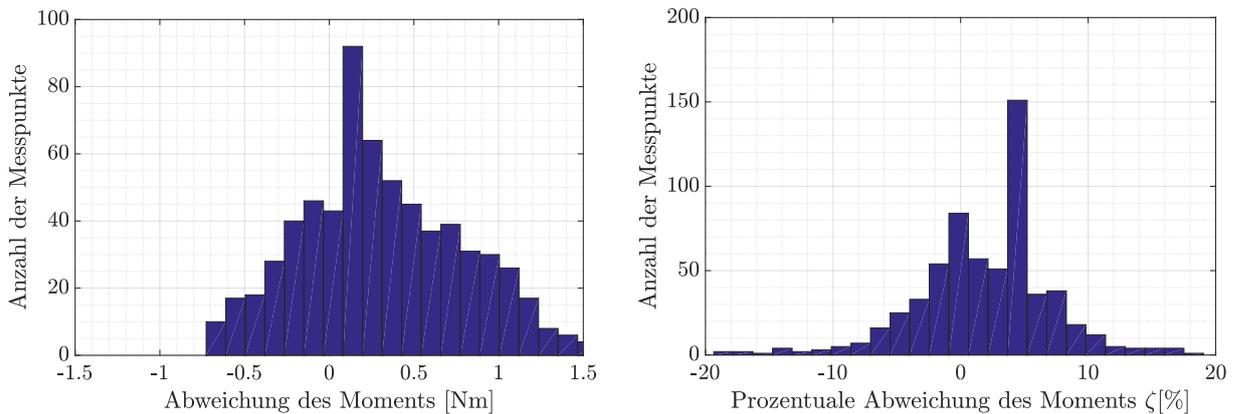


Abbildung 6.9: Histogramme für die Abweichung des Drehmoments vom Referenzwert im statischen Betrieb. Links wird der Betrag der absoluten Abweichung dargestellt, rechts der Betrag der prozentualen Abweichung vom gemessenen Wert.

6.3 Diskussion der Ergebnisse und Grenzen der Modellgenauigkeit

Um die Genauigkeit des modellierten Drehmoments für alle aufgenommenen Messpunkte betrachten zu können, werden die Abweichungen des modellierten Moments zum gemessenen Moment in einem Histogramm dargestellt. Abbildung 6.9 zeigt die Histogramme aller aufgenommenen Messpunkte für die Drehzahlen zwischen $250U/min$ und $9000U/min$. Bei den 662 aufgenommenen Messpunkten liegt der absolute Fehler zum Referenzwert zwischen $\pm 2,16Nm$ für die in Abschnitt 6.1.2 vorgestellte Testsequenz. Werden nur die Messpunkte betrachtet die über der Drehzahl von $1000U/min$ liegen, liegt der maximale Fehler bei $\pm 1,74Nm$. Weiters liegen die Abweichungen der Messpunkte bei 95% zwischen $\pm 1,08Nm$, bei 90% liegt die Toleranz bei $\pm 0,90Nm$ und 68% der Messpunkte können mit einer geringeren Abweichung als $\pm 0,5Nm$ im Modell berechnet werden. Werden die prozentualen Abweichungen des modellierten Moments zum Messwert betrachtet, so können 94,3% der Messpunkte mit einer besseren Genauigkeit als $\pm 20\%$ modelliert werden, 89% liegen unter $\pm 10\%$ Genauigkeit und mehr als 72% der Messpunkte liegen im Toleranzband von $\pm 5\%$.

In Abschnitt 3.2.1 wurden bereits die von der Steuereinheit der Lastmaschinen gelieferten Daten für statische Lastpunkte ausgewertet und mit den Werten vom Drehmomentsensor verglichen. Werden diese Werte mit den berechneten Werten am Signalprozessor gegenübergestellt, so kann eine deutliche bessere Genauigkeit des entwickelten Drehmomentbeobachters gegenüber den von der Lastmaschine berechneten Werten erzielt werden. Für dynamische Lastpunkte liefert die Steuereinheit der Lastmaschine unbrauchbare Daten, da hier das Trägheitsmoment des Rotors nicht berücksichtigt wird, wodurch sich sehr hohe Abweichungen bei Drehzahländerungen ergeben. Weiters können die Daten vom Steuerteil der Lastmaschine bei dynamischen Vorgängen aufgrund der hohen Latenzzeit der Datenabfrage dem tatsächlichen Verlauf des Moments nur sehr begrenzt folgen.

Um die Latenzzeit und das dynamische Verhalten des erstellten Modells zu zeigen, ist in Abbildung 6.10 das modellierte Moment zusammen mit dem Moment vom Sensor bei einem Lastmomentensprung für einer Drehzahl von $4000U/min$ dargestellt. Durch die hohe Abtast- und

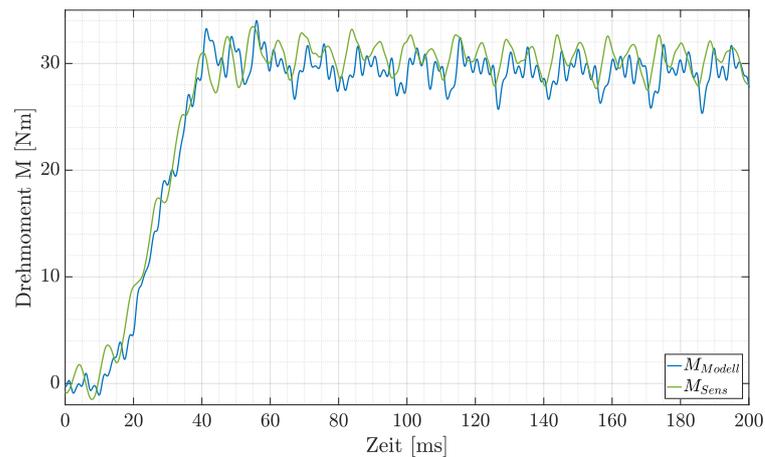


Abbildung 6.10: dynamisches Verhalten des Modells bei einem Momentensprung

Berechnungsfrequenz des Modells kann das modellierte Moment dem Referenzwert auch bei sprungförmigem Verlauf sehr gut folgen. Zwischen dem modellierten Drehmoment und dem Referenzdrehmoment kann eine Verzögerungszeit von ungefähr $2ms$ festgestellt werden. Bei schnellen Änderungen der Drehzahl treten allerdings Spitzenwerte auf die kurzzeitig sehr weit vom Referenzmoment abweichen können, bevor sich das modellierte Moment dann aber rasch dem Referenzwert annähert, wie in Abbildung 6.8 gezeigt wurde. Je schneller dabei die Änderung der Drehwinkelbeschleunigung erfolgt, desto höher wird diese kurzzeitige Abweichung vom Referenzmoment. Dieses Verhalten könnte in weiterfolgenden Arbeiten mit einem verbesserten Beobachterverhalten für die Drehwinkelbeschleunigung weiter verbessert werden.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Bewertung eines echtzeitfähigen Drehmomentenbeobachters für eine Asynchronmaschine im Umrichterbetrieb in Hinblick auf das an der Welle geleistete Drehmoment. Die Arbeit wurde an einem System- und Softwareprüfstand für einen 48V-Elektromotor im Automotivbereich durchgeführt. Dabei wurde der Beobachter für die Lastmaschine des Elektromotorenprüfstands entworfen, wobei neben der Modellierung der Maschine auch der gesamte Messaufbau sowie die Ansteuerung der Prüfstandskomponenten notwendig war. Das Ziel dieser Arbeit war eine Aussage über die Genauigkeit des modellierten Drehmoments treffen zu können, um damit die Möglichkeit zu evaluieren den Drehmomentsensor bei künftigen Prüfständen durch den Beobachter zu ersetzen. Durch den Wegfall des mechanischen Drehmomentsensors können die Prüfstände wesentlich kompakter und kostengünstiger aufgebaut werden. Durch den erhöhten Einsatz von kostengünstigen Prüfständen soll die Qualität der entwickelten Software durch vermehrtes Testen der Software am Zielsystem gesteigert werden. Zusätzlich entfällt beim Aufbau des Prüfstandes ohne mechanischen Drehmomentsensor eine Kupplung an der Welle zwischen Lastmaschine und Prüfling, wodurch dynamische Vorgänge durch die Verringerung elastischer Materialien am Übertragungsstrang wesentlich besser an den Prüfling übertragen werden können.

Den ersten Teil der Arbeit bildet ein Kapitel über die grundlegende Vorgehensweise bei der mathematischen Modellierung der Asynchronmaschine. Dabei werden die aus der Literatur bekannten Ersatzschaltbilder sowie Maschinengleichungen der Asynchronmaschine angeführt und die in der Maschine auftretenden Verluste analysiert, sowie deren mathematische Modellierung betrachtet. Danach wird näher auf den Elektromotorenprüfstand eingegangen auf dem diese Arbeit durchgeführt wurde. Nach der generellen Analyse des vorhandenen Prüfstandes und den darin enthaltenen Komponenten wurden die einzelnen Komponenten des Prüfstandes in Betrieb genommen und ein Konzept für die Ansteuerung der Komponenten ausgearbeitet, um den Prüfstand für die Installation des Beobachters und anschließende Verifikation vorzubereiten. Bei der Inbetriebnahme des Prüfstandes wurde zusätzlich das modellierte Moment der Steuereinheit der Lastmaschine im Vergleich zum mechanischen Sensor untersucht. Dadurch war es möglich, den aktuellen Stand der Technik der Drehmomentbeobachter bei aktuell am Markt erhältlichen Steuereinheiten von Industriemotoren als Vergleichswert aufnehmen zu können.

Um die Strom- und Spannungswerte für den Beobachter messen zu können, war die Erstellung einer Messhardware für die Eingangsgrößen des Modells für den Beobachter erforderlich. Zusätzlich musste die erstellte Hardware noch einige Anforderungen für die Ansteuerung des Prüfstandes erfüllen. Die Erstellung der Mess- und Steuerungshardware gestaltete sich bei der Durchführung der Arbeit als besonders zeitintensiv, da neben der Planung der Schaltungen, der Auswahl geeigneter Bauteile und der Simulation der Schaltungen diese anschließend noch auf einer Leiterplatte

realisiert werden musste. Dazu gehörte die Erstellung des Platinenlayouts, der Bestellung und anschließenden Bestückung der Bauteile sowie anschließend ein umfangreiches Testen der Hardware um die an die Messschaltung geforderten Funktionalitäten überprüfen zu können und die Ansteuerung der Komponenten zu testen. Die Hauptanforderung an die Hardware war die Phasenströme und Phasenspannungen der Maschine zeit-synchron mit dem Drehmoment des Drehmomentsensors und der Drehzahl der Maschine mit einer ausreichend guten Genauigkeit messen zu können. Die zeit-synchrone Messung ist wichtig, um einerseits die Augenblickswerte der Stranggrößen korrekt bestimmen zu können und andererseits den Referenzwert vom Drehmomentsensor auch bei dynamischen Vorgängen mit dem modellierten Drehmoment vergleichen zu können.

Nachdem die Mess- und Steuerhardware entworfen wurde, konnte am digitalen Signalprozessor mit der Erstellung der Software begonnen werden. Der Fokus wurde dabei auf die synchrone Messung der Stranggrößen und die echtzeitfähige Modellierung der Asynchronmaschine gelegt. Die vier verfügbaren Module des Analog/Digital-Konverter des Signalprozessors wurden deshalb so konfiguriert, dass zuerst die drei Phasenspannungen mit dem Referenzdrehmoment synchron gemessen werden und danach die Strangströme abgetastet werden, da sich die Strangströme auf Grund der induktiven Last langsamer ändern werden als die Spannungen. Bei den anschließenden Tests des erstellten Modells am Signalprozessor stellte sich vor allem die beschränkte Beobachtbarkeit der internen Größen am DSP als zusätzliche Herausforderung dar. Aufgrund der hohen Abtastfrequenz konnten die Messwerte nur beschränkt gespeichert, beziehungsweise an den PC übertragen werden. Als Abhilfe wurde das vom Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe zur Verfügung gestellte *Softauge* eingesetzt, um die digitalen Variablen des DSPs in Echtzeit auf vier Kanälen an einem Oszilloskop beobachten zu können. Zusätzlich konnten die vier beobachteten Kanäle auch als Digitalwert zum Prüfstandrechner gesendet werden. Um bei der Erstellung des Modells die einzelnen Module besser testen zu können, wurden die Rohdaten der abgetasteten Messwerte zum Prüfstandsrechner gesendet und dort in einem Simulink Modell modelliert. Dadurch konnte ein nicht-Echtzeitfähiges Modell mit den gespeicherten Messdaten simuliert und die Modellparameter dabei beobachtet und verbessert werden. Zusätzlich konnten dadurch die Ergebnisse der beiden Modelle in Simulink und am Signalprozessor miteinander verglichen werden, um so das Modell unabhängig von der Messschaltung evaluieren zu können.

Um das Modell am Prüfstand testen zu können war eine synchrone Ansteuerung der Lastmaschine und des Prüflings notwendig. Die Lastmaschine wurde für die Versuchsdurchführungen drehzahl geregelt betrieben, während dem Prüfling im momentengeregeltem Betrieb das geforderte Lastmoment vorgegeben wurde. Für die Verifikation des Modells mit verschiedenen Parametern und Modellierungsmethoden war eine reproduzierbare Testsequenz notwendig, um das Modell über alle möglichen Lastpunkte der Maschine testen und die Ergebnisse miteinander vergleichen zu können. Um die Testsequenz automatisiert ausführen zu können wurden dafür eigene Funktionen in Matlab und CANalyzer erstellt, welche die verschiedenen Lastpunkte über den gesamten Betriebsbereich des Prüfstandes ansteuern können. Die einzelnen Lastpunkte werden dabei über die Vorgaben des Sollmomentes und der Solldrehzahl definiert.

Beim Entwurf der Hardware wurden für den Signalpfad der Spannungsmesswerte und der Strommesswerte unterschiedliche Tiefpassfilter verwendet, was sich später für den vorgesehenen Einsatz als problematisch herausstellte. Die beiden Tiefpässe wurden für die Anforderungen der Strom- bzw. Spannungsmessung unabhängig voneinander entworfen und dabei nicht bedacht, dass eine nur geringfügig unterschiedliche Phasenverschiebung zwischen den ermittelten Strom-Raumzeiger und Spannungs-Raumzeiger große Einflüsse auf die Genauigkeit des modellierten Drehmoments hat. Der Amplitudengang der Tiefpassschaltungen wirkt sich ebenfalls auf die modellierte Moment aus, hat aber einen geringeren Einfluss auf die Genauigkeit gegenüber der Verschiebung

der Phasengänge. Da der Hardwareaufbau zu diesem Zeitpunkt schon fertiggestellt war, wurde in der Software die Frequenzgänge der entsprechenden Tiefpässe modelliert und korrigiert. Dadurch konnte die Genauigkeit der Messung wieder stark verbessert werden.

Ein weiterer Faktor für die Genauigkeit des Modells stellt die für die Berechnung des Flusses erforderliche Integration des Spannungs-Raumzeigers dar. Durch die notwendige Rückkopplung des Integrators ergibt sich ein PT1-Verhalten, wodurch beim errechneten Statorfluss wiederum eine Phasenverschiebung gegenüber der gemessenen Ströme auftritt. Die Phasenverschiebung hängt dabei von der Wahl des Pols des rückgekoppelten Integrators und der Frequenz der Statorspannung ab. Zusätzlich weist der diskrete Integrator durch die Abtastung eine Nullstelle auf, die von der Abtastfrequenz des Integrators abhängt und eine zusätzliche Phasenverschiebung bei höheren Frequenzen bewirkt. Die sich ergebende Phasenverschiebung des berechneten Statorflusses hat wiederum starke Auswirkungen auf das berechnete Luftspaltpmoment der Maschine, das aus den Augenblickswerten des Statorfluss-Raumzeigers und des Statorstrom-Raumzeiger berechnet wird.

Die Genauigkeit des Modells könnte natürlich durch die Vermessung der Lastmaschine über alle Betriebsbereiche und die entsprechende Korrektur über eine Lookup-Table im Programm stark verbessert werden. Dies könnte zusätzlich noch bei verschiedenen Betriebstemperaturen erfolgen und so auch bei Temperaturschwankungen verbesserte Ergebnisse erreicht werden. Da das Ziel der Arbeit war, ein allgemein gültiges Modell zu evaluieren wurde von dieser Möglichkeit abgesehen.

Zum Abschluss der Arbeit werden nochmals die modellierten Werte des Drehmomentenbeobachters mit dem gemessenen Werten des Drehmomentsensors verglichen und die Ergebnisse dargestellt. Dabei kann das Drehmoment über weite Betriebsbereiche mit einer Genauigkeit von $\pm 5\%$ vom Referenzmesswert modelliert werden. Gegenüber dem von der Steuereinheit der Lastmaschine modelliertem Drehmoments kann der entworfene Beobachter mit der erstellten Hardware eine stark verbesserte Genauigkeit aufweisen. Vor allem bei dynamischen Vorgängen weichen die bereitgestellten Daten der Steuereinheit der Lastmaschine stark vom Referenzwert ab, wo hingegen der erstellte Beobachter nach einer kurzen Einschwingzeit sehr gute Ergebnisse liefert. Die Abweichung des modellierten Wertes vom Referenzwert stellt dabei die Summe aus den Messungenauigkeiten der Hardware mit den Modellungenauigkeiten der Software dar. Eine Trennung der Modellungenauigkeiten von den Messungenauigkeiten war mangels der erforderlichen Hardware für die Ermittlung der Messungenauigkeiten nicht möglich.

Durch die Korrektur der Phasenverschiebung bei der Integration der Statorspannung können auch bei niedrigen Drehzahlen ab ungefähr $200U/min$ schon gute Ergebnisse erzielt werden. Bei noch tieferen Frequenzen könnte das Modell durch die zusätzliche Berücksichtigung, des durch die Rückkopplung veränderten Amplitudenganges, weiter verbessert werden. Dies wurde jedoch für das in dieser Arbeit entwickelte Modell aufgrund der geringen Auswirkung bei dem am Prüfstand verwendeten Drehzahlen nicht weiter verfolgt. Bei dem am DSP erstellten Maschinenmodell handelt es sich um ein relativ grundlegendes Modell der Asynchronmaschine, bei dem noch manche Verluste sowie Temperaturabhängigkeiten der Modellparameter unberücksichtigt bleiben. Für zukünftige Arbeiten werden hier die größten Verbesserungsmöglichkeiten des Modells vermutet. Das Modell konnte bei diesem Prüfstand deshalb nicht weiter verbessert werden, weil für die Parameteridentifikation ein Abbau der Maschine vom Prüfstand notwendig gewesen wäre. Daneben besteht auch bei der entworfenen Messhardware noch Verbesserungspotential, um die Genauigkeit der Messungen zu erhöhen. Durch die Verwendung der selben Tiefpassschaltungen für Strom- und Spannungsmessung könnte die zusätzlich eingeführt Phasenverschiebung zwischen Strom- und Spannungs-Raumzeiger eliminiert werden. Zusätzlich könnte durch die Verwendung

von Tiefpassfilter höherer Ordnung die Dämpfung des Amplitudengangs der Messwerte im betrachteten Drehzahlbereich reduziert werden. Werden bei den Messschaltungen noch zusätzlich Bauteile mit niedrigerer Toleranz und Temperaturdrift verwendet, könnte so die Messgenauigkeit weiter erhöht werden. Dadurch würde jedoch auch der Preis für die Hardware ansteigen. Die in dieser Arbeit verwendeten Hardwarekomponenten stellen einen Kompromiss zwischen Genauigkeit und Kosten der Schaltung dar. Des weiteren wäre für zukünftige Arbeiten die Trennung der Messungenauigkeiten von den Modellungenauigkeiten interessant, um das Modell und die Messhardware getrennt voneinander betrachten zu können. Erst dann würde eine weitere Verbesserung der Modellgenauigkeit Sinn machen, da beispielsweise Temperaturdrifts der Messhardware ebenfalls Einfluss auf die Genauigkeit haben, wodurch wiederum nicht zwischen Modellfehler und Messfehler unterschieden werden kann. Für die Evaluierung der Messgenauigkeit wäre jedoch eine externe Messhardware mit guter Genauigkeit erforderlich, was wiederum einen großen Kostenfaktor darstellt.

Zusammenfassend konnte mit dem entworfenen Beobachter und der erstellten Hardware eine kostengünstige Lösung für Prüfstände gefunden werden, bei denen die Genauigkeit des Momentes keine entscheidende Rolle bei den durchgeführten Tests spielt. Kann die Genauigkeit durch aufwendigere Modelle noch weiter verbessert werden, kann der Einsatz des Beobachters auch bei Hochdynamikprüfständen von Interesse sein, bei denen durch den Wegfall des mechanische Drehmomentsensor eine kürzere und danymisch weniger komplexe Verbindung zwischen Lastmaschine und Prüfling erreicht werden kann. Dadurch könnten dynamische Momentenvorgaben genauer an den Prüfling übertragen werden und die mechanischen Schwingungen an der Welle reduziert werden.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau der Arbeit	3
2.1	Funktionsprinzip von Asynchronmaschinen [Bol18]	6
2.2	Äquivalente Stator- und Rotorwicklungssysteme durch Anwendung der Raumzeigertransformation	7
2.3	Ersatzschaltbilder der ASM	9
2.4	Zeigerdiagramme für die dargestellten Ersatzschaltbilder und für die Berechnung des inneren Moments	10
2.5	Leistungsfluss der Asynchronmaschine [SSL17]	12
3.1	Foto der Prüfstands mit der Asynchronmaschine (links), Drehmomentsensor und Prüfling (rechts). Darunter sind noch die Komponenten für die Versorgung des Prüflings zu sehen.	17
3.2	schematischer Aufbau des Funktionsprüfstandes	17
3.3	Bedienoberfläche IndraWorks für die Inbetriebnahme der Lastmaschine	19
3.4	Vergleich des vom Umrichter der ASM gelieferten Drehmoments mit den Messwerten vom Drehomentensensor für statische Lastpunkte	20
3.5	Interaktiver Generator in CANalyzer für die Konfiguration der CAN-Nachrichten	22
3.6	Grafische Benutzeroberfläche für die Bedienung der Lastmaschine und des Drehmomentsensors, welche in <i>Matlab</i> erstellt wurde.	23
4.1	Detailliertes Blockschaltbild des Funktionsprüfstandes mit der Hardware für die Mess- und Steuerungsaufgaben.	29
4.2	Strommessplatine mit LEM-Sensoren für die Messung der Phasenströme der ASM	30
4.3	Signalaufbereitung für die Messung eines Phasenstroms mittels ADC	30
4.4	Verläufe der Ein- und Ausgangsspannungen der OPV-Schaltung der Strommessung	31
4.5	Schaltung für die Messung einer Phasenspannung der ASM	32

4.6	Verläufe der Phasenspannung vor und nach dem Butterworthfilter	32
4.7	Schaltung für die Ansteuerung und Messwertaufnahme des Drehmomentsensors	33
4.8	Schaltung für die Spannungsversorgung der zusätzlichen Komponenten	35
4.9	Abbildung der Mess- und Steuerplatine sowie des Lagenaufbaus der Leiterplatte	37
4.10	Layout der oberen Ebene der Leiterplatte	38
4.11	Layout der übrigen Ebenen der Leiterplatte der Mess- und Steuerplatine	38
4.12	elektrisches Ersatzschaltbild vom OPV-Ausgang der Schaltung zum Sample-and-Hold Eingang des ADCs	39
4.13	Verlauf der Spannungen durch die parasitäre Leitungsinduktivitäten	39
5.1	Bodediagramm des Eingangsfilters der Spannungsmessung (links) und des Filters der Strommessung (rechts)	44
5.2	<i>Links</i> : Gegenüberstellung der unterschiedlichen Integrationsverfahren für die Berechnung des Statorflusses. <i>Rechts</i> : Ergebnis der Drehmomentenberechnung für unterschiedliche Integrationsmethoden	47
5.3	<i>Links</i> : Blockschaltbild des rückgekoppelten Integrators nach der impliziten Euler-Methode. <i>Rechts</i> : Amplitudengang des Integrators	48
5.4	Gegenüberstellung des modellierten Moments bei einer Drehzahl von $2000U/min$ und Leerlauf	49
5.5	<i>Links</i> : Drehzahl und Beschleunigung der Welle während des Auslaufversuchs. <i>Rechts</i> : Beim Auslaufversuch auftretendes Reibmoment.	51
5.6	Ablaufdiagramm der erstellten Software am Signalprozessor	53
5.7	Schematisches Ablaufdiagramm der Interruptsteuerung am Signalprozessor	54
5.8	Nachbildung des aufgenommenen Reibmoments mit Polynomen ersten und zweiten Grades	57
6.1	schematischer Aufbau der externen Beschaltung zur Ausgabe der internen Größen vom DSP	61
6.2	<i>Links</i> : Ansteuerung der Komponenten für die automatisierte Versuchsdurchführung. <i>Rechts</i> : Die für den Prüfling erstellte Testsequenz für die Vorgabe des Sollmoments.	62
6.3	Simulink Modell	62
6.4	<i>Links</i> : Statorflussraumzeiger während des Hochlaufs der Maschine bei verschiedenen Drehzahlen. <i>Rechts</i> : Statorflusskomponenten und Betrag des Statorspannungsraumzeigers während des Hochlaufs der Maschine.	63
6.5	3D-Plot der prozentualen Abweichung des modellierten Moments vom Referenzwert für die aufgenommenen Messpunkte	64
6.6	Vergleich des am Signalprozessor modellierten Drehmoments mit den gemessenen Drehmoment	65

6.7	Gegenüberstellung des modellierten Moments mit dem Referenzmoment für zwei verschiedene Lastpunkte während des Hochlaufs der Maschine	66
6.8	Darstellung des dynamischen Verhaltens des modellierten Moments während der Beschleunigung des Motors	67
6.9	Histogramme für die Abweichung des Drehmoments vom Referenzwert	68
6.10	dynamisches Verhalten des Modells bei einem Momentensprung	69

Tabellenverzeichnis

3.1	Übersicht über die verwendeten Module der Lastmaschine	24
3.2	technische Daten der für die als Lastmaschine verwendete Asynchronmaschine . . .	25
3.3	technische Daten der Synchronmaschine (Prüfling)	25
3.4	technische Daten des Drehmomentsensors	26
5.1	HSI - Hardware-Software Interface	55

Wissenschaftliche Literatur

- [BBM07] Manuele Bertoluzzo, Giuseppe Buja, and Roberto Menis. A Direct Torque Control Scheme for Induction Motor Drives Using the Current Model Flux Estimation. pages 185–190. IEEE, September 2007.
- [Bol18] Ekkehard Bolte. *Elektrische Maschinen: Grundlagen, Magnetfelder, Erwärmung, Funktionsprinzipien, Betriebsarten, Einsatz, Entwurf, Wirtschaftlichkeit*. Springer Vieweg, Berlin, 2. auflage edition, 2018. OCLC: 993615152.
- [Cla50] E. Clarke. *Circuit Analysis of A-C Power Systems...* Circuit Analysis of A-C Power Systems. J. Wiley & sons, Incorporated, 1950.
- [Fis13] Rolf Fischer. *Elektrische Maschinen: mit 74 Beispielen, 61 Aufgaben und Lösungen*. Hanser, München, 16., aktualisierte aufl edition, 2013. OCLC: 861493459.
- [KR59] K.P. Kovács and I. Rácz. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Number Bd. 1 in Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [LHH06] Bin Lu, T.G. Habetler, and R.G. Harley. A survey of efficiency-estimation methods for in-service induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(4):924–933, July 2006.
- [Sch13] Dr Manfred Schrödl. *Skript: Elektrische Maschinen und Antriebe*. TU Wien, 2013.
- [Sch15] Dr Manfred Schrödl. *Skript: Elektrische Antriebe*. TU Wien, 2015.
- [Spr09] Eckhard Spring. *Elektrische Maschinen: eine Einführung*. Springer-Lehrbuch. Springer, Berlin, 3. aufl edition, 2009. OCLC: 427644613.
- [SSL17] Marcelo M. Stopa, Marcos A. Saldanha, and Alex-Sander A. Luiz. A simple torque estimator for in-service efficiency determination of induction motors. IEEE, October 2017.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct, insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, am 4. April 2019



Fuchsluger Florian

NAME