

Echtzeitregelungssystem für Antriebsstrangprüfstände

Diplomarbeit

Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik
Technische Universität Graz

Thomas Kreuzer

Betreuer: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. tit.Univ.-Prof. Anton Hofer

Graz, Oktober 2010

Kurzfassung

In der Prüfstandstechnik für Triebstrangkomponenten werden als Antriebs- bzw. Belastungsmaschinen elektrische Maschinen eingesetzt. Um die Probleme bei der herkömmlichen Drehzahl-/ Drehmomentregelung zu eliminieren, wird das Konzept der synchronen Lageregelung von Asynchronmaschinen auf seine Anwendbarkeit in der Prüfstandstechnik beurteilt. Für die simulationstechnische Untersuchung wird ein mathematisches Modell für die Antriebsstrangkomponenten und der elektrischen Antriebe inklusive Regelungsverfahren erstellt. Dabei kommen die feldorientierte Regelung (FOC) und die direkte Momentenregelung (DTC) zum Einsatz, wobei der Schwerpunkt auf ersterer liegt. Zur Modellverifikation wird ein realer Prüfstand, bestehend aus zwei Asynchronmaschinen, diversen Antriebsstrangkomponenten und dem Regelungssystem mit der erforderlichen Messtechnik aufgebaut. Die Untersuchung an einer Asynchronmaschine zeigt, dass diese für eine Positionsregelung geeignet ist. Besonderes Augenmerk wird auf die Auswirkung von unterschiedlichen Reglerzykluszeiten und Busverzögerungszeiten gelegt. Beim Verbundbetrieb von Maschinen stellt sich heraus, dass die Lageabweichung bei synchronen Beschleunigungsvorgängen ausreichend klein ist, die Regelung des Momentes durch Verspannen des Triebstranges jedoch Probleme verursacht. Diese müssen durch eine Verbesserung des Regelungskonzeptes für den übergeordneten Momentenregler gelöst werden.

Abstract

Electrical machines are usually used for powering a test bench. In order to eliminate problems in the conventional torque/speed- control, the concept of synchronous position- control for asynchronous machines has to be evaluated for implementation in drive train test benches. For purpose of analysis, mathematical models for the drive train components and the electrical drives are derived. The field oriented control (FOC) and the direct torque control (DTC) are applied. To verify the mathematical model, a real test bench is built up, consisting of two asynchronous machines with various power train components and controller systems built with the required measurement equipment. Investigations about the behaviour of one asynchronous motor reveal that it is applicable for position control. Particular attention is paid to the impact of different controller cycle times and the bus delay times. The interconnection of the machines introduces small position errors between the drives. Setting up the torque by twisting the drive train causes problems. These difficulties have to be solved by an advanced strategy for the torque- controller.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	2
Abstract	2
Inhaltsverzeichnis	3
Abbildungsverzeichnis.....	5
Tabellenverzeichnis.....	6
Abkürzungsverzeichnis.....	7
Variablenübersicht.....	8
Vorwort	10
1 Einführung.....	11
2 Eingeschlagener Realisierungsweg.....	14
3 KS-Entwicklungsprüfstand	15
3.1 Mechanischer Aufbau	15
3.2 Elektrischer Aufbau.....	18
3.2.1 Drehgeber	18
3.2.2 Drehmoment-Messwelle	18
3.2.3 Regelungssystem	18
3.2.4 Servoverstärker.....	20
3.2.5 Antriebsmaschinen	20
4 Analytische Modellbildung	22
4.1 Modellbildung Antriebsstrang.....	22
4.1.1 Mechanischer Teil.....	22
4.1.2 Reibung.....	25
4.1.3 Simulation von Bewegungsgleichungen mit Reibung	25
4.1.4 Gesamtmodell Antriebsstrang.....	26
4.2 Modellbildung Asynchronmaschine	27
4.3 Gesamtmodell.....	31
5 Regelung von Asynchronmaschinen.....	32
5.1 Feldorientierte Regelung.....	32
5.1.1 Reglerentwurf bei feldorientierter Regelung	37
5.1.2 Frequenzkennlinienverfahren	39
5.1.3 Realisierung unter Matlab/Simulink	42
5.2 Direkte Momentenregelung.....	46

6	Modellvalidierung	50
6.1	Anpassen des Modells an den realen Prüfstand	50
6.1.1	Reibung.....	50
6.1.2	Wellenparameter.....	51
6.1.3	Busverzögerungszeiten	52
6.1.4	Getriebeispiel.....	53
6.2	Vergleich Modell / realer Prüfstand	54
6.2.1	Stromaufbau	54
6.2.2	Beschleunigungsvorgang.....	55
6.2.3	Lageregelung	55
7	Regelung	57
7.1	Lageregelung	57
7.1.1	Konzept der Lageregelung.....	58
7.2	Lageregelung einer Asynchronmaschine.....	59
7.2.1	Belastung der Asynchronmaschine mit einem Momentenstoß	60
7.2.2	Belastung der Asynchronmaschine mit einem Momentenstoß bei direkter Momentenregelung (DTC)	64
7.2.3	Belastung der Asynchronmaschine mit rampenförmigen Moment	65
7.2.4	Auswirkung von Busverzögerungszeiten	66
7.2.5	Zusammenfassung Lageregelung einer Asynchronmaschine	68
7.3	Prüfstandsregelung	68
7.3.1	Verbundbetrieb von Maschinen	68
7.3.2	Drehzahlvorgabe.....	69
7.3.3	Moment über Federkennlinie	70
7.3.4	Überlagerter Momentenregler	71
8	Zusammenfassung und Ausblick	73
	Anhang A: Simulationsergebnisse	75
A.1	Simulationsergebnisse zur Lageregelung.....	75
A.2	Simulationsergebnisse zur Prüfstandsregelung	77
	Anhang B: Simulationsparameter	78
B.1	Prüfstandsparameter	78
B.1	Reglerparameter.....	79
	Anhang C: Datenblätter	80
	Literaturverzeichnis	85
	Eidesstattliche Erklärung	87

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Aufbauschema Allradprüfstand	11
Abbildung 2: Entwicklungsprüfstand	15
Abbildung 3: mechanischer Aufbau Entwicklungsprüfstand	16
Abbildung 4: realer Aufbau: Getriebe mit Spiel	16
Abbildung 5: realer Aufbau: Entwicklungsprüfstand.....	17
Abbildung 6: Übersichtsschema Regelungssystem	19
Abbildung 7: mechanischer Aufbau Entwicklungsprüfstand	22
Abbildung 8: Schema Antriebsstrang.....	23
Abbildung 9: Trägheiten Antriebsstrang	23
Abbildung 10: Getriebeispiel: Kennlinie und Koppelplan	24
Abbildung 11: Reibungsmoment.....	25
Abbildung 12: Koppelplan Bewegungsgleichung mit Reibung.....	26
Abbildung 13: dreiphasiges und zweiphasiges Wicklungssystem einer AM (aus [13])	28
Abbildung 14: Ersatzschaltbild Käfigläufer-Asynchronmaschine	30
Abbildung 15: Gesamtsystem Antriebsstrang mit Antrieben.....	31
Abbildung 16: Zusammenhang der Koordinatensysteme	33
Abbildung 17: Regelkreisstruktur FOC.....	35
Abbildung 18: Regelkreisstruktur FOC (Lageregler direkt auf Stromregler)	36
Abbildung 19: Reglerstruktur d -Zweig.....	37
Abbildung 20: Reglerstruktur q -Zweig.....	38
Abbildung 21: Sprungantwort.....	40
Abbildung 22: logarithmische Frequenzkennlinien Stromreglerentwurf	42
Abbildung 23: Koppelplan feldorientierte Regelung einer AM.....	43
Abbildung 24: Anti- Windup Maßnahme	43
Abbildung 25: Stromrichterschaltung bei DTC	46
Abbildung 26: Spannungsraumzeiger bei DTC.....	47
Abbildung 27: verbessertes Reibungsmodell mit exponentiellem Anteil.....	51
Abbildung 28: Schwingverhalten.....	52
Abbildung 29: Differenzwinkel im Getriebe	53
Abbildung 30: Stromaufbau.....	54
Abbildung 31: Beschleunigungsvorgang.....	55
Abbildung 32: Lageabweichung.....	56
Abbildung 33: 2-Maschinen-Prüfstand mit Getriebeispiel	58
Abbildung 34: Absolute Synchronisierung (aus [2])	59
Abbildung 35: Sprungantwort Stromregler	61
Abbildung 36: Lageabweichung bei einem Momentenstoß	62
Abbildung 37: Lageabweichung über Momentenstoß und Drehzahl	63
Abbildung 38: Lageabweichung über Momentenstoß und Drehzahl	64
Abbildung 39: Lageabweichung bei einem Momentenstoß (DTC).....	64
Abbildung 40: Lageabweichung bei Momentenrampen	65
Abbildung 41: Lageabweichung mit und ohne Busverzögerungen	67

Abbildung 42: Lageabweichung mit und ohne Busverzögerungen (Reglerparameter adaptiert)	67
Abbildung 43: Drehzahlsprung lage geregelter Antrieb	69
Abbildung 44: Lagedifferenz der Antriebe bei einem Drehzahlsprung	70
Abbildung 45: Momentenverlauf bei gestelltem Moment	71
Abbildung 46: Momentenverlauf mit überlagertem Momentenregler	72
Abbildung 47: KS-Entwicklungsprüfstand	74
Abbildung 48: Lageabweichung bei einer Drehzahlrampe	75
Abbildung 49: Lageabweichung bei schwingendem Lastmoment	76
Abbildung 50: Federkennlinie Entwicklungsprüfstand	77
Abbildung 51: Drehzahlverlauf	77
Abbildung 52: M/n-Kennlinie ASM	81

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: bleibende Regelabweichung für verschiedene Testfunktionen	41
Tabelle 2: Statorspannungsraumzeiger	47
Tabelle 3: Schalterauswahl DTC	49
Tabelle 4: technische Daten Asynchronmaschine (435 kW)	60
Tabelle 5: Prüfstandsparameter	78
Tabelle 6: Reglerparameter Entwicklungsprüfstand	79
Tabelle 7: Reglerparameter Asynchronmaschine (435kW) 10 kHz	79
Tabelle 8: technische Daten Drehgeber	80
Tabelle 9: technische Daten Drehmoment-Messwelle	80
Tabelle 10: technische Daten Asynchronmaschine	81
Tabelle 11: technische Daten Servoverstärker	82
Tabelle 12: technische Daten Zentraleinheit	82
Tabelle 13: technische Daten Analoge Ein-/Ausgabe	83
Tabelle 14: technische Daten Digitale Ein-/Ausgabe	83
Tabelle 15: technische Daten Metallbalgkupplung	83
Tabelle 16: technische Daten Gelenkwelle	84
Tabelle 17: technische Daten Elastikwelle	84

Abkürzungsverzeichnis

AM	Asynchronmaschine
AX1	Achse 1
AX2	Achse 2
BEO	Beobachter
CPU	Zentraleinheit
DG	Drehgeber
DIG	Differentialgetriebe
DTC	direkte Momentregelung (Direct Torque Control)
FKL	Frequenzkennlinien
FOC	Feldorientierte Regelung (Field Oriented Control)
FU	Frequenzumrichter
G	Getriebe
HA	Hinterachse
KS	Kurzbezeichnung für die Firma Kristl, Seibt & Co
MF	Drehmoment- Messflansch
MW	Drehmoment- Messwelle
PL	Powerlink
PB	Profibus
PWR	Pulswechselrichter
R-KS	Rotorkoordinatensystem
S-KS	Ständerkoordinatensystem
TP	Tiefpass
VA	Vorderachse
VG	Verteilergetriebe
VZ1	Verzögerungsglied erster Ordnung
W	Welle
Ψ_R -KS	Rotorflusskoordinatensystem

Variablenübersicht

c_{AX1}	Federkonstante der Welle an Achse 1
c_{AX2}	Federkonstante der Welle an Achse 2
c_G	Federkonstante Getriebe
d_{AX1}	Dämpfungskonstante der Welle an Achse 1
d_{AX2}	Dämpfungskonstante der Welle an Achse 2
e	Regelfehler
i	Getriebeübersetzung
i_a, i_b, i_c	Strangströme
\dot{i}_R	Rotorstromraumzeiger
\dot{i}_S	Ständerstromraumzeiger
j	imaginäre Einheit
J_{AX1}	Trägheitsmoment Achse 1
J_{AX2}	Trägheitsmoment Achse 2
$J_{G,AX1}$	Trägheitsmoment Getriebe Achse 1
$J_{G,AX2}$	Trägheitsmoment Getriebe Achse 2
J_{Ges}	Trägheitsmoment der gesamten Anordnung
k_ω	viskose Reibungskonstante
L	Induktivität
L_h	Hauptinduktivität
$\dot{L}_{\sigma R}$	Läuferstreuinduktivität (auf die Ständerseite Bezogen)
$L_{\sigma S}$	Ständerstreuinduktivität
M_0	coulomb'sches Reibungsmoment
$M_{0,exp}$	exponentieller Momentenanteil
$M_{A,AX1}$	Antriebsmoment Achse 1
$M_{A,AX2}$	Antriebsmoment Achse 2
M_G	Getriebemoment
$M_{G,AX1}$	Getriebemoment Achse 1
$M_{G,AX2}$	Getriebemoment Achse 2
M_R	Reibmoment

M_{Sum}	Gesamtmoment auf eine Achse
$M_{W,AX1}$	Wellenmoment Achse 1
$M_{W,AX2}$	Wellenmoment Achse 2
n	Drehzahl
n_s	synchrone Drehzahl
p	Polpaarzahl
R_R'	Läuferwiderstand (auf die Ständerseite bezogen)
R_S	Ständerwiderstand
s	Schlupf
T_a	Abtastzeit
u_a, u_b, u_c	Strangspannungen
\underline{u}_R	Rotorspannungsraumzeiger
\underline{u}_S	Ständerspannungsraumzeiger
u_{ZK}	Zwischenkreisspannung
φ_{AX1}	Drehwinkel Achse 1
φ_{AX2}	Drehwinkel Achse 2
$\varphi_{G,AX1}$	Drehwinkel Getriebe an Achse 1
$\varphi_{G,AX2}$	Drehwinkel Getriebe an Achse 2
σ	Streuziffer
ω	Winkelgeschwindigkeit
ω_0	Bezugswinkelgeschwindigkeit für exponentiellen Reibungsanteil
ω_m	mechanische Läuferwinkelgeschwindigkeit
$\underline{\psi}_R$	Rotorflussraumzeiger
$\underline{\psi}_S$	Ständerflussraumzeiger

Vorwort

Im Zuge des Studiums stellt die Diplomarbeit die letzte Herausforderung dar. Den Ausgangspunkt bildet dabei die Themenfindung. Bereits während des Studiums kristallisierte sich das Interesse für die Regelungstechnik heraus. Deshalb war von Anfang an klar, dass die Arbeit am Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik an der TU- Graz durchgeführt werden sollte. Durch die langjährige Zusammenarbeit während des Studiums mit der Firma Kristl, Seibt & Co in Graz gab es bereits einen Partner in der Wirtschaft, mit dem das Projekt realisiert werden sollte.

Durch das Hauptbetätigungsfeld des Betriebes im Bereich der Prüfstandstechnik stellte sich bald heraus, dass sich die Arbeit mit der Thematik der Regelung von Antriebsstrangprüfständen befassen sollte. Da es in diesem Bereich nach wie vor Probleme mit herkömmlichen Regelungskonzepten gibt, wurde der Schwerpunkt auf die simulationstechnische Untersuchung der Anwendbarkeit eines neuen Regelungskonzeptes gelegt.

Um im Zuge der Arbeit auch praktische Erfahrungen sammeln zu können, wurde beschlossen, einen Entwicklungsprüfstand zu planen und real aufzubauen. Dieser soll, nachdem er seinen Zweck für die Diplomarbeit (Modellvalidierung, Reglertest) erfüllt hat, für Forschungszwecke im Bereich der Regelung von Antriebsstrangprüfständen den Mitarbeitern der Firma Kristl, Seibt & Co zur Verfügung stehen.

1 Einführung

Antriebsstrangprüfstände werden eingesetzt, um Triebstrangkomponenten wie Verbindungswellen, Getriebe, Kupplungen, Wandler etc. aber auch den gesamten Antriebsstrang in der Entwicklungsphase auf deren Funktionstüchtigkeit zu untersuchen und zu verbessern. Zu diesem Zweck müssen reale Fahrsituationen am Prüfstand nachgestellt werden, wobei hier die Räder und die Verbrennungskraftmaschine des Fahrzeuges durch elektrische Maschinen ersetzt werden. Das Nachbilden der am fahrenden Kraftfahrzeug auftretenden Moment- und Drehzahlverhältnisse erfordert eine dynamische und exakte Regelung der Antriebe. Bei den herkömmlichen Regelungskonzepten treten gewisse Probleme auf, die durch den Einsatz eines neuen Regelungsansatzes vermindert bzw. behoben werden sollen.

Abbildung 1 zeigt den Aufbau eines 5-Maschinen-Prüfstandes für die Untersuchungen an einem Antriebsstrang für ein Allradfahrzeug. Es sind jedoch auch Aufbauten mit nur drei Maschinen zum Testen einer Hinterachse oder zwei Maschinen für eine Ausführung als Getriebeprüfstand möglich. Der Antrieb erfolgt hier über eine elektrische Maschine, es wäre aber auch ein Aufbau mit einer Verbrennungskraftmaschine denkbar.

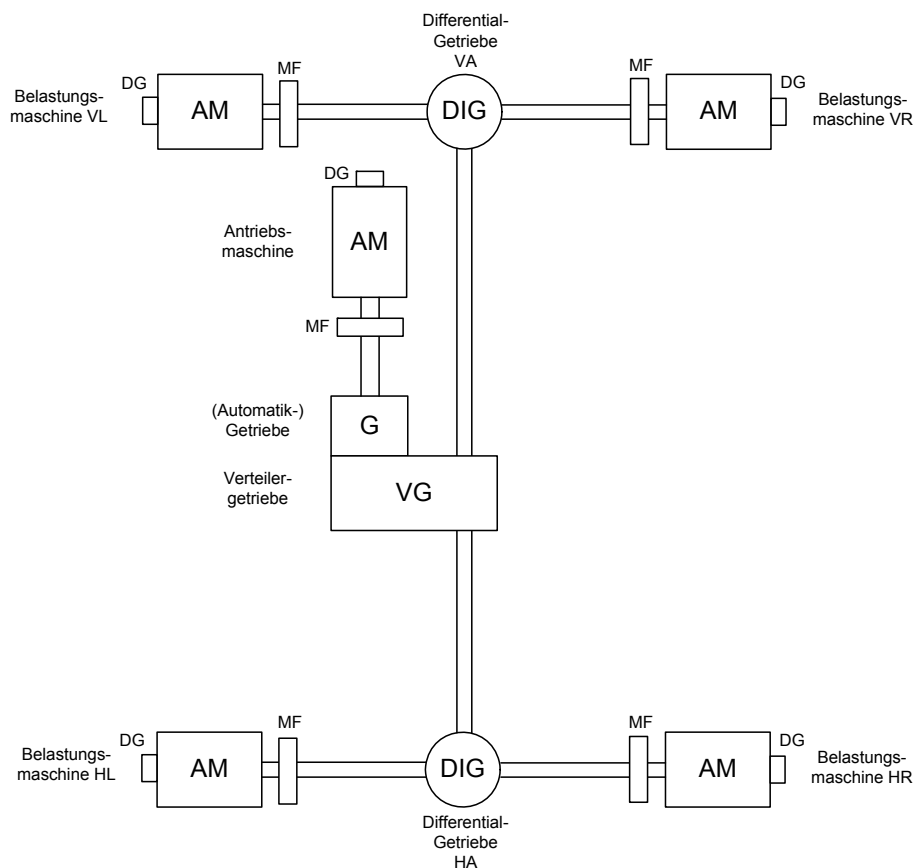


Abbildung 1: Aufbauschema Allradprüfstand

Durch eine immer bessere Stromrichtertechnik und dadurch verbesserte Regelbarkeit werden zunehmend als Kurzschlussläufer ausgeführte Asynchronmaschinen als Belastungsmaschinen eingesetzt. Diese bieten neben dem Kostenvorteil einen einfachen, robusten Aufbau, haben eine lange Lebensdauer, sind kurzzeitig stark überlastbar, haben keinen Bürstenverschleiß und sind somit wartungsarm. Bei der Auswahl der elektrischen Maschinen muss darauf geachtet werden, dass sie in etwa das gleiche Trägheitsmoment der verwendeten Räder am realen Fahrzeug aufweisen.

Der Prüfablauf beginnt im Allgemeinen mit einer Testfahrt mit dem Fahrzeug, bei der Messungen durchgeführt werden. Die so erhaltenen Drehzahl- und Momentenverläufe werden am Prüfstand an den elektrischen Maschinen nachgebildet, und somit die Situation wie bei einer realen Fahrt am Prüfstand nachgestellt.

Bisher wurde als Regelungsstrategie eine M/n -Regelung angewendet. Dabei ist eine Maschine für das Erreichen der geforderten Drehzahl verantwortlich, eine zweite sorgt für das benötigte Belastungsmoment. Bei einem Allradprüfstand ist üblicherweise die Antriebsmaschine für das Moment verantwortlich, die Belastungsmaschinen regeln die Drehzahlen an den Rädern. Es ist zu beachten, dass bei einem offenen Differentialgetriebe die Bremsmaschinen nicht momentengeregelt sein dürfen. Die Momente stellen sich entsprechend der Drehzahlen ein.

Bei der Regelung am Prüfstand treten folgende Probleme auf:

- **Getriebeispiele**
Durch das Vorhandensein von Verteilergetriebe, Differentialgetriebe und Schaltgetriebe summieren sich die Getriebeispiele im gesamten Antriebsstrang auf bis zu einer Umdrehung. Zusätzlich kommt es im Schaltgetriebe zu unterschiedlichen Spielen in den einzelnen Schaltstufen. Erhält der Momentenregler einen bestimmten Sollwert, kann er im ersten Augenblick im Getriebeispiel ungehindert beschleunigen. Am Ende der Getriebeispiele kommt es zu einem starken Anschlagvorgang, der unter Umständen zu einem Zerstören des Prüflings führt. Abhilfe schafft hier ein langsames „auf Zug fahren“. Ein realer Lastwechsel kann so aber nur schwer nachgebildet werden.
- **Schaltvorgang**
Beim Schaltvorgang wird die Verbrennungskraftmaschine innerhalb kürzester Zeit von einer hohen Drehzahl auf eine niedrigere gebracht, oder umgekehrt. Da Asynchronmaschinen im gleichen Leistungsbereich ein größeres Trägheitsmoment haben, wird ein exaktes Nachbilden des Schaltvorganges nicht möglich sein.
- **Universeller Prüfstand**
Oft wünschen Kunden einen Prüfstand, mit dem Produkte unterschiedlicher Baugrößen getestet werden können. Daher müssen die Antriebe auf den größtmöglichen Prüfling ausgelegt werden. Ein Test von kleinen Ausführungen stellt hohe Anforderungen an das Regelungssystem, um durch die überdimensionierten Antriebe ein Zerstören des Prüflings zu vermeiden.

In der vorliegenden Arbeit soll das Regelungskonzept der synchronen Lageregelung auf seine Anwendbarkeit bei Antriebsstrangprüfständen untersucht werden. Dabei werden alle Maschinen in ihrer Position geregelt. Um Prüfläufe bei unterschiedlichen Drehzahlen durchzuführen, wird der Lagesollwert aus einem Drehzahlsollwert integriert. Soll ein Moment im Antriebsstrang wirken, werden die Maschinen durch einen Lageoffset gegeneinander verspannt. Durch diese Vorgehensweise ist zu jedem Zeitpunkt bekannt, in welchem Bereich des Getriebespiels man sich befindet, und man kann Einfluss auf den Anschlagvorgang nehmen.

Zum Lösen dieser Aufgabenstellung wird ein mathematisches Modell für einen Antriebsstrang inklusive der elektrischen Antriebe und deren Regelung erstellt, und Untersuchungen an diesem Modell durchgeführt. Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Beurteilung der Lageregelung einer einzelnen Asynchronmaschine und die Auswirkung von unterschiedlichen Reglerzykluszeiten und Busverzögerungszeiten auf die Regelung.

2 Eingeschlagener Realisierungsweg

Ziel dieser Arbeit ist es, das Konzept der synchronen Lageregelung auf seine Anwendbarkeit für die Regelung von Antriebsstrangprüfständen zu beurteilen, wobei der Schwerpunkt auf der Untersuchung der Lageregelung von Asynchronmaschinen liegt.

Grundvoraussetzung für eine weitere Analyse ist es, ein realitätsnahes mathematisches Modell für den gesamten Antriebsstrangprüfstand zu entwickeln und in einer Simulationsumgebung zu implementieren. Ein besonderes Augenmerk liegt auf der Modellierung der als Antriebsmaschinen verwendeten Asynchronmaschinen inklusive Strategien zum Regeln dieser. Dabei wird ein Überblick über die feldorientierte Regelung inklusive Reglerentwurf mit dem Frequenzkennlinienverfahren gegeben. Ein Vergleich der Ergebnisse mit der direkten Momentenregelung wird angestrebt.

Eine Untersuchung an einem mathematischen Modell kann nur aussagekräftige Ergebnisse liefern, wenn für dieses Modell ein Vergleich mit der Realität gezogen wurde. Zum Zwecke der Modellvalidierung wurde ein Modellprüfstand, bestehend aus einer Zwei- Maschinen Anordnung mit diversen Antriebsstrangkomponenten und dem übergeordneten Regelungssystem real aufgebaut. An diesem Prüfstand soll es auch möglich sein, die Lageregelung direkt zu testen.

Nach der Verifikation und Verbesserung des mathematischen Modells wird die Möglichkeit der Lageregelung genauer untersucht. Hierbei soll geklärt werden, ob eine Asynchronmaschine schnell und exakt genug in ihrer Position geregelt werden kann, um den Anforderungen am Prüfstand zu genügen. Die Asynchronmaschine wird dabei unter Einwirkung von unterschiedlichen Störgrößen in Form von Belastungsmomenten genauer untersucht. Die Auswirkungen von Busverzögerungszeiten und unterschiedlichen Reglerzykluszeiten geben Aufschluss über die Anforderungen an ein Echtzeit- Regelungssystem.

Als Abschluss wird die synchrone Lageregelung am mathematischen Modell für den gesamten Prüfstand getestet.

3 KS-Entwicklungsprüfstand

Zum Zweck der Modellvalidierung und um das Regelungskonzept der synchronen Lageregelung am realen Prüfstand zu testen, wurde ein Modellprüfstand aufgebaut.

Der Aufbau soll einerseits so einfach und kostengünstig wie möglich erfolgen, andererseits muss das wesentliche Verhalten von Antriebsstrangprüfständen wiedergegeben werden und eine gewisse Variabilität bezüglich der Anordnung der einzelnen Triebstrangkomponenten vorhanden sein. Der Zugriff auf die Regelungsstruktur im Frequenzumrichter muss möglich sein, wünschenswert wäre ein Vergleich von verschiedenen Regelungsstrategien (Feldorientierte Regelung, Direct Torque Control). Das Übergeordnete Regelungssystem, welches den Verbund der beiden Maschinen regelt, soll von der Regelungsfrequenz einem 10 kHz System nahe kommen und eine geringe Busverzögerungszeit aufweisen.

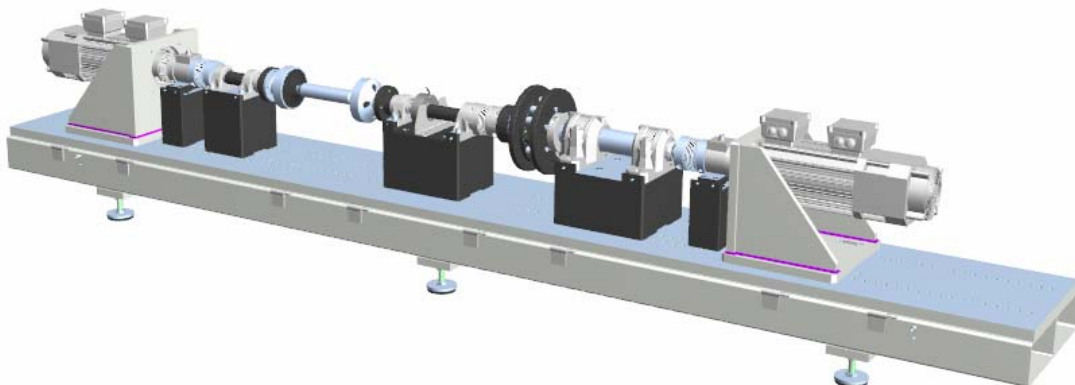


Abbildung 2: Entwicklungsprüfstand

Aufgrund der oben genannten Forderungen an den Entwicklungsprüfstand wurde eine 2- Maschinenanordnung mit elastischen Wellen, Trägheiten und einem Getriebe mit Getriebeispiel entwickelt. Der genaue Aufbau wird in den folgenden Kapiteln detailliert beschrieben.

3.1 Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Entwicklungsprüfstandes entspricht dem Aufbau eines Getriebeprüfstandes für ein Getriebe mit einer Antriebs- und einer Abtriebsseite. Der Prüfling ist über Antriebswellen mit den elektrischen Maschinen, die den Belastungszustand des Getriebes im realen Betrieb simulieren, verbunden.

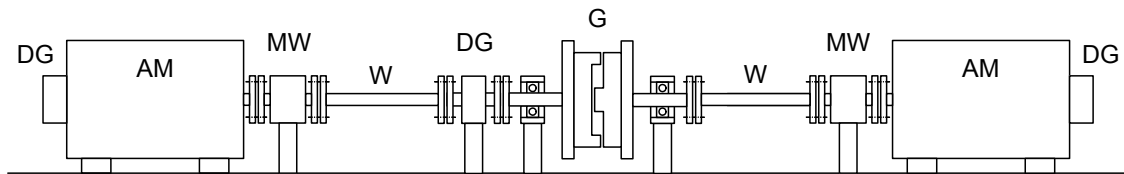


Abbildung 3: mechanischer Aufbau Entwicklungsprüfstand

Das Kernstück des Aufbaus bildet das Getriebe mit Getriebespiel. Es handelt sich hierbei um zwei gegenüberliegende Scheiben an deren Stirnseiten Bohrungen auf einem Lochkreis angeordnet sind. In diese Bohrungen sind Schrauben mit zylindrischen Köpfen eingeschraubt. Im zusammengebauten Zustand sind diese Schraubenköpfe ineinander geschoben und können sich bei Belastung des Getriebes einen bestimmten Winkel frei bewegen, bis sie am Ende des Getriebespiels am gegenüberliegenden Schraubenkopf anschlagen. Durch Lösen einer Getriebehälfte kann das Getriebespiel von 25° auf 2° verkleinert werden. Die Übersetzung des Getriebes ist in beiden Fällen $i = 1$.

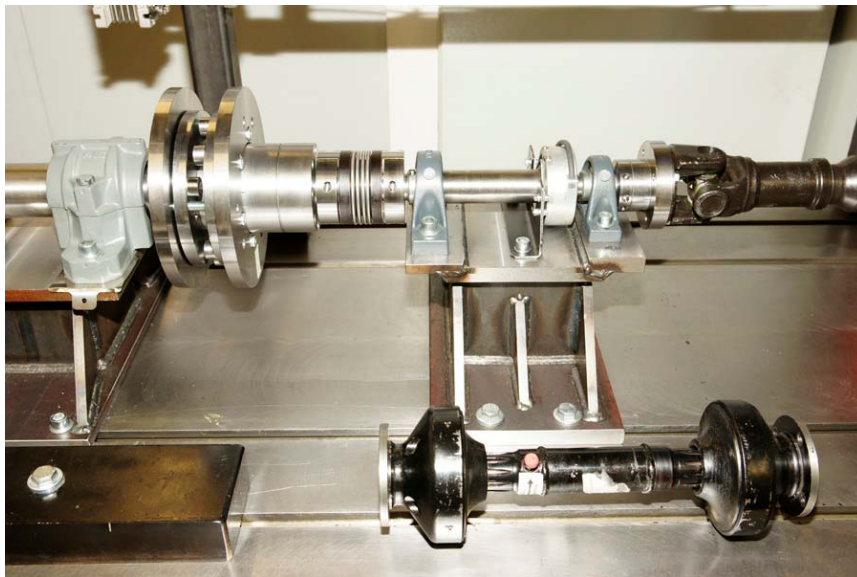


Abbildung 4: realer Aufbau: Getriebe mit Spiel

Zusätzlich sind an den Außenseiten des Getriebes Metallringe montiert, welche die Trägheit des Antriebsstranges erhöhen. Das ist notwendig, um ein Verhältnis der Trägheit der elektrischen Maschinen zur Trägheit des Triebstranges wie im realen Fahrzeug (ca. 1:50) zu erreichen. Es besteht auch hier die Möglichkeit, Bauteile mit unterschiedlichen Trägheiten zu verbauen bzw. komplett auf die Zusatzträgheit zu verzichten.

Das Getriebe ist über austauschbare Verbindungswellen mit den Antriebsmaschinen verbunden. Zum Einsatz kommen Elastikwellen mit einer geringen, und Gelenkwellen mit einer hohen Wellensteifigkeit. Es ist zu beachten, dass sich die Federsteifigkeiten

der Momentenmesswellen und die zur Verbindung der einzelnen Elemente verwendeten Balgkupplungen auf das Verhalten des Gesamtsystems auswirken. Nach [13] kann die Gesamtsteifigkeit von hintereinander geschalteten Federelementen wie folgt berechnet werden:

$$\frac{1}{c_{ges}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{c_i} \quad (3.1)$$

c_{ges} ... Federsteifigkeit des Gesamtsystems

c_i ... Federsteifigkeit der einzelnen Komponenten

n ... Anzahl der Komponenten

Der gesamte Aufbau ist auf eine Grundplatte mit eingearbeiteten Längsnuten aufgebaut. Die einzelnen Baugruppen sind somit längs verschiebbar, um maximale Variabilität bezüglich des Aufbaus zu erreichen. Es ist dadurch möglich, einzelne Module komplett zu entfernen bzw. neue Komponenten hinzuzufügen. Falls nötig kann man ohne großen Aufwand zusätzliche Messtechnik integrieren.

Die folgende Abbildung zeigt den realen Prüfstands Aufbau.



Abbildung 5: realer Aufbau: Entwicklungsprüfstand

Die exakten Kennwerte der verwendeten Bauelemente sind im Anhang C: Datenblätter zu finden.

3.2 Elektrischer Aufbau

Der elektrische Aufbau des Entwicklungsprüfstandes besteht aus den Antriebsmaschinen, der Messtechnik, welche die Istwerte an die übergeordnete Regelungseinrichtung übermittelt, und den Stellgliedern, die die Sollwerte an die Maschinen schalten.

3.2.1 Drehgeber

Zur Drehzahl bzw. Lageerfassung sind drei Drehgeber gleichen Typs verbaut, wobei die beiden Drehgeber, die direkt im Motorgehäuse der Asynchronmaschinen verbaut sind, als Drehgeber mit separater Wellenkupplung ausgeführt sind. Der dritte Geber sitzt auf einer Seite des Getriebes und ist wegen der Notwendigkeit der Montage auf einer Welle ein Hohlwellengeber. Dieser dient zum Erfassen von Verdrehungen des Getriebes bezüglich der Antriebsseite (Wellentorsion). Auf der zweiten Seite wurde aus finanziellen Gründen auf einen weiteren Geber verzichtet, der variable Aufbau des Prüfstandes würde ein Nachrüsten eines solchen jederzeit erlauben.

Die Drehgeber sind absolute singleturn Geber mit einer Strichzahl von 2048 Strich mit Vierfachabtastung. In Summe ergibt sich eine Anzahl von 8196 Positionen pro Umdrehung. Des weiteren ist jedes Inkrementalsignal als Sinussignal ausgeführt, welches zur zusätzlichen Erhöhung der Auflösung in der Auswerteelektronik dient. Die Übertragung der Positionswerte erfolgt über die serielle bidirektionale EnDat-Schnittstelle. Diese ist in der Lage, neben dem Übertragen von absoluten Positionswerten, zusätzliche Informationen aus dem Drehgeber auszulesen (elektronisches Typenschild) bzw. neue Parameter im Geber abzulegen. Eine detaillierte Beschreibung dieser Schnittstelle ist in [9] zu finden.

3.2.2 Drehmoment-Messwelle

Bei den Drehmoment-Messwellen ist im Vergleich zu Messflanschen ein erhöhter Einfluss der Drehsteifigkeit zu berücksichtigen. Die zur Montage der Messwellen verwendeten Metallbalgkupplungen bringen zusätzliche Elemente mit Torsionssteifigkeit in den Aufbau. Die hier eingesetzten Messwellen haben ein Nenndrehmoment von 50 Nm und liefern das Drehmomentsignal über ein analoges Spannungs- bzw. Stromsignal welches im übergeordneten Regelungssystem ausgewertet wird.

3.2.3 Regelungssystem

Das System besteht aus Modulen, die für den übergeordneten Regelungsbetrieb des Prüfstandes notwendig sind. Eine schematische Darstellung über deren Zusammensetzung zeigt Abbildung 6. Das Kernstück des Regelungssystems bildet die Zentraleinheit, auf welcher das eigentliche Regelungsprogramm läuft. Die maximal

erreichbare Taskzeit liegt bei $200\mu\text{s}$ (5 kHz). Zur Programmierung stehen die gebräuchlichsten Programmiersprachen zur Verfügung, größtenteils wurde der strukturierte Text verwendet. Ein großer Vorteil dieser CPU ist die Tatsache, dass sie eine Anbindung von Matlab / Simulink über den Real Time Workshop Embedded Coder unterstützt. Mit dieser automatischen Codegenerierung können durchaus komplizierte Regelungsstrategien mit geringem Aufwand aus der Simulation direkt auf die Steuerung exportiert, und somit am realen System getestet werden. Zur nachfolgenden Analyse des Prüflaues steht eine Trace- Funktion zum Aufzeichnen von Messdaten zur Verfügung.

Ein besonderes Augenmerk soll bei der Untersuchung des Regelungsverhaltens auf das Bussystem und den damit verbundenen Busverzögerungszeiten gelegt werden. Die Zentraleinheit stellt folgende Bussysteme zur Verfügung:

- X2X-Link: Highspeed- Backplanebus zum direkten ankoppeln von I/O-Modulen an die CPU
- Ethernet Powerlink: Kommunikation der CPU mit den Stellgliedern und anderen Powerlink- Teilnehmern. Zum Verbinden der einzelnen Module untereinander können standardmäßige Ethernetkabel verwendet werden.
- CAN: Zum Anschluss von CAN-Geräten wie z.B. Drehgeber für eine manuelle Sollwertvorgabe
- Profibus: Verbindung zum Steuerrechner

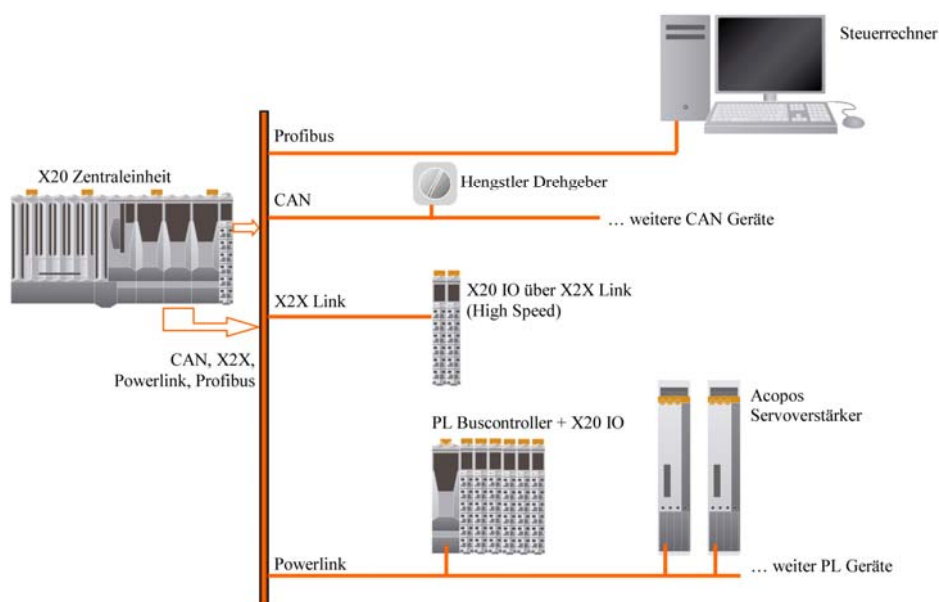


Abbildung 6: Übersichtsschema Regelungssystem

Der eigentliche Prüfablauf wird vom Steuerrechner geleitet. Auf diesem läuft die Prüfstandssoftware KS-Tornado, mit welcher Steuerbefehle an die Zentraleinheit übermittelt und Messergebnisse Online dargestellt werden. Die Möglichkeit, Prüfläufe automatisiert ablaufen zu lassen, vereinfacht die Auswertung von identischen Prüfläufen mit unterschiedlicher Hardware- Konfiguration. Die Anbindung an die Zentraleinheit ist über Profibus gegeben.

Die Ein-/Ausgangsmodule werden direkt über den X2X-Link Backplanebus an die Zentraleinheit angekoppelt. Steht im Schaltschrank zu wenig Platz zur Verfügung oder ist dies aus Entwurfgründen nicht möglich, können weitere I/O-Module über einen Powerlink Buscontroller betrieben werden.

Die Hardwarekomponenten für das Regelungssystem inklusive den Servoverstärkern wurden zum Aufbau des Entwicklungsprüfstandes und für die Untersuchungen, die im Rahmen dieser Diplomarbeit durchgeführt wurden, freundlicherweise von der Firma Bernecker & Rainer aus Graz zur Verfügung gestellt.

3.2.4 Servoverstärker

Die Regelung der Antriebe ist direkt im Servoverstärker integriert, wobei hier als Regelungskonzept die Feldorientierte Regelung zur Anwendung kommt. Eine Beschreibung dieser Regelungsstrategie ist im Kapitel 5.1 zu finden. Um modifizierte Regelungskonzepte am Prüfstand testen zu können, wurden im Servoverstärker alle Regler bis auf den Stromregler deaktiviert. Die Implementierung der Lageregelung läuft auf der Zentraleinheit, welche einen Stromsollwert an das Stellglied übermittelt. Für die Stromregler ist eine Reglerzykluszeit von bis zu 50µs (20 kHz) möglich.

Der modulare Aufbau der Servoverstärker erlaubt es, je nach Anforderungen verschiedene Einsteckmodule wie Kommunikationsmodule, Gebermodule, I/O-Module usw. zu installieren. Beim Entwicklungsprüfstand sind neben den Powerlink- Modulen zur Kommunikation mit der Zentraleinheit zusätzlich EnDat- Module zum Einlesen der Drehgeber verbaut.

3.2.5 Antriebsmaschinen

Als Belastungsmaschinen werden in der Prüfstandstechnik üblicherweise Asynchronmaschinen eingesetzt. Diese bieten im Vergleich zu anderen elektrischen Maschinen (Synchronmaschine, Gleichstrommaschine) unter anderem folgende Vorteile:

- Robuste Ausführung
- Kurzzeitig stark überlastbar
- Lange Lebensdauer

- Wartungsarm
- Kein Bürstenverschleiß beim Kurzschlussläufer
- Geringere Herstellungskosten

Am Entwicklungsprüfstand sind zwei baugleiche Asynchron- Servomotoren mit einer Nennleistung von 2,1 kW im Einsatz. Sie sind als Käfigläufer ausgeführt und besitzen zur Überwachung von Überlastungen einen integrierten Temperaturfühler, welcher im Servoverstärker ausgewertet wird. Eine Kühlung erfolgt über einen in der Maschine integrierten Fremdlüfter. Zur Erfassung der Drehzahl bzw. Lage dient der bereits beschriebene absolute singleturn Drehgeber mit digitaler EnDat- Schnittstelle zur Übermittlung der Positionsdaten.

Die genauen Spezifikationen der verwendeten Hardware können dem Anhang C: Datenblätter entnommen werden.

4 Analytische Modellbildung

Die analytische Modellbildung soll eine mathematische Beschreibung eines Antriebsstrangprüfstandes, speziell der Modellierung der Antriebsstrangkomponenten und der elektrischen Maschinen beinhalten. Nach einer hinreichenden Validierung dieser Modellbeschreibung soll ein mathematisches Modell zur Verfügung stehen, an welchem simulationstechnische Untersuchungen von unterschiedlichen Regelungskonzepten, und die Auswirkungen von verschiedenen Reglerzykluszeiten und Busverzögerungszeiten durchgeführt werden können. In der vorliegenden Arbeit beschränkt sich die Modellbildung auf einen Zweimaschinenprüfstand, bestehend aus 2 Asynchronmaschinen, elastischen bzw. starren Wellen und ein Getriebeispiel mit trägen Massen, der zum Zweck der Modellvalidierung real aufgebaut wurde.

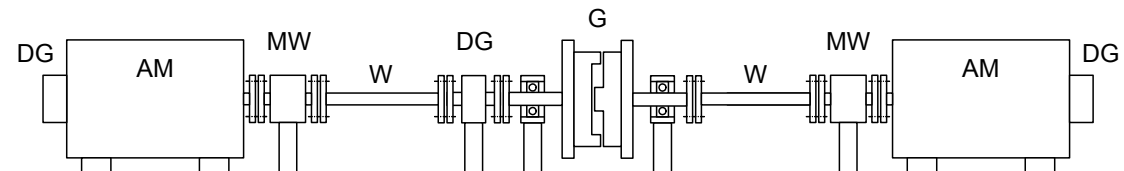


Abbildung 7: mechanischer Aufbau Entwicklungsprüfstand

Eine Erweiterung des mathematischen Modells auf eine Mehrmaschinen-Anordnung stellt keine prinzipiellen Probleme dar. Eine genaue Beschreibung des Aufbaus des Entwicklungsprüfstandes ist im Kapitel 3 zu finden.

4.1 Modellbildung Antriebsstrang

4.1.1 Mechanischer Teil

In Abbildung 8 ist der mechanische Aufbau des Antriebsstranges vereinfacht dargestellt. Der Rotor, als mechanischer Teil der elektrischen Maschinen, wird als träge Rotationsmasse berücksichtigt, die Wellen, die die Verbindung der Antriebe mit dem Getriebe herstellen, als elastische Torsionsfederelemente mit linearer Federkennlinie und einer der Winkelgeschwindigkeit proportionalen Dämpfung. Die Trägheit des Getriebes wird auf die Ein- bzw. Ausgangsseite aufgeteilt, das übertragbare Moment nach Durchlaufen eines Getriebeispiels durch eine Torsionsfeder mit linearer Kennlinie, welche den Anschlagvorgang abbildet, modelliert.

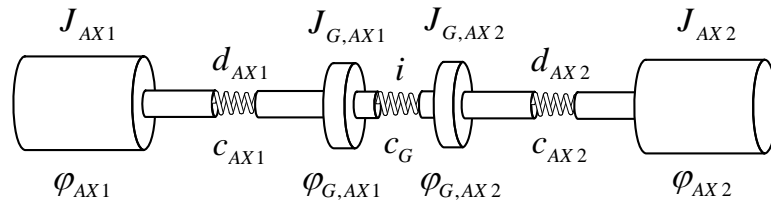


Abbildung 8: Schema Antriebsstrang

Den Ausgangspunkt für die Modellbildung bildet die Bewegungsgleichung („Drallsatz“):

$$J\ddot{\varphi} = \sum M \quad (4.1)$$

Hier stellt J das Trägheitsmoment, $\ddot{\varphi}$ die Winkelbeschleunigung und die rechte Seite die Summe der einwirkenden Momente auf die träge Masse dar. Das Vorhandensein von vier trägen Massen erfordert das Ansetzen von vier Bewegungsgleichungen, jeweils eine für die Antriebe und zwei für das Getriebe. Die auf die trägen Massen einwirkenden Momente sind in Abbildung 9 dargestellt.

Die rechte Seite der Bewegungsgleichung für die Antriebe setzt sich aus dem Antriebsmoment M_A der jeweiligen elektrischen Maschine, dem entgegenwirkenden Wellenmoment M_W und dem je zur Hälfte auf die beiden Achsen aufgeteilten Reibungsmoment M_R der Anordnung zusammen:

$$J_{AX1}\ddot{\varphi}_{AX1} = M_{A,AX1} - M_{W,AX1} - \frac{M_R}{2} \quad (4.2)$$

$$J_{AX2}\ddot{\varphi}_{AX2} = M_{W,AX2} - M_{A,AX2} - \frac{M_R}{2} \quad (4.3)$$

Auf der Eingangs- bzw. Ausgangsseite des Getriebes wirken das Wellenmoment M_W und das Getriebemoment M_G gegeneinander:

$$J_{G,AX1}\ddot{\varphi}_{G,AX1} = M_{W,AX1} - M_{G,AX1} \quad (4.4)$$

$$J_{G,AX2}\ddot{\varphi}_{G,AX2} = M_{G,AX2} - M_{W,AX2} \quad (4.5)$$

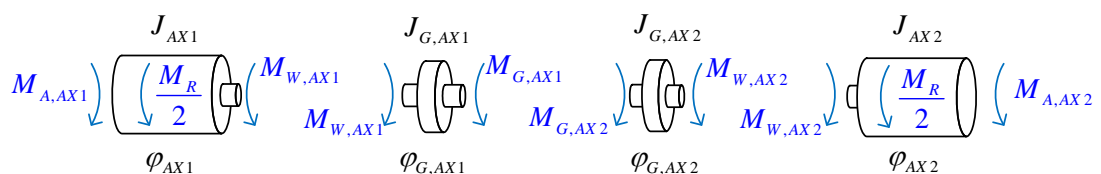


Abbildung 9: Trägheiten Antriebsstrang

Für das Getriebe wird eine Getriebeübersetzung i angegeben, welche in weiterer Folge dem Aufbau entsprechend mit $i = 1$ gewählt wird

$$i = \frac{\omega_{G,AX1}}{\omega_{G,AX2}} = \frac{M_{G,AX2}}{M_{G,AX1}} = 1. \quad (4.6)$$

Die Verbindungswellen werden als Torsionsfedern angesetzt. Dabei wird von einer dem Torsionswinkel proportionalen Federkennlinie und der Winkelgeschwindigkeit proportionalen Dämpfung ausgegangen:

$$M_{W,AX1} = c_{AX1} (\varphi_{AX1} - \varphi_{G,AX1}) + d_{AX1} (\dot{\varphi}_{AX1} - \dot{\varphi}_{G,AX1}) \quad (4.7)$$

$$M_{W,AX2} = c_{AX2} (\varphi_{G,AX2} - \varphi_{AX2}) + d_{AX2} (\dot{\varphi}_{G,AX2} - \dot{\varphi}_{AX2}) \quad (4.8)$$

Das Getriebeispiel wird durch eine tote Zone (siehe Abbildung 10) realisiert. Befindet sich der Antriebsstrang in dieser Getriebeleuse, kann jede Antriebsseite für sich ungehindert bis zum Anschlagen an die Grenzen des Getriebeispiels beschleunigen. Der Anschlagvorgang selbst wird durch eine steife Torsionsfeder mit der Federkonstante c_G modelliert.

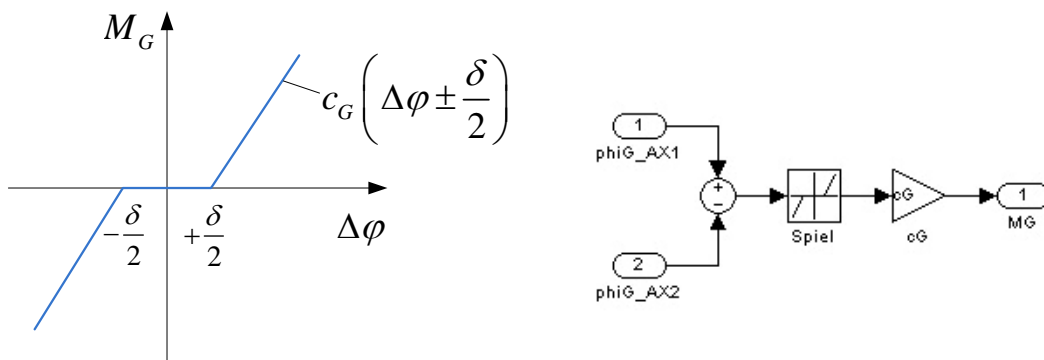


Abbildung 10: Getriebeispiel: Kennlinie und Koppelplan

Mit der Wahl der Getriebeübersetzung von $i = 1$ erhält man das Getriebemoment zu

$$M_G = M_{G,AX1} = M_{G,AX2} = c_G \left((\varphi_{G,AX1} - \varphi_{G,AX2}) \pm \frac{\delta}{2} \right). \quad (4.9)$$

Zum Bestimmen der Federkonstanten c_G wird die Simulation mit einem Getriebeispiel von $\delta = 0^\circ$ (kein Spiel) durchgeführt. Die Federkonstante wird nun schrittweise verändert, bis sich das Simulationsergebnis mit jenem aus einer Simulation ohne Getriebe deckt. Somit kann iterativ ein Wert für die Federkonstante gefunden werden. Die Modellierung des Getriebeispiels unter Simulink zeigt der Koppelplan in Abbildung 10.

4.1.2 Reibung

Die Reibung setzt sich aus coulomb'scher Reibung und viskoser Reibung zusammen, wobei die coulomb'sche Reibung ein konstantes Moment ist, welches nur von der Drehrichtung abhängt. Die viskose Reibung ist der Geschwindigkeit proportional.

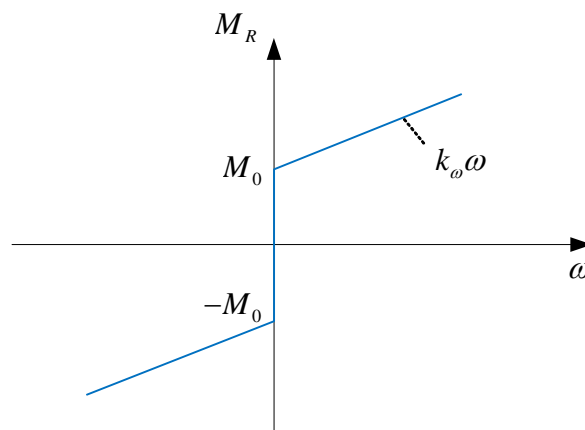


Abbildung 11: Reibungsmoment

Mit diesem Ansatz kann das Reibungsphänomen gut nachgebildet werden. In der Literatur (vgl. [15]) sind verbesserte Reibungsmodelle zu finden. Diese bringen jedoch in Anbetracht des hohen Aufwandes im Vergleich zum einfachen Modell nur eine geringe Verbesserung. Aus diesem Grund wurde auf eine aufwändigere Modellierung der Reibung verzichtet und folgendes Reibungsmoment verwendet:

$$M_R = M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega \quad (4.10)$$

Bei der Modellvalidierung (siehe Kapitel 6.1.1) stellte sich heraus, dass sich der viskose Reibungsanteil nicht linear, sondern exponentiell mit der Drehzahl erhöht. Dieser Effekt wurde im mathematischen Reibungsmodell später durch einen exponentiellen Anteil berücksichtigt.

4.1.3 Simulation von Bewegungsgleichungen mit Reibung

Betrachtet man einen Antrieb mit coulomb'scher und viskoser Reibung, ergibt sich folgende Bewegungsgleichung:

$$J\ddot{\varphi} = M_A - M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega \quad (4.11)$$

Für eine bessere Übersichtlichkeit wurde auf die Indizes für die entsprechende Achse verzichtet und die gesamte Reibung einem Antrieb zugeordnet. Als antreibendes Moment wirkt nur das Antriebsmoment M_A , der exponentielle Anteil der Reibung wurde bewusst vernachlässigt.

Bei der Simulation der Bewegungsgleichungen mit Reibung ergeben sich folgende Besonderheiten, die es zu Berücksichtigen gilt:

- **Coulomb'sche Reibung**
Sind die antreibenden Momente einer Achse kleiner oder gleich dem coulomb'schein Reibungsanteil, so darf in Summe auf den Antrieb kein Moment wirken. Die Coulomb'sche Reibung würde ein Beschleunigen der Anordnung verursachen, obwohl von außen kein oder ein zu kleines Moment einwirkt. Es muss in Abhängigkeit von Drehzahl und Antriebsmoment folgendes Gesamtmoment auf die träge Masse wirken:

$$M_{Ges} = \begin{cases} 0 & \text{falls } \omega = 0 \text{ und } |M_A| \leq |M_0| \\ M_A - M_0 \text{sign}(M_A) & \text{falls } \omega = 0 \text{ und } |M_A| > |M_0| \\ M_A - k_\omega \omega - M_0 \text{sign}(M_A) & \text{falls } \omega \neq 0 \end{cases}$$

- **Drehrichtungsänderung erkennen**
Da es sich um ein Abtastsystem handelt, wird die Winkelgeschwindigkeit bei einem Richtungswechsel nur zufällig einen Stillstand erreichen. Im Allgemeinen wird sie einen, wenn auch nur gering von Null verschiedenen Wert annehmen. Daher muss bei der Simulation ein Richtungswechsel abgefragt werden. Zusätzlich ist bei Erkennen einer Drehrichtungsänderung die Winkelgeschwindigkeit Null zu setzen, indem man den Integrator zurückgesetzt.

Abbildung 12 zeigt den Koppelplan für eine Bewegungsgleichung mit coulomb'scher Reibung und viskoser Reibung inklusive Stillstandserkennung und Vermeidung einer Bewegung durch das Reibmoment, wenn keine Antriebsmomente wirken.

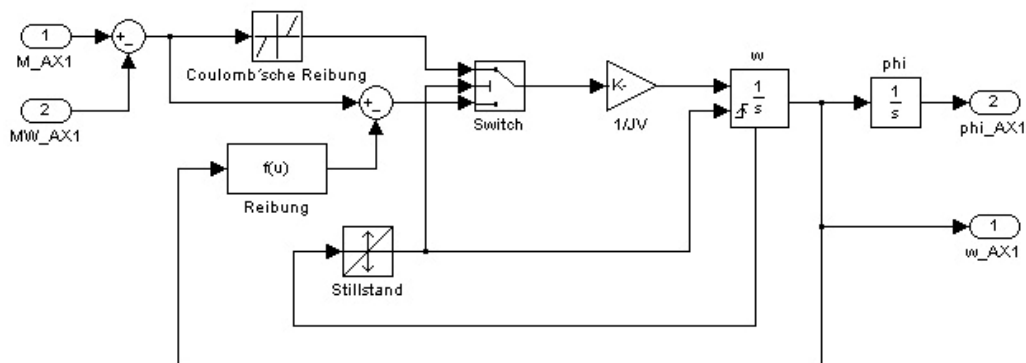


Abbildung 12: Koppelplan Bewegungsgleichung mit Reibung

4.1.4 Gesamtmodell Antriebsstrang

Nachfolgend sind die Ergebnisse aus obigen Herleitungen für ein mathematisches Modell für den Antriebsstrang des Entwicklungsprüfstandes zusammengefasst:

$$J_{AX1}\ddot{\varphi}_{AX1} = M_{A,AX1} - c_{AX1}(\varphi_{AX1} - \varphi_{G,AX1}) - d_{AX1}(\dot{\varphi}_{AX1} - \dot{\varphi}_{G,AX1}) - \frac{1}{2}(M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega) \quad (4.12)$$

$$J_{AX2}\ddot{\varphi}_{AX2} = c_{AX2}(\varphi_{G,AX2} - \varphi_{AX2}) + d_{AX2}(\dot{\varphi}_{G,AX2} - \dot{\varphi}_{AX2}) - M_{A,AX2} - \frac{1}{2}(M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega) \quad (4.13)$$

$$J_{G,AX1}\ddot{\varphi}_{G,AX1} = c_{AX1}(\varphi_{AX1} - \varphi_{G,AX1}) + d_{AX1}(\dot{\varphi}_{AX1} - \dot{\varphi}_{G,AX1}) - c_G(\varphi_{G,AX1} - \varphi_{G,AX2}) \quad (4.14)$$

$$J_{G,AX2}\ddot{\varphi}_{G,AX2} = c_G(\varphi_{G,AX1} - \varphi_{G,AX2}) - c_{AX2}(\varphi_{G,AX2} - \varphi_{AX2}) - d_{AX2}(\dot{\varphi}_{G,AX2} - \dot{\varphi}_{AX2}) \quad (4.15)$$

4.2 Modellbildung Asynchronmaschine

Bei der Asynchronmaschine wird im Stator ein Drehfeld erzeugt. Dabei sind die Statorwicklungen räumlich um 120° versetzt am Umfang angeordnet. Durch das Speisen der einzelnen Wicklungen mit einem jeweils um 120° phasenverschobenen sinusförmigen Strom ergibt sich somit ein umlaufendes Drehfeld. Die hier dargestellten Verhältnisse gelten für eine Polpaarzahl von $p = 1$. Erhöht man die Polpaarzahl, ergibt sich eine um den Faktor p verringerte Drehzahl des umlaufenden Drehfeldes

$$n = \frac{n_s}{p} \quad (4.16)$$

Die synchrone Drehzahl n_s ergibt sich aus der Frequenz des speisenden Stromes. Durch das so entstandene umlaufende Wechselfeld wird nach dem Induktionsgesetz in die Rotorwicklung eine Wechselfeldspannung induziert. Die Rotorwicklung ist als Käfigläuferwicklung ausgeführt, deren Enden durch einen Ring kurzgeschlossen sind und somit einen Stromfluss erlauben. Durch die Kraftwirkung auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld kommt es so zu einer Drehmomentbildung, der Läufer beginnt sich zu drehen. Durch die Eigendrehung des Rotors wird jetzt nicht mehr mit der Statorfrequenz, sondern einer um die Rotorfrequenz verminderten Frequenz induziert. Dreht sich der Läufer synchron mit dem Statorfeld, erfährt er kein sich änderndes Wechselfeld, es wird keine Spannung induziert und folglich kommt es auch zu keinem Stromfluss. Daher ist eine Momentenbildung im synchronen Lauf nicht möglich. Die Asynchronmaschine ist an eine Drehzahldifferenz zwischen Rotor und Drehfeld des Läufers gebunden. Diese Drehzahldifferenz wird als Schlupf s bezeichnet und ist als Prozentwert bezogen auf die Drehfelddrehzahl n_s angegeben:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (4.17)$$

Bei der Modellbildung für eine Asynchronmaschine geht man von folgenden Vereinfachungen aus:

- Grundwellenbetrachtung: Oberwellen werden vernachlässigt, Magnetfeld ist räumlich sinusförmig verteilt
- Keine Sättigungseffekte, keine Stromverdrängungseffekte
- Keine Hysterese- und Wirbelstromverluste
- Symmetrischer Wicklungsaufbau

Das dreiphasige Wicklungssystem mit den drei räumlich um 120° versetzten Spulen kann durch zwei orthogonale Wicklungen dargestellt werden. Die prinzipielle Anordnung zeigt Abbildung 13.

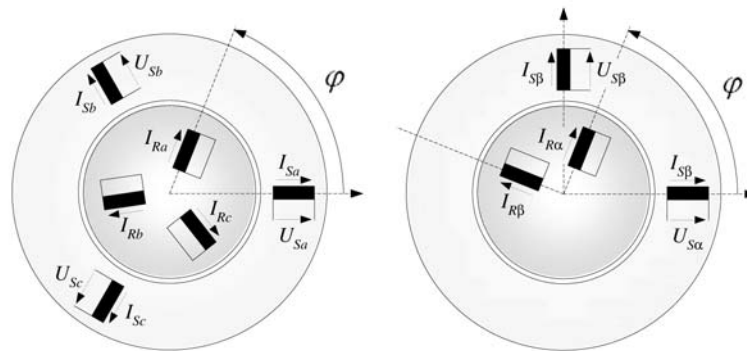


Abbildung 13: dreiphasiges und zweiphasiges Wicklungssystem einer AM (aus [13])

Die Umrechnung erfolgt über eine Transformationsmatrix, wobei zum Erreichen einer eindeutigen (und somit umkehrbaren) Transformation eine Nullkomponente eingeführt wird. Beispielhaft wird die Umrechnung für die Statorströme angegeben:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Die Zusammenfassung der α - und β -Komponente zu einem komplexen Zeiger ergibt die Raumzeigerdarstellung. Die Spannungsgleichungen für den Ständer- und den Läuferkreis lauten

$$\underline{u}_S^S = R_S \underline{i}_S^S + \underline{\dot{\psi}}_S^S \quad (4.18)$$

$$\underline{u}_R^R = R_R \underline{i}_R^R + \underline{\dot{\psi}}_R^R \quad (4.19)$$

Hierbei setzt sich die Spannung aus dem ohmschen Spannungsabfall und der induzierten Spannung durch eine Flussänderung zusammen. Da es sich bei der zu modellierenden Maschine um einen Kurzschlussläufer handelt, wird im weiteren Verlauf die Spannung $\underline{u}_R^R = 0$ gewählt.

Der tief gestellte Index in den Gleichungen bedeutet, dass es sich um eine Statorgröße S oder eine Rotorgröße R handelt. Der hochgestellte Index kennzeichnet in welchem Koordinatensystem die entsprechende Größe dargestellt wird. Hierbei kann es sich um das statorfeste Koordinatensystem S oder das rotorfeste Koordinatensystem R handeln.

Ziel für die Modellbildung ist es, eine mathematische Beschreibung des Verhaltens der Asynchronmaschine in einem gemeinsamen Bezugssystem zur Verfügung zu stellen. In der vorliegenden Arbeit wurde als Bezugssystem das ständerfeste Koordinatensystem gewählt, es ist jedoch jedes beliebige Koordinatensystem denkbar. Durch die Darstellung mit Raumzeigern ist eine einfache Umrechnung zwischen den einzelnen Koordinatensystemen möglich. Für die Spannungsgleichungen der Asynchronmaschine ergeben sich für das gemeinsame statorfeste Koordinatensystem folgende Gleichungen:

$$\underline{u}_S^S = R_S \dot{\underline{i}}_S^S + \dot{\underline{\psi}}_S^S \quad (4.20)$$

$$\underline{0} = R_R \dot{\underline{i}}_R^S + \dot{\underline{\psi}}_R^S - j\dot{\varphi} \underline{\psi}_R^S \quad (4.21)$$

Da bei der Modellbildung nichtlineare Effekte vernachlässigt werden und die Induktivitäten als konstant vorausgesetzt sind, gilt für die Flussverkettung der lineare Zusammenhang:

$$\underline{\psi} = L \cdot \underline{i} \quad (4.22)$$

Sind beide Wicklungssysteme erregt, kommt es zu einer gegenseitigen Beeinflussung. Die Ständerwicklung wird zusätzlich durch das in der Rotorwicklung erzeugte Feld durchsetzt, und umgekehrt. Diese Tatsache wird durch eine Kopplungsinduktivität L_h berücksichtigt. Die Flussverkettungsgleichungen lauten:

$$\underline{\psi}_S^S = L_S \dot{\underline{i}}_S^S + L_h e^{j\varphi} \dot{\underline{i}}_R^R \quad (4.23)$$

$$\underline{\psi}_R^R = L_R \dot{\underline{i}}_R^R + L_h e^{-j\varphi} \dot{\underline{i}}_S^S \quad (4.24)$$

Der Winkel φ gibt die Lage des rotorfesten Bezugssystems zum statorfesten Bezugssystem an. Es ist zu beachten, dass die Kopplungsinduktivität durch eine nicht konstante Lage der beiden Systeme zeitlich variabel ist. Sie wird maximal, wenn sich die beiden Koordinatensysteme decken.

Werden die Gleichungen für die Flussverkettungen ebenfalls in das gemeinsame statorfeste Koordinatensystem transformiert, stellt man fest, dass sich die zeitliche Abhängigkeit der Kopplungsinduktivität eliminieren lässt. Die Gleichungen lauten:

$$\underline{\psi}_S^S = L_S \underline{i}_S^S + L_h \underline{i}_R^S \quad (4.25)$$

$$\underline{\psi}_R^S = L_R \underline{i}_R^S + L_h \underline{i}_S^S \quad (4.26)$$

Das von der Maschine gelieferte Drehmoment lässt sich nach [17] wie folgt berechnen:

$$m = -\frac{3}{2} p \langle \underline{i}_R^S, j \underline{\psi}_R^S \rangle \quad (4.27)$$

Der Ausdruck $\langle \underline{i}_R^S, j \underline{\psi}_R^S \rangle$ steht für das Skalarprodukt der beiden Größen \underline{i}_R^S und $j \underline{\psi}_R^S$.

Die Bewegungsgleichung für die träge Masse des Rotors wurde bereits im vorigen Kapitel 4.1 bei der Modellbildung für den mechanischen Aufbau des Antriebsstrangs berücksichtigt.

Zusammengefasst ergibt sich folgendes mathematisches Modell einer Käfigläufer-Asynchronmaschine im Ständerkoordinatensystem:

$$\underline{u}_S^S = R_S \underline{i}_S^S + \dot{\underline{\psi}}_S^S \quad (4.28)$$

$$0 = R_R \underline{i}_R^S + \dot{\underline{\psi}}_R^S - j \dot{\phi} \underline{\psi}_R^S \quad (4.29)$$

$$\underline{\psi}_S^S = L_S \underline{i}_S^S + L_h \underline{i}_R^S \quad (4.30)$$

$$\underline{\psi}_R^S = L_R \underline{i}_R^S + L_h \underline{i}_S^S \quad (4.31)$$

$$m = -\frac{3}{2} p \langle \underline{i}_R^S, j \underline{\psi}_R^S \rangle \quad (4.32)$$

mit

$$L_S = L_h + L_{\sigma S} \quad (4.33)$$

$$L_R = L_h + L_{\sigma R} \quad (4.34)$$

Zur Veranschaulichung obiger Gleichungen ist in Abbildung 14 das Ersatzschaltbild einer Käfigläufer-Asynchronmaschine dargestellt.

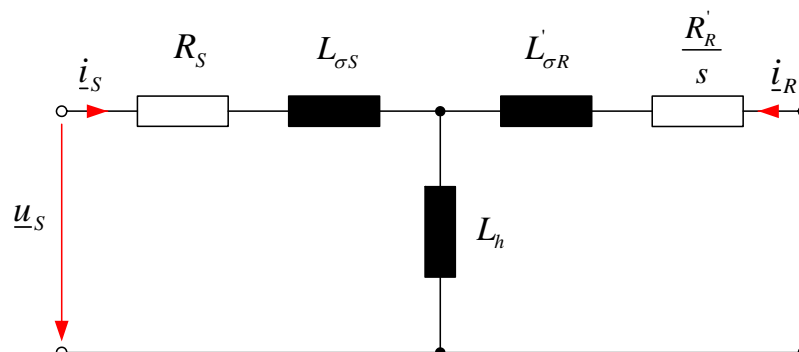


Abbildung 14: Ersatzschaltbild Käfigläufer-Asynchronmaschine

- R_S ... Ständerwiderstand
 R'_R ... Läuferwiderstand (auf die Ständerseite bezogen)
 $L_{\sigma S}$... Ständerstreuinduktivität
 $L'_{\sigma R}$... Läuferstreuinduktivität (auf die Ständerseite bezogen)
 L_h ... Hauptinduktivität

Auf die Regelung der Asynchronmaschine wird in Kapitel 5 näher eingegangen, wobei als Regelungsstrategien die Feldorientierte Regelung (FOC) und die direkte Momentregelung (DTC) zum Einsatz kommen. Die Herleitung des mathematischen Modells für eine Asynchronmaschine ist hier nur knapp dargestellt worden. Für eine ausführliche Behandlung dieser Thematik sei auf [13], [16] und [17] verwiesen.

4.3 Gesamtmodell

Bei der Zusammenführung von einzelnen Modellen ist darauf zu achten, dass im vorliegenden Fall Energie zwischen den Modellen transferiert wird. Beim Energieaustausch zwischen Systemen sind immer zwei physikalische Größen beteiligt und es ergibt sich immer eine Rückwirkung. Im konkreten Fall der Zusammenführung des Modells für den Antriebsstrang und dem für die Asynchronmaschine entsteht im Triebstrang eine Drehzahl aufgrund der Beschleunigung durch das vom Antrieb gelieferte Moment. Diese Drehzahl beeinflusst wiederum die Momentenbildung in der Asynchronmaschine. In Abbildung 15 ist dieser Sachverhalt schematisch dargestellt.

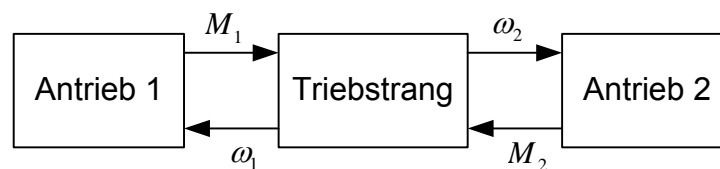


Abbildung 15: Gesamtsystem Antriebsstrang mit Antrieben

Für eine vollständige Simulation des Entwicklungsprüfstandes fehlt noch die Implementierung des Regelungskonzeptes für die Asynchronmaschine. Im folgenden Kapitel wird auf unterschiedliche Regelungskonzepte genauer eingegangen, eine Modellvalidierung folgt in Kapitel 6.

5 Regelung von Asynchronmaschinen

Zur Regelung von Asynchronmaschinen mit hohen dynamischen Anforderungen werden in der Praxis im Wesentlichen zwei unterschiedliche Verfahren eingesetzt. Eine davon ist die feldorientierte Regelung (FOC), die in den nächsten Unterkapiteln genauer beschrieben wird. Dabei wird auch auf den Reglerentwurf und die Implementierung unter Matlab/Simulink eingegangen.

Die zweite Regelungsstrategie ist die direkte Momentenregelung (DTC). Diese spielt für die weiteren Untersuchungen eine untergeordnete Rolle, weshalb nur ein grober Überblick über deren Funktionsweise gegeben wird.

5.1 Feldorientierte Regelung

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein kurzer Einblick in das Regelungskonzept der feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen gegeben werden. Das Konzept geht auf [4] zurück. Für eine ausführliche Abhandlung dieser Thematik sei auf [11], [13] und [17] verwiesen.

Das Drehmoment einer Asynchronmaschine ist von den vier Zustandsgrößen $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $\psi_{S\alpha}$ und $\psi_{S\beta}$ abhängig. Zur Regelung stehen aber nur die zwei Stellgrößen $u_{S\alpha}$ und $u_{S\beta}$ zur Verfügung. Zusätzlich handelt es sich beim mathematischen Modell um ein nichtlineares Modell.

Im Kapitel 4.2 wurde das mathematische Modell einer Asynchronmaschine für das statorfeste Koordinatensystem hergeleitet. Durch eine Transformation in das rotorflussorientierte Koordinatensystem erhält man nach [11] folgendes Gleichungssystem:

$$\dot{i}_{Sd} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-R_\sigma i_{Sd} + u_{Sd} + \left(p\omega_m + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\psi_R} i_{Sq} \right) L_h i_{Sq} + \frac{L_h}{L_R^2} R_R \psi_R \right] \quad (5.1)$$

$$\dot{i}_{Sq} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-R_\sigma i_{Sq} + u_{Sq} - \left(p\omega_m + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\psi_R} i_{Sq} \right) L_\sigma i_{Sd} - p\omega_m \frac{L_h}{L_R} \psi_R \right] \quad (5.2)$$

$$\dot{\psi}_R = \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{Sd} - \psi_R) \quad (5.3)$$

$$\dot{\rho} = \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\psi_R} i_{Sq} \quad (5.4)$$

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \psi_R i_{Sq} \quad (5.5)$$

mit

$$R_\sigma = R_S + R_R \left(\frac{L_h}{L_R} \right)^2 \quad (5.6)$$

und

$$L_\sigma = \frac{L_S L_R - L_h^2}{L_R}. \quad (5.7)$$

Dabei entspricht u_{sd} dem Realteil und u_{sq} dem Imaginärteil des Statorspannungsraumzeigers \underline{u}_s im rotorflussorientierten Koordinatensystem. Gleiches gilt für die Statorströme i_{sd} und i_{sq} . Der Winkel ρ gibt die Lage des rotorflussorientierten Koordinatensystems zum rotorfesten Koordinatensystem an. Den Zusammenhang der einzelnen Koordinatensysteme zeigt folgende Abbildung:

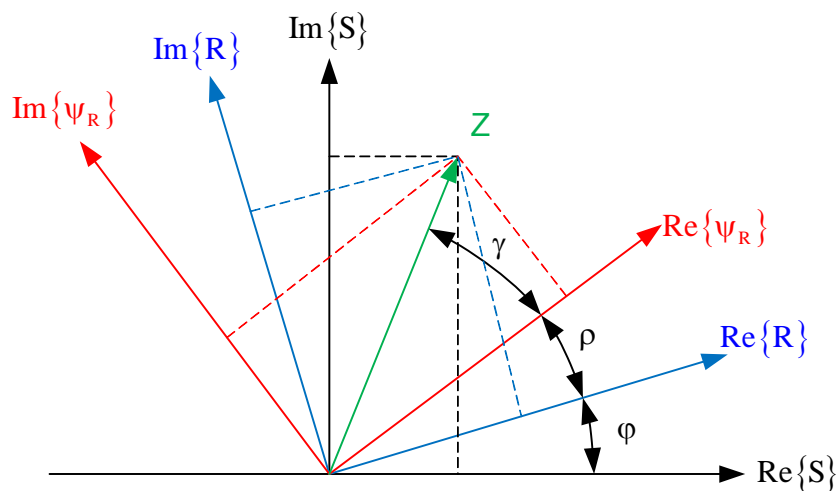


Abbildung 16: Zusammenhang der Koordinatensysteme

S ... statorfestes Koordinatensystem

R ... rotorfestes Koordinatensystem

Ψ_R ... rotorflussorientiertes Koordinatensystem

Eine Umrechnung zwischen den einzelnen Koordinatensystemen kann in der komplexen Raumzeigerdarstellung relativ einfach erfolgen:

$$\underline{z}^{\Psi_R} = z_d + jz_q = |z| e^{j\gamma} \quad (5.8)$$

$$\underline{z}^R = \underline{z}^{\Psi_R} e^{j\rho} = |z| e^{j(\gamma+\rho)} \quad (5.9)$$

$$\underline{z}^S = \underline{z}^R e^{j\varphi} = |z| e^{j(\gamma+\rho+\varphi)} \quad (5.10)$$

Durch die Drehung in das rotorflussorientierte Koordinatensystem kann man das Moment m und den Rotorfluss ψ_R unabhängig voneinander beeinflussen. Betrachtet man die Luferspannungsgleichung

$$\dot{\psi}_R = \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{Sd} - \psi_R) \quad (5.11)$$

ist zu sehen, dass man mit der i_{Sd} -Komponente den Rotorfluss ψ_R steuern kann. Wird dieser auf einen konstanten Wert geregelt, kann man nach der Momentengleichung

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \psi_R i_{Sq} \quad (5.12)$$

das elektrische Drehmoment der Maschine über i_{Sq} einstellen.

Eine Orientierung der Gleichungen der Asynchronmaschine an den Rotorfluss bewirkt somit eine Entkopplung, der Rotorfluss ψ_R und das Drehmoment m lassen sich getrennt voneinander über die Statorstromkomponenten i_{Sd} bzw. i_{Sq} regeln.

Der Rotorfluss ψ_R und dessen Lage ρ können nur mit relativ großem Aufwand über Feldmessungen bestimmt werden. Diese Tatsache macht eine Schätzung dieser Größen erforderlich. Durch eine Zeitdiskretisierung der beiden Differentialgleichungen (5.3) und (5.4) mit der Abtastperiode T_a erhält man zwei Differenzgleichungen, die zum Schätzen des Rotorflusses ψ_R und dessen Lage ρ im Digitalrechner implementiert werden müssen:

$$\psi_{R,k+1} = \left(1 - \frac{R_R}{L_R} T_a \right) \psi_{R,k} + T_a \frac{R_R}{L_R} L_h i_{Sd,k} \quad (5.13)$$

wobei als Anfangswert z.B. $\psi_{R,0} = L_h$ gewählt werden kann und

$$\rho_{k+1} = \rho_k + \frac{R_R}{L_R} T_a \frac{L_h}{\psi_{R,k}} i_{Sq,k} \quad (5.14)$$

mit dem Anfangswert $\rho_0 = 0$.

Bei den so erhaltenen Beobachtergleichungen handelt es sich nicht um einen klassischen Beobachter, bei dem das Entwurfsziel darin besteht, den Beobachterfehler (asymptotisch) zu Null zu machen. Hier kann die Dynamik nicht beeinflusst werden, bei Parameterfehlern kann es zu permanenten Abweichungen zwischen dem realen und dem beobachteten Fluss kommen.

Die Nichtlinearitäten in den Standerspannungsgleichungen werden jeweils durch Einführen einer Kompensationskomponente eliminiert:

$$u_{Sd} = u_{Sd,i} + u_{Sd,komp} \quad (5.15)$$

$$u_{Sq} = u_{Sq,i} + u_{Sq,komp} \quad (5.16)$$

Die Spannung u_{sd} und u_{sq} setzen sich jeweils aus einer stromwirksamen Komponente und einer Kompensationskomponente zusammen. Für die Kompensationskomponenten gilt:

$$u_{sd,komp} = - \left(p\omega_m + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\psi_R} i_{sq} \right) L_h i_{sq} - \frac{L_h}{L_R^2} R_R \psi_R \quad (5.17)$$

$$u_{sq,komp} = \left(p\omega_m + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\psi_R} i_{sd} \right) L_\sigma i_{sd} + p\omega_m \frac{L_h}{L_R} \psi_R \quad (5.18)$$

Diese beiden Kompensationsspannungen müssen online in jedem Taskzyklus berechnet werden. Das erfordert eine Hardware, welche ausreichend Rechenleistung zur Verfügung stellt. Die Statorspannungsgleichungen lauten nach Einführung der Kompensation:

$$i_{sd} = \frac{1}{L_\sigma} [-R_\sigma i_{sd} + u_{sd,i}] \quad (5.19)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_\sigma} [-R_\sigma i_{sq} + u_{sq,i}] \quad (5.20)$$

Die Kompensationsspannungen werden nach dem Stromreglerausgang zur stromwirksamen Komponente addiert.

In Abbildung 17 ist eine schematische Übersicht der feldorientierten Regelung dargestellt. Als Regelkreisstruktur kommt eine Kaskadenstruktur zur Anwendung. Die innerste Reglerschleife ist die Stromregelschleife, in der es einen Zweig für den Strom i_{sd} zum Erzeugen des Feldes in der Maschine gibt. Ihr überlagert ist der Flussregler $R_\psi(z)$, welcher seinen Sollwert aus einer Kennlinie, abhängig von der Drehzahl bekommt. Im Grundstellbereich wird die Maschine auf einen konstanten Fluss geregelt. Soll die Drehzahl über die Nenn Drehzahl erhöht werden, sind zusätzliche Feldschwächmaßnahmen notwendig. Diese werden durch eine statische $1/n$ - Kennlinie realisiert, der Flussregler bekommt damit einen entsprechend niedrigeren Sollwert.

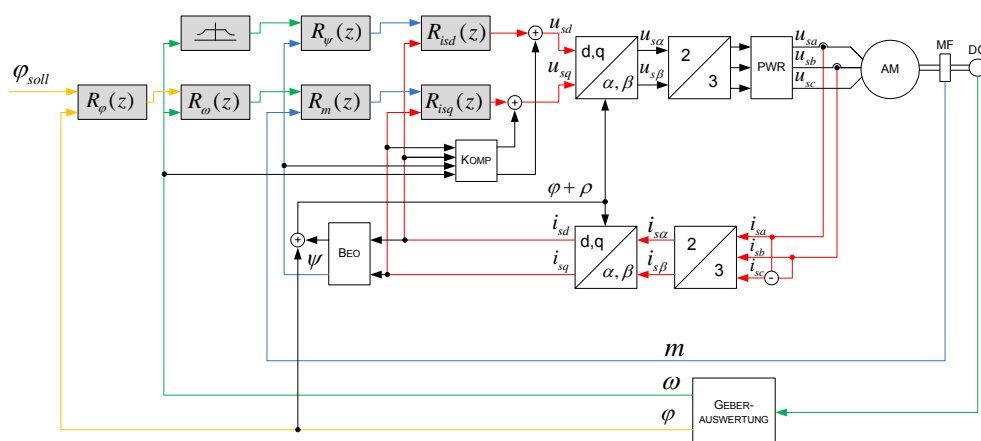


Abbildung 17: Regelkreisstruktur FOC

Der Strom i_{sq} im zweiten Stromregelzweig ist für die Bildung des Momentes verantwortlich. Ihm überlagert sind die Regler für das Moment $R_m(z)$, die Drehzahl $R_\omega(z)$ und der Lageregler $R_\varphi(z)$.

Bei der Kaskadenregelkreisstruktur hat die innerste Reglerschleife (Stromregler) die größte Bandbreite (Dynamik). Nach außen hin nimmt die Dynamik der Regelkreise ab. Die Positionsregelung ist erst in der vierten Kaskade realisiert. Es ist davon auszugehen, dass dieser Lageregler für die geforderte Regelungsgeschwindigkeit bei der synchronen Lageregelung von Prüfständen zu träge sein wird. Daher wurde die Standardausführung der feldorientierten Regelung abgeändert, und der Lageregler direkt nach dem Stromregler positioniert. Die adaptierte Regelkreisstruktur ist in Abbildung 18 dargestellt.

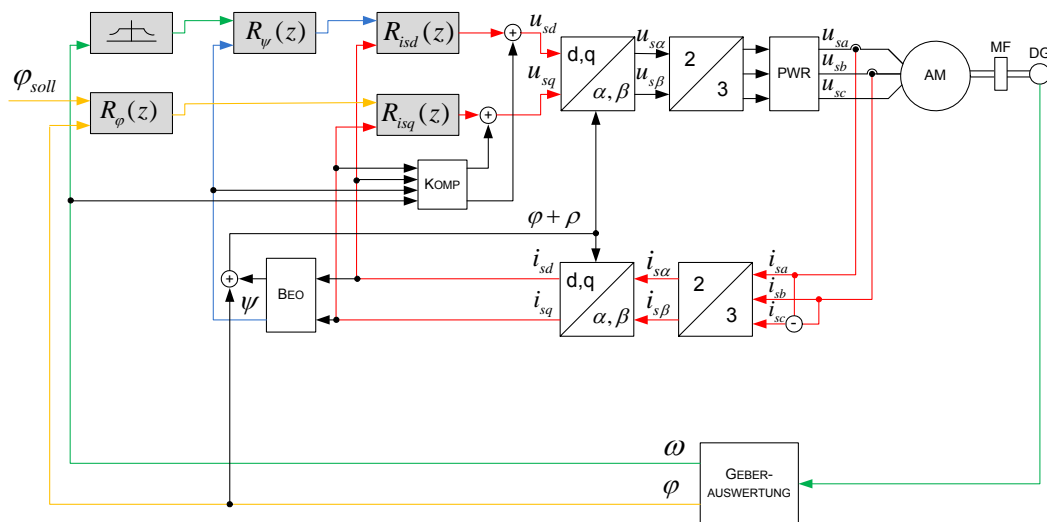


Abbildung 18: Regelkreisstruktur FOC (Lageregler direkt auf Stromregler)

Auf eine Momenten- bzw. Drehzahlregelung muss im weiteren Simulationsverlauf nicht verzichtet werden. Bei der Implementierung des Regelungsschemas wurde eine Umschaltung zwischen Position-, Drehzahl-, und Momentenregler realisiert.

Die feldorientierte Regelung basiert auf der Idee, das mathematische Modell in das rotorflussorientierte Koordinatensystem zu transformieren. Als Ausgang der Kaskadenregelkreisstruktur erhält man die beiden Spannungen u_{sd} und u_{sq} . Um geeignete Spannungen an die Maschinen schalten zu können, müssen diese zuerst vom rotorflussorientierten in das statorfeste Koordinatensystem gedreht werden. Die benötigten Winkel kommen dabei aus einer Messung der aktuellen Rotorlage (φ) bzw. aus einer Schätzung durch den Beobachter (ρ). Die so erhaltenen Spannungen u_{sa} und u_{sb} müssen durch eine geeignete Transformation vom zweiphasigen System in eine dreiphasige Darstellung transformiert werden, ehe sie über den Pulswechselrichter an der Maschine wirksam werden.

Die gemessenen Strangströme werden durch die inverse Transformation wieder in ein zweiphasiges System umgewandelt, und weiter in das rotorflussorientierte Koordinatensystem gedreht. Die Transformationsvorschrift zur Umrechnung vom zweiphasigen System in ein dreiphasiges System und umgekehrt wurde bereits im Kapitel 4.2 beschrieben. Sie wird hier der Vollständigkeit halber noch einmal angeführt:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{bzw.} \quad T^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

5.1.1 Reglerentwurf bei feldorientierter Regelung

Als Regler kommen im vorliegenden Fall PI- Regler für die Stromregler und für den Flussregler zum Einsatz, der Lageregler wird als PID- Regler ausgeführt. Nachfolgend ist die zeitkontinuierliche Form eines PID- Reglers angegeben, wobei eine Darstellung gewählt wurde, bei der die Parameter für den P-, I- und D- Anteil unabhängig voneinander vorgegeben werden können. Die folgende Ausführung des Regelgesetzes beinhaltet bereits einen Realisierungsterm für den Differenzialanteil:

$$R(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{sT + 1} \quad (5.21)$$

Die diskrete Realisierung des Regelgesetzes erfolgt als z-Übertragungsfunktion:

$$R(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (5.22)$$

Die für den Reglerentwurf benötigte mathematische Beschreibung der Regelstrecken wird hier ohne Herleitung angeführt. Für genauere Informationen sei an dieser Stelle auf [11] verwiesen. Die folgende Abbildung zeigt die Kaskadenstruktur für den Stromregler $R_{isd}(z)$ mit überlagertem Flussregler $R_\psi(z)$ (d -Zweig).

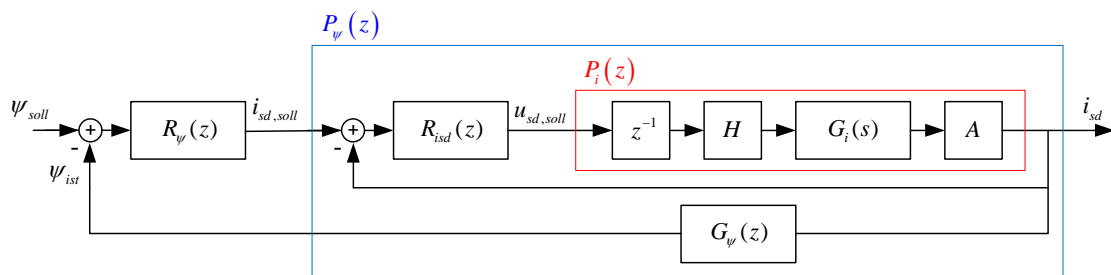


Abbildung 19: Reglerstruktur d -Zweig

Ausgehend von den Statorspannungsgleichungen (5.19) und (5.20) lässt sich die Übertragungsfunktion

$$G_i(s) = \frac{1}{s + \frac{R_\sigma}{L_\sigma}} \quad (5.23)$$

welche einem Verzögerungsglied 1. Ordnung entspricht, anschreiben. Diese ist über ein Halteglied H bzw. einen Abtaster A an das digitale Regelungssystem gekoppelt. Mit der Modellierung des Pulswechselrichters als eine Verzögerung um einen Abtastschritt (z^{-1}) ergibt sich die gesamte Strecke für den Stromreglerentwurf zu:

$$P_i(z) = z^{-1} (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_i(s)}{s} \right\} \quad (5.24)$$

Die Strecke für den Flussreglerentwurf ergibt sich zu:

$$P_\psi(z) = \frac{R_i(z) P_i(z) G_\psi(z)}{1 + R_i(z) P_i(z)} \quad (5.25)$$

Es ist zu beachten, dass diese Übertragungsfunktion den Stromregler $R_{iSd}(z)$ beinhaltet. Wird ein neuer Stromregler verwendet, muss auch ein neuer Flussreglerentwurf durchgeführt werden. Die diskrete Übertragungsfunktion vom Strom i_{Sd} zum Fluss ψ kann ausgehend von der zeitdiskreten Beobachtergleichung (5.13) angegeben werden:

$$G_\psi(z) = \frac{\frac{R_R}{L_R} L_h T_a}{z - 1 + \frac{R_R}{L_R} T_a} \quad (5.26)$$

Im folgenden Strukturbild sind die Verhältnisse für den q -Zweig dargestellt. Dieser besteht wiederum aus einem Stromregler $R_{iSq}(z)$ mit überlagertem Lageregler $R_\varphi(z)$.

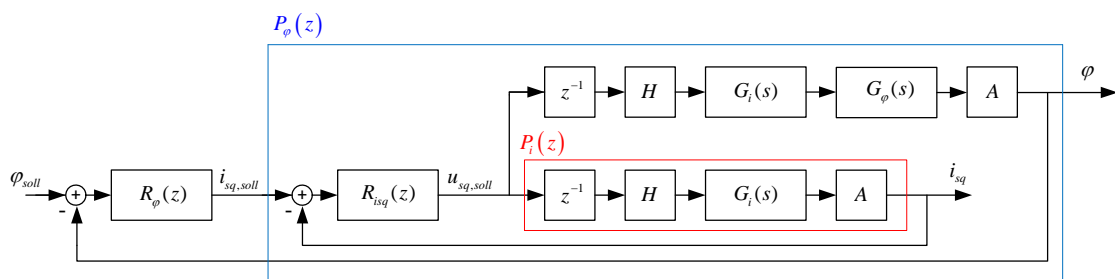


Abbildung 20: Reglerstruktur q -Zweig

Die Strecke für den Stromreglerentwurf hat dieselbe Struktur und dieselben Parameter wie im d -Zweig. Es kann daher der Stromregler $R_{iSq}(z)$ gleich dem Regler $R_{iSd}(z)$

gesetzt werden. Für den Reglerentwurf des Lagereglers $R_\varphi(z)$ kann folgende Strecke angegeben werden:

$$P_\varphi(z) = \frac{R_i(z) z^{-1} (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_i(s) G_\varphi(s)}{s} \right\}}{1 + R_i(z) P_i(z)} \quad (5.27)$$

Auch hier ist der Stromregler in der Streckenübertragungsfunktion enthalten. Die Übertragungsfunktion vom momentbildenden Strom i_{sq} zur Lage φ kann mittels der mechanischen Bewegungsgleichung (4.1) und dem elektrischen Moment m nach (5.5) ermittelt werden. Reibungs- bzw. Belastungsmomente werden als Störgrößen aufgefasst und beim Reglerentwurf vernachlässigt und es wird ein konstanter Fluss ψ_R angenommen:

$$G_\varphi(s) = \frac{\frac{3}{2} \frac{p}{J} \frac{L_h}{L_R} \psi_R}{s^2} \quad (5.28)$$

5.1.2 Frequenzkennlinienverfahren

Der Reglerentwurf wird mit dem Frequenzkennlinienverfahren für zeitdiskrete Systeme durchgeführt. Die Regelstrecke liegt als zeitdiskrete Übertragungsfunktion $P(z)$ vor, wobei es sich beim (zeitdiskreten) Frequenzgang $P^*(e^{j\omega T_a})$ um eine transzendente Funktion handelt. T_a steht hier für die Abtastzeit. Mit der Transformation in eine q -Übertragungsfunktion:

$$P^\#(q) = P(z) \Big|_{z = \frac{1+q\frac{T_a}{2}}{1-q\frac{T_a}{2}}} \quad (5.29)$$

vereinfacht sich der Frequenzgang zu einer rationalen Funktion $P^\#(j\Omega)$ der transformierten Kreisfrequenz Ω . Diese lässt sich folgendermaßen angeben:

$$\Omega = \frac{2}{T_a} \tan \left(\omega \frac{T_a}{2} \right) \quad (5.30)$$

Durch diese Vorgehensweise kann der Reglerentwurf mit dem Frequenzkennlinienverfahren analog zum zeitkontinuierlichen Fall durchgeführt werden. Das entworfene Korrekturglied $R^\#(q)$ muss für die Implementierung in einem Abtastregelkreis in eine z -Übertragungsfunktion transformiert werden:

$$R(z) = R^\#(q) \Big|_{q = \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1}} \quad (5.31)$$

Beim Reglerentwurf mit dem Frequenzkennlinienverfahren werden die geforderten Spezifikationen

- $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = e_\infty$

für eine Testführungsfunktion:

$$r(t) = \sigma(t) \text{ oder } r(t) = t \cdot r(t) \text{ oder } r(t) = \frac{t^2}{2} r(t)$$

- Überschwingweite M_p
- Anstiegszeit t_r

in Forderungen an den offenen Regelkreis übersetzt. Die Überschwingweite M_p und die Anstiegszeit t_r sind in der folgenden Abbildung anhand einer Sprungantwort dargestellt.

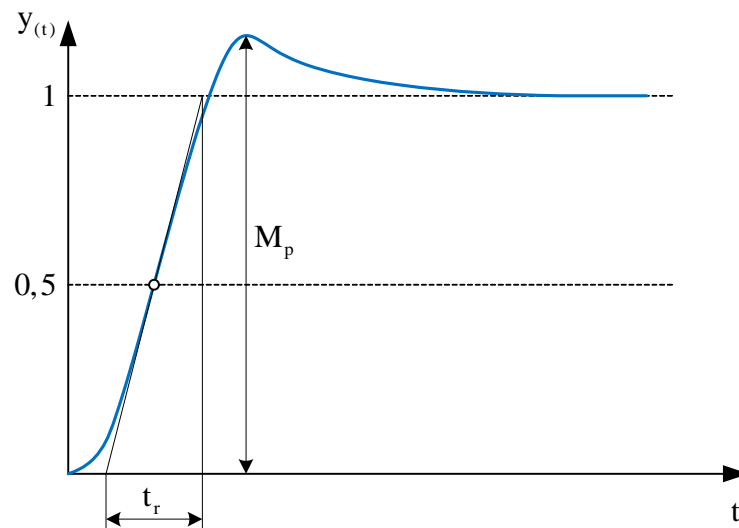


Abbildung 21: Sprungantwort

Mit den folgenden zwei Faustformeln werden die geforderten Spezifikationen für M_p und t_r im Zeitbereich in Bedingungen für den Frequenzgang des offenen Kreises übersetzt:

$$\Phi_r + \ddot{u} \approx 70 \quad (5.32)$$

$$\Omega_c t_r \approx 1.5 \quad (5.33)$$

Das prozentuale Überschwingen \ddot{u} kann aus der Überschwingweite M_p ermittelt werden:

$$\ddot{u} = 100(M_p - 1) \quad (5.34)$$

Die Durchtrittsfrequenz Ω_c ist jene Frequenz, bei welcher der Betragsgang die Null-dB-Linie schneidet. Der Abstand der Phase an dieser Stelle zu -180° wird als

Phasenreserve Φ_r bezeichnet. Durch Hinzufügen von Korrekturgliedern in den offenen Kreis kann der Frequenzgang nach obigen Vorgaben geformt werden.

Auf die bleibende Regelabweichung e_∞ kann über die Struktur der Übertragungsfunktion des offenen Kreises Einfluss genommen werden:

$$L^\#(q) = R^\#(q)P^\#(q) = \frac{V \cdot Z^\#(q)}{q^\lambda N^\#(q)} \quad (5.35)$$

λ gibt die Anzahl der Polstellen bei Null und V die Verstärkung des offenen Kreises an. $Z^\#(q)$ und $N^\#(q)$ sind Polynome in q mit $Z^\#(0) = N^\#(0) = 1$.

Die exakten Werte für die bleibende Regelabweichung e_∞ für konstante (1), rampenförmige (kT_a) und quadratische Führungsgrößen ($k^2T_a^2/2$) sind in der folgenden Tabelle angegeben.

Tabelle 1: bleibende Regelabweichung für verschiedene Testfunktionen

	$\lambda=0$	$\lambda=1$	$\lambda=2$
(1)	$\frac{1}{1+V}$	0	0
(kT_a)	∞	$\frac{1}{V}$	0
$\left(\frac{k^2T_a^2}{2}\right)$	∞	∞	$\frac{1}{V}$

Die Forderung nach einem verschwindenden Regelfehler im stationären Betrieb setzt eine Polstelle bei Null voraus. Diese Bedingung wird durch den Einsatz von PI- bzw. PID-Reglern unabhängig von der Streckenübertragungsfunktion erfüllt.

Eine komfortable Durchführung des Frequenzkennlinienverfahren bietet das Matlab-Werkzeug SISO-Tool. Beispielhaft wird der Entwurf für den Stromregler für die in Kapitel 7.2 verwendete Asynchronmaschine gezeigt. Die q -Übertragungsfunktion für die Regelstrecke des Stromregelkreises lautet:

$$P_i^\#(q) = \frac{0,05853q^2 - 2341q + 2,341 \cdot 10^7}{q^2 + 20030q + 6,321 \cdot 10^5}$$

Der Regler kann direkt im SISO-Tool durch Einfügen von Kompensationsgliedern entwickelt werden. Dabei ist die Lage der Pole und Nullstellen online verschiebbar. Zusätzlich gibt es die Möglichkeit, die Auswirkung von Veränderungen direkt in einer Sprungantwort zu betrachten. Nach erfolgter Anpassung kann der Regler in den Workspace exportiert werden.

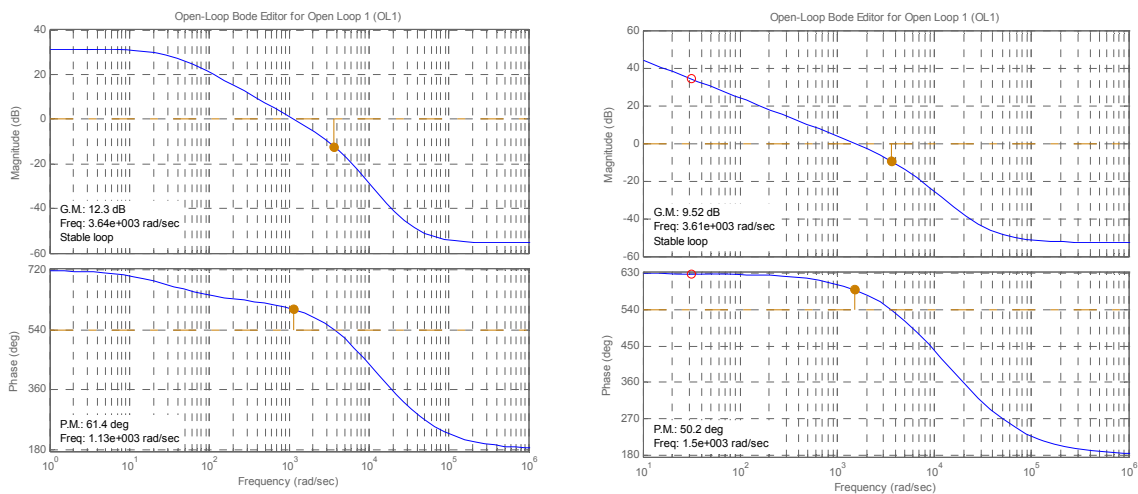


Abbildung 22: logarithmische Frequenzkennlinien Stromreglerentwurf

Obige Abbildung zeigt den Entwurfsprozess für den Stromregler. Links ist das Bode-Diagramm der unregulierten Strecke dargestellt, rechts sind bereits die Korrekturglieder im offenen Kreis enthalten. Um eine PI-Reglerform zu realisieren wurden als Kompensationsglieder ein Integrator und eine Nullstelle eingefügt. Die Phasenreserve beträgt für den verwendeten Regler 50° . Nach der Faustformel (5.32) entspricht das einem Überschwingen von 20%. Die ermittelte Reglerübertragungsfunktion lautet:

$$R_i^\#(q) = \frac{1,3576(q+31,62)}{q}$$

Der entworfene Regler muss für den Einsatz in einem Abtastregelkreis mit der Bilineartransformation (5.31) in eine z-Übertragungsfunktion transformiert werden:

$$R_i(z) = \frac{1,3598(z-0,9968)}{z-1}$$

5.1.3 Realisierung unter Matlab/Simulink

Die im vorigen Kapitel beschriebene feldorientierte Regelung von Asynchronmaschinen wurde für simulationstechnische Untersuchungen in der Simulationsumgebung Matlab/Simulink implementiert. Nachfolgend sind einige Details der modellierten Komponenten angeführt. Der realisierte Koppelplan ist in Abbildung 23 zu sehen.

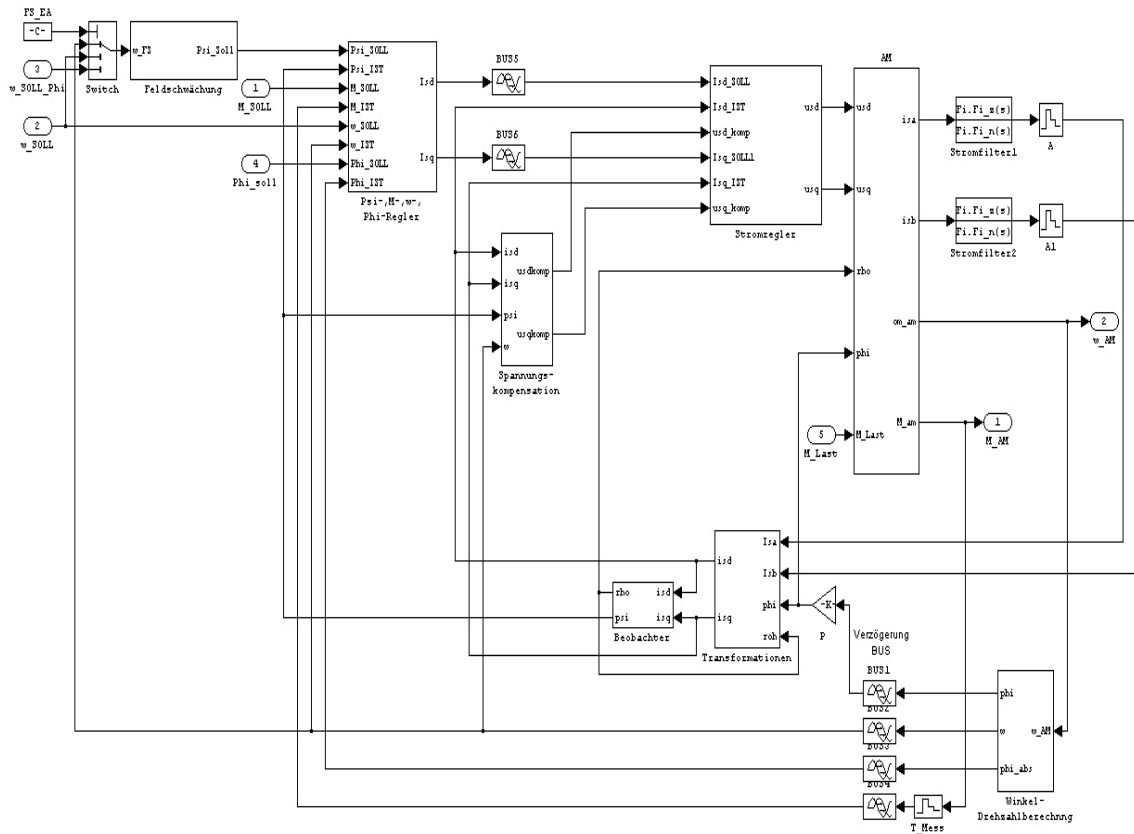


Abbildung 23: Koppelplan feldorientierte Regelung einer AM

Regler:

Die Regler sind als diskrete Übertragungsfunktionen implementiert. Das Script-File zum Reglerentwurf liefert dabei direkt den diskreten Regler. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, die einzelnen PID- Parameter manuell vorzugeben. Eine Umrechnung mit der Bilineartransformation (5.31) ist im Reglerfile integriert. Um ein Aufintegrieren des Integrators in der Stellgrößenbeschränkung zu vermeiden, wurde eine Anti-Windup Maßnahme in den einzelnen Reglern realisiert. Die Struktur ist in folgender Abbildung dargestellt:

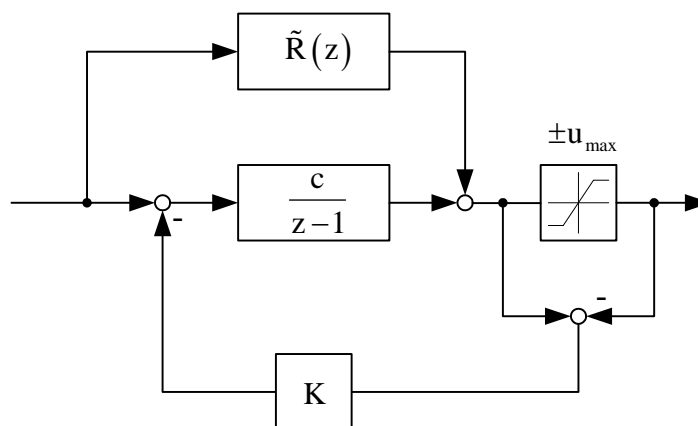


Abbildung 24: Anti- Windup Maßnahme

Bei dieser Methode für die Anti- Windup Maßnahme wird der Integrieranteil von der Reglerübertragungsfunktion abgespalten:

$$R(z) = \frac{c}{z-1} + \tilde{R}(z) \quad (5.36)$$

Der durch den Begrenzer abgeschnittene Teil der Stellgröße wird zum Eingang des Integrierers zurückgeführt. Der Parameter K wurde als Konstante mit dem Wert $K=1$ gewählt.

Bei den Stromreglern ergibt sich die maximale Stellgröße aus der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung u_{ZK} . Aus dieser müssen die maximalen Stellgrößen für die d - und die q - Komponente ermittelt werden. Es gilt:

$$\sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \leq u_{ZK} \quad (5.37)$$

Aufgrund der Tatsache, dass Flussänderungen nur langsam erreicht werden, wurde eine Vorrangregelung für die d -Komponente getroffen. Es wird vorgegeben, wie viel Prozent der Zwischenkreisspannung zum Erreichen des für den Fluss verantwortlichen Stromes i_{sd} reserviert werden. Abhängig von der tatsächlich benötigten Spannung im Flussregelkreis ergibt sich die maximale Stellgröße, die zum Erreichen des momentenbildenden Stromes i_{sq} zur Verfügung steht. Diese variable Sättigung wurde mit einem dynamischen Sättigungsblock realisiert.

Reglerzykluszeiten:

Die Taskzeiten der einzelnen Regler sind variabel gestaltet. Wird die Taskzeit verändert, ist ein neuer Reglerentwurf durchzuführen. Bei den folgenden Untersuchungen wird die Reglerfrequenz zwischen 1 kHz und 20 kHz variiert. Der Stromregler ist am realen System direkt im Umrichter implementiert. Dieser läuft immer mit einer Reglerfrequenz von 20 kHz und es treten hier auch keine Busverzögerungen auf.

Busverzögerungszeiten:

Verzögerungen, die durch das Bussystem verursacht werden, treten in den Busmodulen und bei der Übertragung am Bus auf. Im konkreten Regelungssystem ist das bei der Übertragung der Sollgrößen an die Stellglieder bzw. bei der Übermittlung von Messgrößen an die Zentraleinheit der Fall. In der Simulation sind die Verzögerungsglieder als *Transport Delay* modelliert und haben als Verzögerungszeit ein Vielfaches der Reglerzykluszeit.

Feldschwächung:

Im Grundstellbereich wird die Maschine auf einen konstanten Fluss geregelt. Um Drehzahlen über der Nenndrehzahl zu erreichen, muss eine Feldschwächung durchgeführt werden. In der Simulation wird dabei der Sollfluss nach einer statischen $1/n$ - Kennlinie abgeschwächt.

Pulswechselrichter:

Auf die Modellierung des Pulswechselrichters wurde verzichtet. In der Simulation wird lediglich die geforderte Spannung, nach einer Verzögerung um einen Abtastschritt, an die Maschine geschaltet.

Drehgeber:

Aus der Winkeländerung pro Abtastzyklus wird ein Zählerstand generiert, wobei eine Umdrehung einer Anzahl von 8192 Inkrementen entspricht. Aus diesem Drehgebersignal wird in weiterer Folge in der Geberauswertung ein Drehzahl- bzw. Positionssignal ermittelt. Bei den Drehgebern am Entwicklungsprüfstand ist, zur Erhöhung der Auflösung, jedes Inkrementalsignal zusätzlich als Sinussignal ausgeführt. Auf die aufwändige Modellierung eines solchen Signals wurde verzichtet. Um eine vergleichbare Auflösung wie am realen System zu erhalten, wurde die Strichzahl um den Faktor 10 erhöht.

Momentenmessung:

Die Messung des Momentes wird durch das Abtasten des analogen Momentensignals für die Dauer einer Zykluszeit angenähert. Busverzögerungen treten je nach Aufbau des Regelungssystems auf. Beim Entwicklungsprüfstand wird der Momentenwert über ein analoges Spannungssignal direkt an den I/O- Modulen an der Zentraleinheit ausgewertet, Busverzögerungszeiten können somit vernachlässigt werden.

Asynchronmaschine:

Die Gleichungen für die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschinen sind im statorfesten Koordinatensystem implementiert. Die feldorientierte Regelung muss im rotorflussorientierten Koordinatensystem realisiert werden. Zur Kopplung der beiden Teile müssen Drehungen zwischen den beiden Koordinatensystemen und Transformationen zwischen zweisträngigen und dreisträngigen Systemen erfolgen. Die verwendeten Maschinenparameter konnten dem vom Hersteller gelieferten Datenblatt entnommen werden.

Die Simulationen wurden mit folgenden Einstellungen durchgeführt:

- Solvertype: Variable Schrittweite
- Solver: Ode 45 (Dormand-Prince)
- Maximale Schrittweite: T_a (Abtastzeit des Stromreglers)
- Minimale Schrittweite: automatisch

5.2 Direkte Momentenregelung

Da die DTC für weitere Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit nur eine untergeordnete Rolle spielt, wird hier nur die grundlegende Idee des Regelungskonzeptes erläutert. Für eine genauere Abhandlung sei auf [11] verwiesen.

Bei der direkten Momentenregelung geht man vom Verhalten der Stromrichterschaltung aus. In der folgenden Abbildung sind die Halbleiterventile der Stromrichterschaltung durch Schalter ersetzt worden. Zum Erzeugen der Phasenspannungen u_a , u_b und u_c aus der Zwischenkreisspannung u_{ZK} können jetzt unterschiedliche Schalterstellungen gewählt werden, wobei Kurzschlüsse durch gleichzeitiges Schließen der beiden Schalter eines Zweiges verhindert werden müssen.

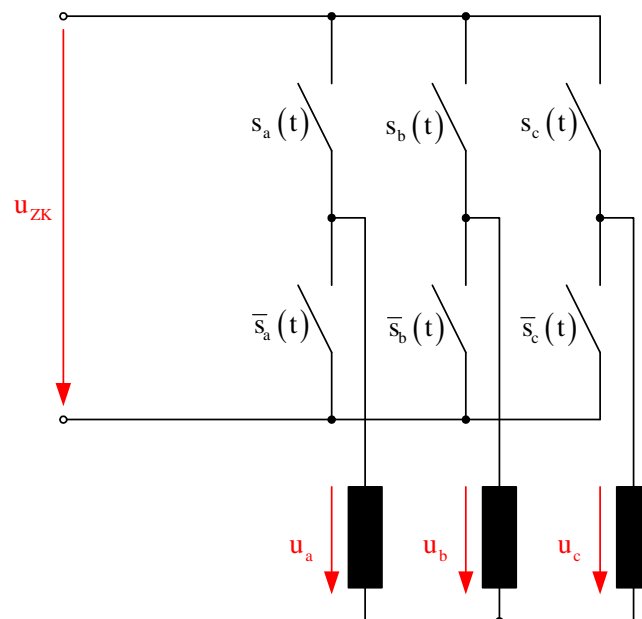


Abbildung 25: Stromrichterschaltung bei DTC

Die Schalterfunktionen $s_a(t)$, $s_b(t)$ und $s_c(t)$ können dabei folgende Werte annehmen:

$$s_{a,b,c}(t) = \begin{cases} 1 & \dots \text{ wenn Schalter geschlossen} \\ 0 & \dots \text{ sonst} \end{cases}$$

Unter der Annahme eines symmetrischen Aufbaus und eines nicht angeschlossenen Sternpunktes kann der Statorspannungsraumzeiger \underline{u}_S^S als Funktion der Schalterstellungen $s_a(t)$, $s_b(t)$ und $s_c(t)$ hergeleitet werden:

$$\underline{u}_S^S = \frac{2}{3} u_{ZK} \left[s_a(t) + s_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (5.38)$$

Für die drei Schalter mit jeweils zweiwertiger Schalterstellung ergeben sich acht Möglichkeiten für den Statorspannungsraumzeiger.

Tabelle 2: Statorspannungsraumzeiger

	$s_a(t)$	$s_b(t)$	$s_c(t)$
v_0	0	0	0
v_1	1	0	0
v_2	1	1	0
v_3	0	1	0
v_4	0	1	1
v_5	0	0	1
v_6	1	0	1
v_7	1	1	1

Die räumliche Anordnung der möglichen Spannungsraumzeigerstellungen ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

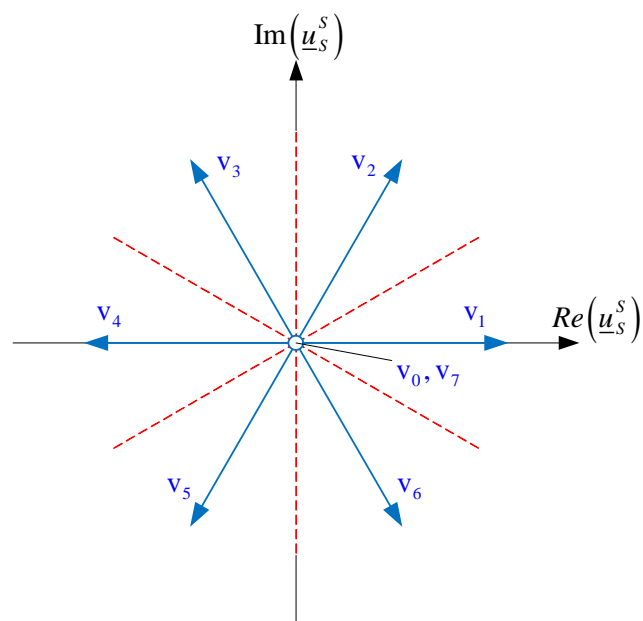


Abbildung 26: Spannungsraumzeiger bei DTC

Unter der Annahme eines kleinen Ständerwiderstandes R_S und einer sehr kleinen Abtastperiode Δt erhält man für eine Flussänderung:

$$\Delta \underline{\psi}_S^S = \underline{u}_S^S \Delta t \quad (5.39)$$

Eine Flussänderung kann durch eine Änderung des Spannungsraumzeigers, also durch eine Änderung der Schalterstellungen, erreicht werden. Nach obiger Formel ergibt sich eine „kleine“ Flussänderung in Richtung des Spannungsraumzeigers.

Nun stellt sich die Frage, welche Auswirkung eine Änderung der Schalterstellung, und somit des Spannungsraumzeigers, auf das Moment hat. Ausgehend von der Momentengleichung im Rotorkoordinatensystem liefert die Herleitung folgendes Ergebnis:

$$M = -\frac{3}{2} p \frac{L_h}{\sigma L_S L_R} |\underline{\psi}_S| |\underline{\psi}_R| \sin(\alpha_{SR}) \quad (5.40)$$

Aus obiger Gleichung kann man erkennen, dass eine Momentenänderung u. a. über eine Änderung des Winkels zwischen dem Rotor- und dem Ständerflussraumzeiger erreicht werden kann. Der Zusammenhang zwischen Ständerfluss $\underline{\psi}_S$ und Rotorfluss $\underline{\psi}_R$ kann über folgende Übertragungsfunktion, die einem Verzögerungsglied 1. Ordnung entspricht, angegeben werden:

$$\underline{\psi}_R^R(s) = \frac{\frac{L_h}{L_S}}{1 + \sigma \frac{L_R}{R_R} s} \underline{\psi}_S^S(s) \quad (5.41)$$

Dabei entspricht die Streuziffer σ :

$$\sigma = \frac{L_R L_S - L_h^2}{L_S} \quad (5.42)$$

Allgemein gilt, dass eine Winkeländerung zwischen den Zeigern schnell erfolgt, eine Längenänderung (Flussänderung) funktioniert langsamer.

Der eigentliche Momentenregler wird vielfach als Dreipunktregler ausgeführt. Sein Ausgang kann abhängig von Regelfehler $\Delta M = M_{soll} - M$ mit einer Momentenschwelle M_T folgende Werte annehmen:

- 1 ... für $\Delta M \geq M_T$
- 0 ... für $-M_T < \Delta M < M_T$
- 1 ... für $\Delta M \leq -M_T$

Der häufig als Zweipunktregler ausgeführte Flussregler kann abhängig vom Regelfehler $\Delta \psi = \psi_{soll} - \psi$ zwei Ausgangszustände annehmen:

- 1 ... für $|\psi_S|_{soll} \geq |\psi_S|_{Ist}$
- 1 ... sonst

Das Kernstück der direkten Momentenregelung ist folgende Schalterauswahltablelle. Auf Grund dieser Tabelle wird, abhängig von der geforderten Momenten- und Flussänderung, entschieden, welcher Spannungsraumzeiger für den nächsten Taskzyklus gewählt wird. Dazu ist noch eine Sektorerkennung notwendig. Der Sektor, in dem sich der Spannungsraumzeiger gerade befindet, wird mit dem Index k bezeichnet. Ausgehend vom Sektor k wird bei Sektoren gegen den Uhrzeigersinn der Index k erhöht, im Uhrzeigersinn verringert.

Tabelle 3: Schalterauswahl DTC

ΔM	$\Delta \psi$	Spannungsraumzeiger
-1	-1	V_{k-2}
-1	1	V_{k-1}
0	-1	V_0
0	1	V_0
1	-1	V_{k+2}
1	1	V_{k+1}

Mit der direkten Momentenregelung können vergleichsweise schnelle Momentenänderungen erreicht werden. Der schaltend ausgeführte Regler ist robust gegen Parameterschwankungen. Es gibt allerdings den großen Nachteil des Momentenrippels, aufgrund dessen die DTC für den Einsatz bei der Lageregelung am Prüfstand nicht in Frage kommt. Ein Vergleich der Simulationsergebnisse mit der FOC wird im Kapitel 7.2.2 gezogen.

6 Modellvalidierung

Bei der Modellvalidierung wird untersucht, ob das mathematische Modell das Verhalten des zu untersuchenden physikalischen Systems ausreichend wiedergibt. Als Grundlage für die Untersuchungen dienen im vorliegenden Fall Messergebnisse, die aus am Entwicklungsprüfstand durchgeführten Prüfläufen stammen. Bevor jedoch ein Vergleich des Modells mit der Realität durchgeführt werden kann, müssen in einem ersten Schritt die Parameter der mathematischen Beschreibung an den realen Aufbau angepasst werden. Sollten gewisse Eigenschaften unzureichend wiedergegeben werden, muss eine Verbesserung des Modells durchgeführt werden.

6.1 Anpassen des Modells an den realen Prüfstand

Bedingt durch den Aufbau des Entwicklungsprüfstandes können gewisse Parameter nicht direkt aus den Datenblättern entnommen werden. Die Federkonstanten ergeben sich aus einer Zusammenschaltung von Elementen mit bekannter Torsionssteifigkeit sowie selbst gefertigten Bauteilen mit unbekanntem Wert. Zusätzlich müssen die Parameter für die Reibung ermittelt und die auftretende Busverzögerungszeit bestimmt werden. Die Vierpolparameter der Antriebe hingegen können dem Datenblatt entnommen werden. Eine Auflistung der bei der Verifikation gefundenen Parameter sind im Anhang B.1 Prüfstandsparameter zu finden.

6.1.1 Reibung

Zum Bestimmen des Reibungsverlaufes wurden Auslaufversuche bei unterschiedlichen Anfangsdrehzahlen und Drehrichtungen durchgeführt. Dabei wurde einer der beiden Antriebe zum Erreichen der Drehzahl verwendet, der zweite war im Leerlauf. Bei einer bestimmten Drehzahl wurde auch die Antriebsmaschine in den Leerlauf geschaltet und der Prüfstand rollte bis zum Stillstand aus. Das Getriebespiel wurde für diesen Versuch gesperrt.

Bei der Bewegungsgleichung für den gesamten Aufbau

$$J_{Ges} \ddot{\varphi} = M_A - M_R \quad (6.1)$$

wirkt das Reibmoment M_R dem Antriebsmoment M_A entgegen. Das Trägheitsmoment J_{Ges} des gesamten Prüfstandes setzt sich aus den Trägheitsmomenten der Antriebe und des Getriebes zusammen. Im Auslaufversuch gilt für das Antriebsmoment $M_A = 0$ und das Reibungsmoment lässt sich aus der Bewegungsgleichung ermitteln:

$$M_R = -J_{Ges} \ddot{\varphi} \quad (6.2)$$

Die benötigte Winkelbeschleunigung erhält man durch Differenzieren des gemessenen Drehzahlverlaufes. Das so erhaltene Reibungsmoment M_R ist in Abbildung 27 dargestellt.

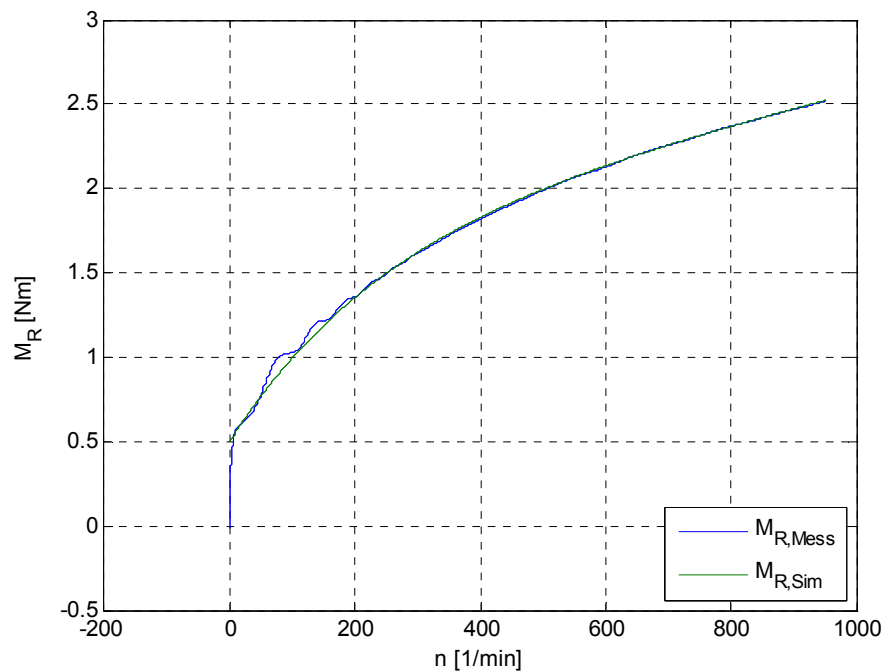


Abbildung 27: verbessertes Reibungsmodell mit exponentiellem Anteil

Aus dem Verlauf des Reibungsmomentes über der Drehzahl ist zu erkennen, dass der Ansatz für die Modellierung der Reibung aus einem coulomb'schen und einem viskosen Reibungsanteil prinzipiell ausreichend ist. Der viskose Reibungsanteil erhöht sich jedoch nicht linear mit der Drehzahl, vielmehr verläuft er annähernd exponentiell. Das mathematische Modell für die Reibung wird daher um einen exponentiellen Anteil erweitert:

$$M_R = M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega + M_{0,\text{exp}} \left(1 - e^{-\frac{\omega}{\omega_0}} \right) \quad (6.3)$$

Dieses verbesserte Reibungsmoment wird in den Bewegungsgleichungen für den Prüfstand je zur Hälfte auf die beiden Antriebe aufgeteilt. Eine Gegenüberstellung des berechneten Reibungsmomentes zum realen ist in Abbildung 27 zu sehen.

6.1.2 Wellenparameter

Eine gesamte Torsionssteifigkeit kann aus den Federsteifigkeiten der einzelnen rotierenden Normteile abgeschätzt werden. Da auch Komponenten mit unbekanntem Federsteifigkeiten verbaut sind, muss eine Adaption der berechneten Wellensteifigkeit an den Prüfstand erfolgen. Eine Dämpfungskonstante konnte in den wenigsten Fällen im Datenblatt gefunden werden.

Zum Ermitteln der Wellenparameter wurde der Triebstrang durch eine schlagartige Belastungsänderung zum Schwingen gebracht. In der Simulation wurden nun die Wellenparameter iterativ an das Messergebnis angepasst, und die so erhaltenen Parameter mit Messdaten aus einem weiteren Versuch verifiziert. Einen Vergleich eines Schwingvorganges zwischen Realität und Simulation zeigt Abbildung 28.

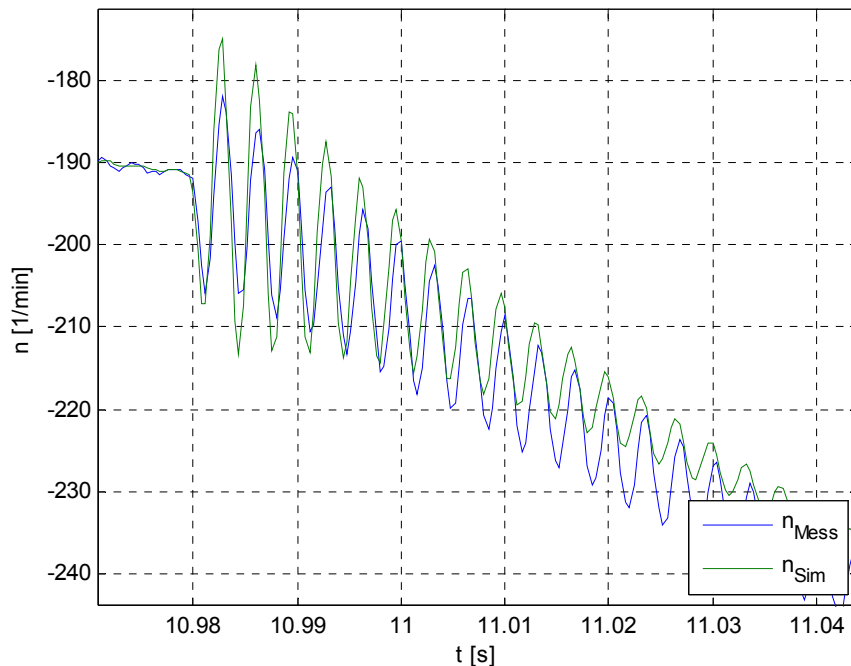


Abbildung 28: Schwingverhalten

6.1.3 Busverzögerungszeiten

Die Zentraleinheit kommuniziert über ein Bussystem mit den Stellgliedern. Hierbei kann es in den Busmodulen beim Senden und Empfangen von Sollwerten bzw. Messdaten zu Verzögerungen kommen. Um einen Eindruck über die Größe dieser Busverzögerung zu bekommen, wurde dem Positionsregler eine sprungförmige Führungsgröße vorgegeben. Der Reglerausgang wird über den Bus an das Stellglied übermittelt, welches den Strom an die Antriebe schaltet. Die auftretende Bewegung der Maschinen wird über die Drehgeber registriert, in den Einsteckmodulen im Servoverstärker ausgewertet und wieder über den Bus an die CPU übermittelt. Die zeitliche Differenz zwischen dem Sprung des Sollwertes, und ein Erkennen der Reaktion des Prüfstandes beinhaltet somit alle Verzögerungen, die im Bussystem auftreten. Für das hier vorgestellte Regelungssystem ergibt sich eine gesamte Verzögerungszeit in der Höhe der 8-fachen minimal einstellbaren Zykluszeit.

6.1.4 Getriebeispiel

Im Getriebe kommt es nach Durchlaufen der Getriebelose zu einem Anschlagen an den Grenzen des Spiels. Dieser Anschlagvorgang wurde durch eine Torsionsfeder mit steifer Federkennlinie modelliert. Dabei wird durch das auftretende Federmoment der Triebstrang gegen die Belastungsrichtung beschleunigt, man befindet sich wieder im Getriebeispiel. Ein wiederholtes Anschlagen erfolgt jetzt mit weniger Energie, der Rückstoß ist kleiner. Gesamt erhält man einen abklingenden Anschlagvorgang an den Grenzen des Getriebeispiels (vgl. Abbildung 29).

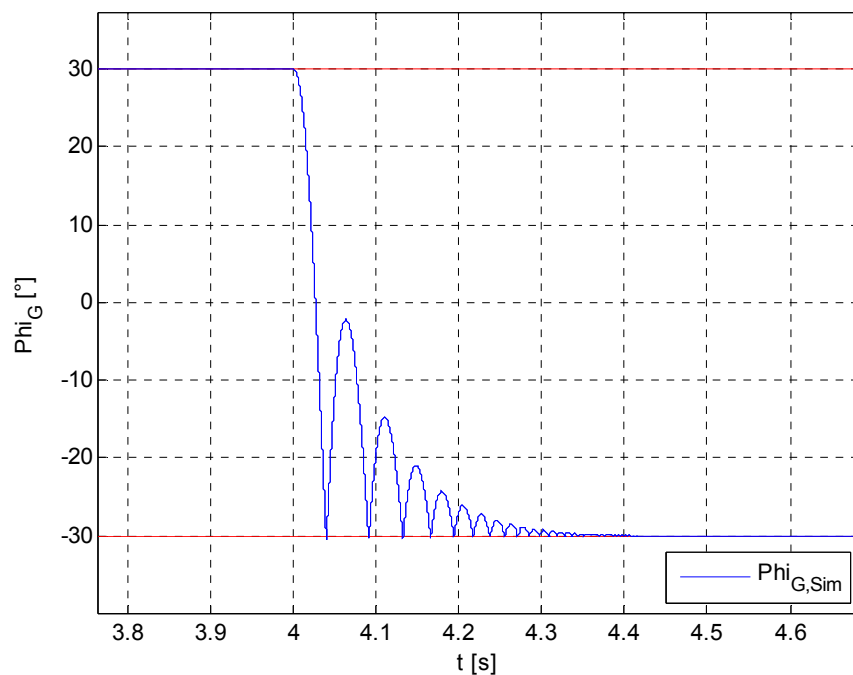


Abbildung 29: Differenzwinkel im Getriebe

Am Entwicklungsprüfstand sind die beiden Getriebehälften auf einer gemeinsamen Welle gelagert. Durch Fertigungsungenauigkeiten und Verspannungen im Aufbau kommt es an den Anschlägen des Getriebeispiels zu einem Verklemmen des Getriebes. Dieses Verhalten ist ähnlich einer coulomb'schen Reibung, bei der sich das Getriebeispiel erst nach Überschreiten einer Momentengrenze löst. Beim Anschlagen an die Grenzen des Getriebes kommt es abhängig von der Aufprallenergie zu keinem bzw. zu einem stark gedämpften Zurückfedern.

Es kann davon ausgegangen werden, dass dieses Verhalten in realen Getrieben nicht auftritt. Aufgrund dieser Tatsache wird das mathematische Modell hier nicht an den Entwicklungsprüfstand angepasst, sondern die Lösung der Modellierung mittels steifer Torsionsfeder beibehalten.

6.2 Vergleich Modell / realer Prüfstand

Nachdem die Modellparameter des mathematischen Modells an den realen Prüfstand angepasst sind, können Vergleiche der beiden Systeme aufgestellt werden. Dabei wurden während des Prüflaufes die Sollwerte für die Antriebsregler mitprotokolliert und der Simulation als Eingangsgrößen zur Verfügung gestellt. Somit kann ein direkter Vergleich von gesamten Prüfläufen durchgeführt werden.

6.2.1 Stromaufbau

Für die Lageregelung gilt es zu klären, wie schnell die Maschine den Strom, welcher gleichbedeutend mit dem Moment ist, aufbauen kann. Um dahingehend keine Fehler bei der Simulation zu begehen, ist es bei der Modellverifikation sinnvoll, in einem ersten Schritt den Stromaufbau zu betrachten. Abbildung 30 zeigt den Stromverlauf, der sich bei einem sprungförmigen Verlauf des Sollmomentes ergibt.

Eine Vorgabe der Reglerparameter für die Stromregler, welche direkt im Servoverstärker implementiert sind, ist am Entwicklungsprüfstand nicht möglich. Diese werden nach einem Identifikationslauf automatisch ermittelt.

Da die Reglerparameter für die Simulation mit Hilfe des FKL- Verfahrens ermittelt wurden, ergeben sich geringfügige Abweichungen im Vergleich zu den Messergebnissen. Der reale Stromregler zeigt ein deutlicheres Überschwingen als die Simulation, beide Systeme haben jedoch die gleiche Anstiegsgeschwindigkeit.

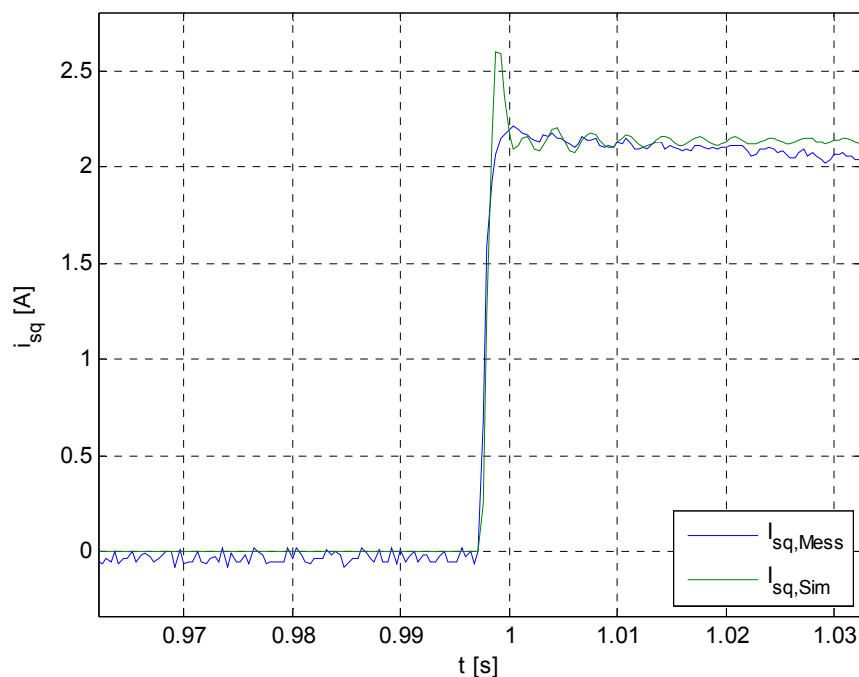


Abbildung 30: Stromaufbau

6.2.2 Beschleunigungsvorgang

Mit dem Beschleunigungsvorgang wird das träge Verhalten des Triebstranges überprüft. Dabei wird eine Maschine jeweils für eine Sekunde auf ein konstantes Moment geregelt, der zweite Antrieb befindet sich im Leerlauf. Der Prüfstand wird für die Dauer des anliegenden Momentes mit einer bestimmten Steigung beschleunigt.

Die verwendeten Trägheitsmomente konnten für die Antriebe aus dem vom Hersteller gelieferten Datenblatt entnommen werden, das Trägheitsmoment der selbst gefertigten Bauteile lieferte die Konstruktionssoftware.

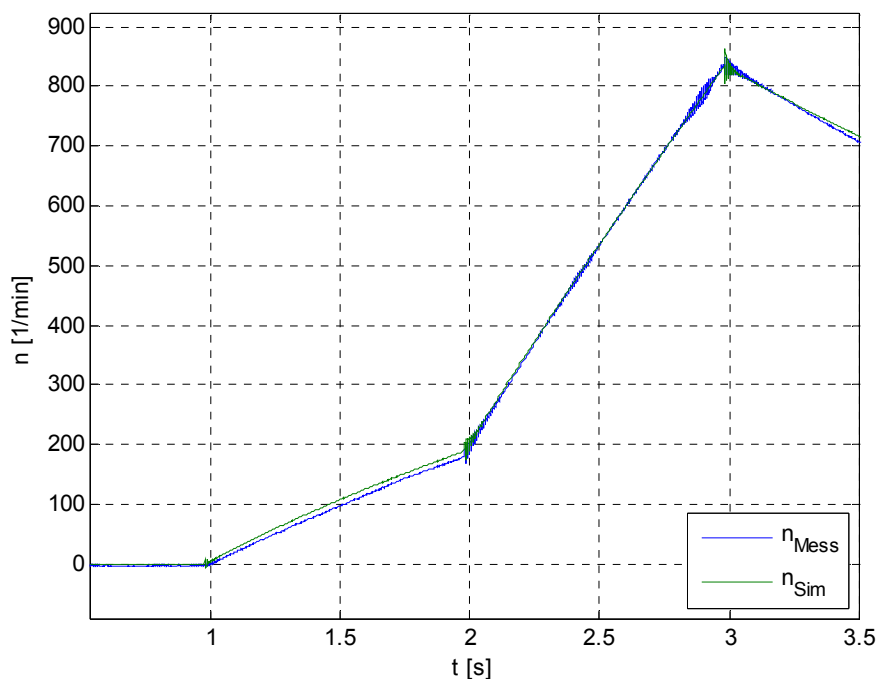


Abbildung 31: Beschleunigungsvorgang

6.2.3 Lageregelung

Ein Testfall bei der späteren Untersuchung der Lageregelung von Asynchronmaschinen wird eine sprungförmige Momentenbelastung des Antriebs sein. Die Abweichung von der Solllage wird dabei untersucht.

Beim Prüflauf für die Modellverifikation wird ein Antrieb auf einen konstanten Lagewert geregelt, die zweite Maschine bringt schlagartig ein Lastmoment auf. Die Abweichung der lagegeregelten Maschine zur Solllage wird dabei betrachtet und in Abbildung 32 dem Simulationsergebnis gegenübergestellt. Dabei geht das Verhalten des gesamten mathematischen Modells des Prüfstands inklusive der Regelung der Antriebe in das Ergebnis ein. Für das Modell und den realen Prüfstand wurden dabei für die übergeordneten Reglerschleifen identische Reglerparameter verwendet.

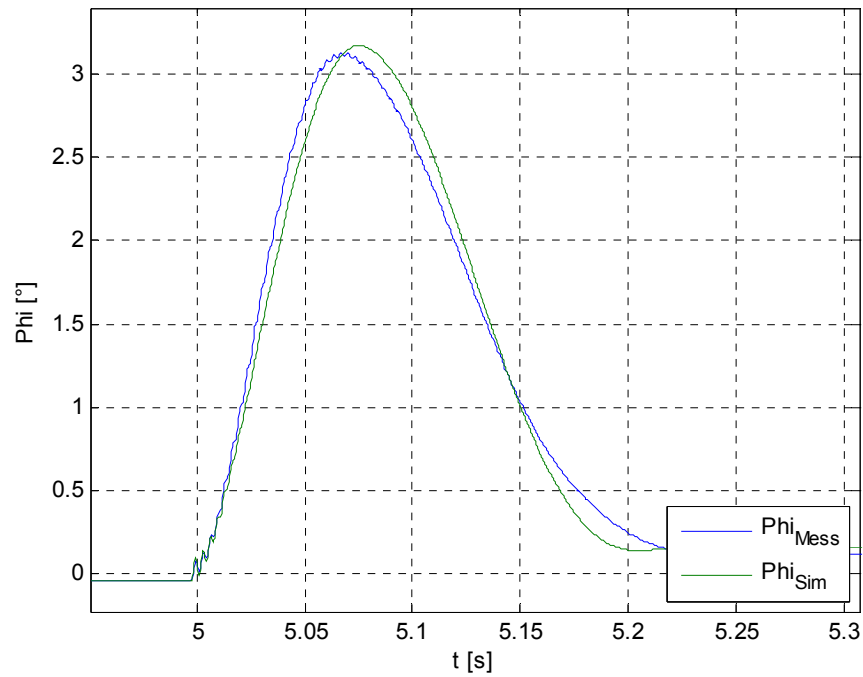


Abbildung 32: Lageabweichung

Die Simulationsergebnisse für die Lageabweichung zur Solllage unterscheiden sich nur minimal von den Messwerten, wobei die Simulation sogar einen geringfügig höheren Wert liefert. Die Ergebnisse der folgenden simulationstechnischen Untersuchung der Lageregelung an Asynchronmaschinen werden aller Voraussicht nach auch an realen Kundenprüfständen in höheren Leistungsbereichen erreicht werden.

7 Regelung

Im Kapitel Regelung wird das Verhalten der geregelten Asynchronmaschine mit einer hohen Leistung genauer untersucht. Als Regelungsstrategien kommen die feldorientierte Regelung (FOC) und die direkte Momentenregelung (DTC) zum Einsatz, wobei letztere nur eine untergeordnete Rolle spielt. Bei allen Untersuchungen mit der feldorientierten Regelung kommt die Struktur, bei der der Lageregler direkt auf den Stromregelkreis wirkt, zum Einsatz.

Im ersten Unterkapitel wird die Funktionsweise der Lageregelung erklärt. In einem nächsten Schritt wird untersucht, wie eine einzelne Asynchronmaschine in ihrer Position geregelt werden kann. Dabei wird die Auswirkung von Busverzögerungszeiten und unterschiedlichen Reglertaskzeiten genauer untersucht. Des Weiteren wird ein Vergleich der feldorientierten Regelung mit der direkten Momentenregelung gezogen.

Nachdem geklärt ist, ob eine einzelne Asynchronmaschine prinzipiell für den Einsatz der Lageregelung am Prüfstand geeignet ist, wird das Verhalten am Prüfstand untersucht. Dabei wird auf das in Kapitel 4 entwickelte mathematische Modell für den Entwicklungsprüfstand zurückgegriffen.

7.1 Lageregelung

Als herkömmliches Regelungskonzept für Antriebsstrangprüfstände wird eine M/n-Regelung angewendet. Bei einer 2-Maschinen Anordnung, wie in Abbildung 33 zu sehen, ist dabei eine Maschine für die Regelung der Drehzahl verantwortlich, die zweite sorgt für das geforderte Belastungsmoment im Triebstrang. Je nach Belastungszustand arbeitet eine Achse als Antriebsmaschine, die andere als Bremsmaschine. Bei einer Lastumkehr werden die Positionen getauscht. Im realen Kraftfahrzeug entspricht das einem Wechsel von einer Bergauf- in eine Bergabfahrt. Der Verbrennungsmotor liefert kein Antriebsmoment mehr sondern wirkt mit der Motorbremswirkung einem Beschleunigen des Fahrzeuges durch die Gewichtskraft entgegen.

Im Allgemeinen treten in Antriebssträngen Bauteile mit Spiel auf. Dieses Getriebeispiel führt zu Problemen beim Momentenregler, der üblicherweise als PID- Regler ausgeführt ist. Im Getriebeispiel kann der Antrieb ungehindert beschleunigen, bis es an den Anschlägen zu einem Stoßvorgang kommt. Dieser kann im Extremfall so stark ausfallen, dass der Prüfling zerstört wird. Verhindert wird dieses Verhalten durch langsames Anfahren mit geringem Moment, bis alle Spiele auf Zug sind, die Simulation einer realen Lastumkehr ist durch diese Tatsache am Prüfstand nur schwierig möglich. Mit Hilfe der synchronen Lageregelung soll dieses Problem beseitigt werden.

7.1.1 Konzept der Lageregelung

Die Forderung an die Prüfstandsregelung lautet nach wie vor, den Prüfling bei einer vorgegebenen Drehzahl mit einem bestimmten Moment zu belasten. Die Idee besteht nun darin, die Information der aktuellen Position der einzelnen Asynchronmaschinen mit in das Regelungskonzept einzubinden.

Im konkreten Fall einer 2-Maschinen Anordnung bedeutet das, dass die Achsen nicht unabhängig voneinander in Drehzahl und Drehmoment geregelt werden, sondern dass für beide Maschinen eine Positionsregelung verwendet wird. Da der Prüfling nicht im Stillstand getestet werden soll, muss dem Lageregler eine geeignete Führungsgröße zur Verfügung gestellt werden. Dies erfolgt durch Integration eines Sollandrehzahlverlaufes. Besteht die Forderung nach einer konstanten Drehzahl, so erhält der Lageregler als Sollwert einen rampenförmigen Verlauf mit konstanter Steigung. Das kontinuierliche Erhöhen des Lagesollwertes bewirkt eine Rotation des Prüflings mit konstanter Drehzahl.

Erhalten die Positionsregler beider Achsen denselben Lagesollwert als Führungsgröße, so fahren die beiden Antriebe synchron. Bei ausreichend hoher Regelungsgeschwindigkeit kann somit ein Anschlagen im Getriebeispiel verhindert werden.

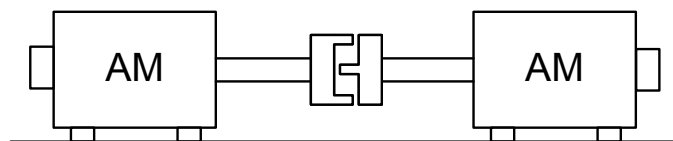


Abbildung 33: 2-Maschinen-Prüfstand mit Getriebeispiel

Der gesamte Triebstrang verhält sich im Wesentlichen wie eine Torsionsfeder. Aus einer Beaufschlagung mit einem konstanten Moment resultiert eine Verdrehung des Stranges um einen bestimmten Differenzwinkel. Zusätzlich hat man im unbelasteten Zustand eine tote Zone in Form des Getriebeispiels.

Die Position der Antriebe muss einmalig referenziert werden, idealer Weise mittig im Getriebeispiel. Soll nun der Prüfling mit einem Moment beaufschlagt werden, muss der Triebstrang gemäß der Federkennlinie verspannt werden. Das wird erreicht, indem einer der beiden Asynchronmaschinen ein Offset zum Lagesollwert addiert wird. Durch die Tatsache, dass die Größe der Getriebeleose bekannt ist, kann man je nach gewünschter Belastungsrichtung den Triebstrang kurz vor dem jeweiligen Anschlag des Getriebeispiels positionieren, um ein zu starkes Anschlagen beim Momentenaufbau zu verhindern. Der Positionsoffset wird entweder über die hinterlegte Federkennlinie bestimmt, das Moment wird also nur gestellt, oder es wird ein zusätzlicher Momentenregler überlagert, dessen Ausgangsgröße zur aktuellen Sollposition des Lagereglers addiert wird.

Die Solllage für den Positionsregler wird aus einer Sollandrehzahl integriert. Wird ein Drehzahlsprung vorgegeben, kann die aktuelle Position des Antriebs nicht beliebig

schnell folgen, er bleibt hinter der Sollposition zurück. Das Verhalten ist in Abbildung 34 veranschaulicht. Der Soll Drehzahlsprung entspricht hier der Master- Drehzahl, der Antrieb (Follower- Drehzahl) beginnt Aufgrund der Regelabweichung zu beschleunigen. Solange die Follower- Drehzahl geringer als die Master- Drehzahl ist, wird die Lageabweichung immer größer. Erst mit Erreichen der Soll Drehzahl bleibt die Lageabweichung konstant. Um den Rückstand des Lagewertes beim Beschleunigungsvorgang wieder aufzuholen, muss der Antrieb kurzzeitig eine höhere Drehzahl als die Master- Drehzahl erreichen. Der Regelfehler des Lagereglers wird zu Null, wenn die Flächen A und B in Abbildung 34 gleich groß sind, im Drehzahlverlauf ergibt sich ein Überschwingen, während dessen der Rückstand des Lagewertes aufgeholt wird.

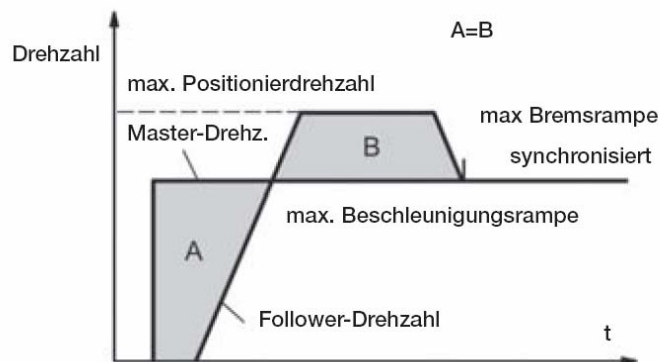


Abbildung 34: Absolute Synchronisierung (aus [2])

Um dieses Überschwingen im Drehzahlverlauf zu vermeiden, wird der Soll Drehzahlverlauf, aus dem in weiterer Folge der Lagesollwert integriert wird, über ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit hinreichend großer Zeitkonstante vorgegeben. Der Beschleunigungsvorgang entspricht nun annähernd dem Verlauf eines herkömmlichen Drehzahlreglers ohne markantes Überschwingen.

7.2 Lageregelung einer Asynchronmaschine

Um einen Eindruck zu bekommen, wie gut die Lageregelung am Prüfstand funktionieren kann, wurde im ersten Schritt eine einzelne Asynchronmaschine untersucht.

Als Grundlage für die simulationstechnischen Untersuchungen diente eine Asynchronmaschine mit einer Leistung von 435 kW. Die zur Simulation benötigten Maschinenparameter konnten dem vom Hersteller gelieferten Datenblatt entnommen werden. Die wichtigsten Parameter sind in Tabelle 4 zusammengefasst

Tabelle 4: technische Daten Asynchronmaschine (435 kW)

Größe	Wert
Bemessungsleistung	435 kW
Bemessungsdrehmoment	2830 Nm
Bemessungsdrehzahl	1470 rpm
Bemessungsspannung	690 V
Bemessungsstrom	440 A
Polpaarzahl	2
Läuferträgheitsmoment	5 kgm ²
Strangwiderstand	0,027 Ω
reduzierter Läuferwiderstand	0,021 Ω
Hauptinduktivität	21,1 mH
Streuinduktivität	0,51 mH
reduzierte Streuinduktivität	0,35 mH
Coulomb'scher Reibungsanteil	13 Nm
Viskose Reibungskonstante	0,01 Nms/rad

Die Reibung der Maschine setzt sich aus coulomb'scher Reibung und viskoser Reibung zusammen (siehe Abbildung 11):

$$M_R = M_0 \operatorname{sgn}(\omega) + k_\omega \omega \quad (7.1)$$

Die unbekannt Parameter für dieses Reibungsmodell können für die hier zu untersuchende Asynchronmaschine nur abgeschätzt werden. Dabei wurden die Erkenntnisse bei der Untersuchung des Reibungsphänomens am Entwicklungsprüfstand berücksichtigt.

Als Regelungskonzept wurde die in Kapitel 5.1 vorgestellte feldorientierte Regelung mit dem Lageregler direkt auf den Stromregelkreis eingesetzt. Für ein stoßförmiges Belastungsmoment wurde ein Vergleich mit der direkten Momentenregelung gezogen.

7.2.1 Belastung der Asynchronmaschine mit einem Momentenstoß

Die Asynchronmaschine wird auf einen Lagewert, der aus einem konstanten Drehzahlsollwert integriert wird, geregelt. Dabei wirkt ein sprungförmiger Momentenstoß als Störung auf die Maschine ein. Zum Zeitpunkt des Momentensprungs wird sich der Rotor aus seiner Solllage entfernen, was der Regler wieder zu korrigieren versucht.

Ein Lastmoment, welches sich störend auf die Regelung auswirkt, wird sich in der Realität nicht sprungförmig aufbauen. Es wird vielmehr in Form von Momentenspitzen auftreten bzw. bei konstanter Belastung eine bestimmte Zeit zum Aufbau brauchen. Eine Untersuchung der Asynchronmaschine mit einem sprungförmigen Lastmoment stellt somit den Worst-Case Fall dar und wird am realen Prüfstand in dieser Form nicht auftreten.

Als Ziel für die Lageabweichung von der Sollage bei einem Lastmomentensprung in der Höhe des Nennmomentes ist ein maximaler Regelfehler kleiner 1° wünschenswert. Ausgehend von der Bewegungsgleichung für rotierende Trägheiten

$$J\ddot{\varphi} = \sum M \quad (7.2)$$

kann man durch zweimaliges Integrieren die zur Verfügung stehende Zeit ermitteln, bis beim Beschleunigungsvorgang eine bestimmte Winkeldifferenz $\Delta\varphi$ überschritten wird. Dabei wird von verschwindenden Anfangswerten für die Lage $\varphi_{(0)}$ und die Winkelgeschwindigkeit $\omega_{(0)}$ ausgegangen:

$$t = \sqrt{\frac{2 \cdot J \cdot \Delta\varphi}{\sum M}} \quad (7.3)$$

mit

$$\varphi_{(0)} = 0, \quad \omega_{(0)} = 0$$

Für die zu untersuchende Asynchronmaschine ergibt sich bei einer sprungförmigen Belastung in der Höhe des Nennmomentes und ohne Gegenwirken des Reglers ein Wert von 7,9ms bis zum Überschreiten der Winkelgrenze von 1° . In dieser Zeitspanne muss der Regler reagieren und dem Abweichen von der Sollposition entgegenwirken.

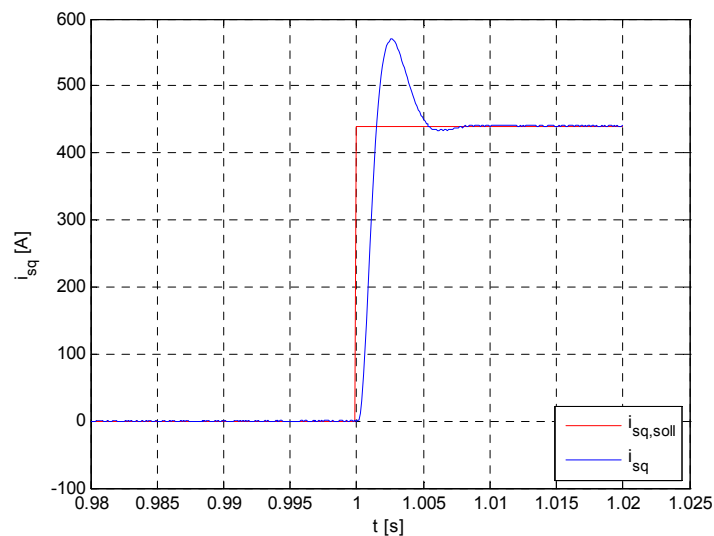


Abbildung 35: Sprungantwort Stromregler

Ein Vergleich mit der durch Simulation ermittelten Sprungantwort des Stromreglers in Abbildung 35 zeigt, dass der für den Momentenaufbau in der Maschine verantwortliche Strom seinen Nennwert in 1,4ms erreicht, nach 5ms ist der Regelkreis eingeschwungen. Der Stromregler ist somit für die angestrebte maximale Lageabweichung schnell genug.

Die überlagerte Reglerkaskade für die Lageregelung verlangsamt das gesamte Regelungssystem. Um die Auswirkungen zu analysieren, wurden Simulationen bei unterschiedlichen Reglerzykluszeiten durchgeführt und in Abbildung 36 dargestellt. Dabei wurden die Taskzeiten der übergeordneten Reglerschleifen variiert. Die Stromregler, welche direkt im Frequenzumrichter realisiert sind, arbeiten konstant mit 20 kHz. Die Busverzögerungszeiten wurden idealer Weise als eine Verzögerung um einen Abtastschritt der Zykluszeit des überlagerten Reglers festgelegt. Untersuchungen zur Auswirkung von erhöhten Busverzögerungszeiten folgen weiter unten.

Ab einer Reglerfrequenz von 3 kHz erhält man akzeptable Ergebnisse in der Lageabweichung. Ein Erhöhen der Taskfrequenz über 10 kHz ist in Anbetracht der geringen Verbesserungen im Ergebnis nicht sinnvoll. Aktuelle Hardware-Komponenten erreichen eine Zykluszeit von 1ms, eine Steigerung darüber hinaus ist nur mit sehr großem finanziellen Aufwand möglich. Daher wird im weiteren Verlauf der Untersuchungen an der Asynchronmaschine eine Reglerfrequenz von 10 kHz verwendet.

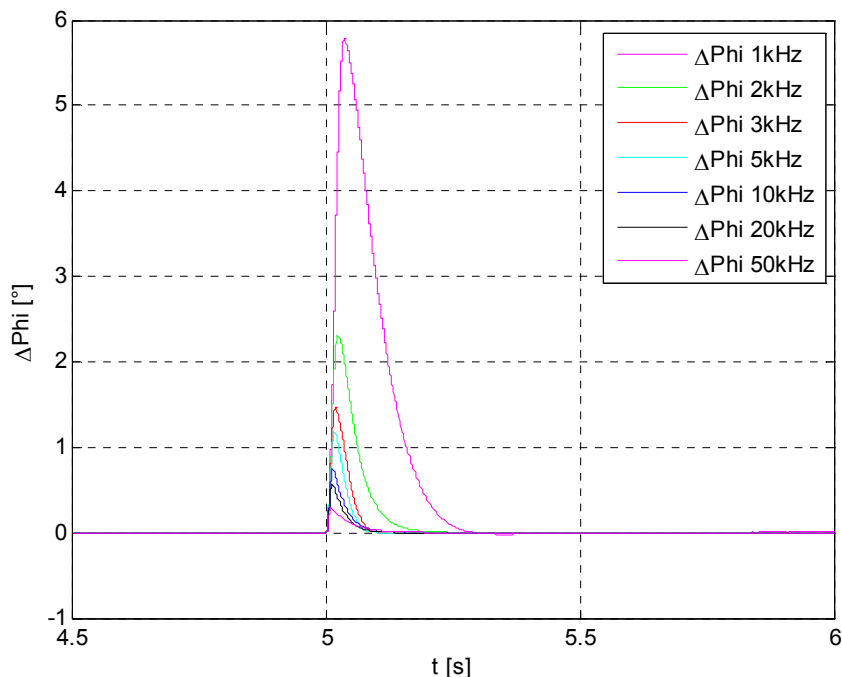


Abbildung 36: Lageabweichung bei einem Momentenstoß

Die obigen Ergebnisse wurden im Grundstellbereich, also bei einer Drehzahl unter der Nenndrehzahl ermittelt. Um die Drehzahl über die Nenndrehzahl zu erhöhen, muss eine Feldschwächung vorgenommen werden. In der vorliegenden Arbeit wurde der Fluss der Maschine ab der Nenndrehzahl nach einer statischen $1/n$ - Kennlinie verringert. Im Feldschwächbereich steht daher nicht das maximale Moment der Maschine zur Verfügung, sondern ein mit steigender Drehzahl um den Faktor $1/n$ vermindertes.

Die maximale Winkelabweichung für sprungförmige Lastmomente über Drehzahlen vom Grundstellbereich in den Feldschwächbereich ist in Abbildung 37 grafisch dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Auslenkung aus der Solllage für einen Lastmomentsprung bestimmter Größe konstant über den gesamten Grundstellbereich ist. Wird die Drehzahl über die Nenndrehzahl erhöht, ergibt sich, aufgrund der nötigen Feldschwächung, eine nichtlineare Abhängigkeit von der Drehzahl. Betrachtet man die Abhängigkeit der Lageabweichung von der Höhe des Lastmomentenstoßes stellt man im Grundstellbereich einen linearen Zusammenhang fest. Im Feldschwächbereich ergibt sich ebenfalls durch das verringerte maximale Moment, welches die Maschine zum Gegensteuern aufbringen kann, eine nichtlineare Abhängigkeit.

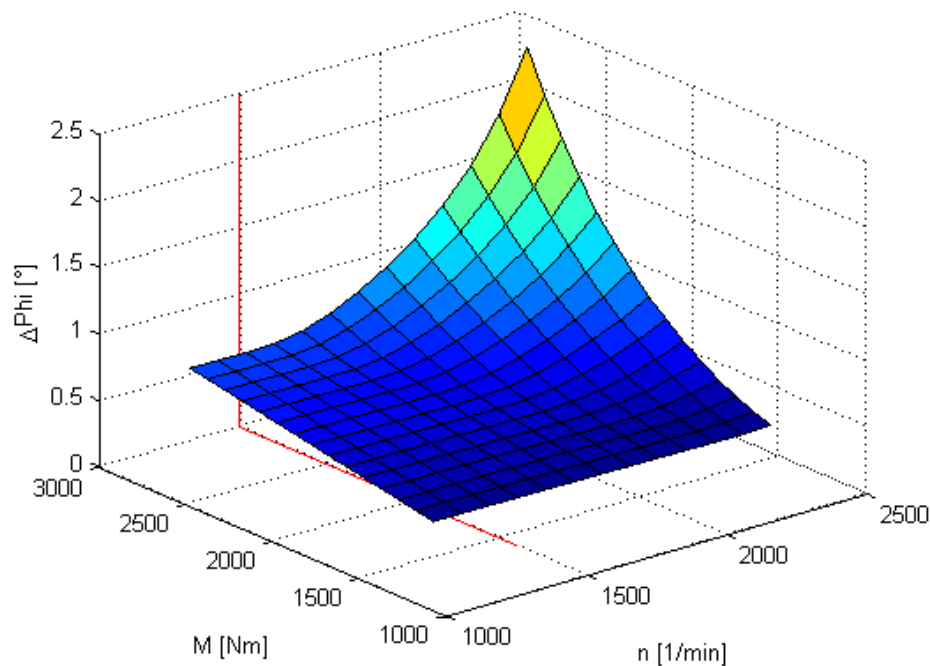


Abbildung 37: Lageabweichung über Momentenstoß und Drehzahl

Die Nenndrehzahl der Asynchronmaschine liegt bei 1480 U/min. Diese Drehzahl kennzeichnet die Grenze zwischen dem Grundstellbereich und dem Feldschwächbereich. In den Abbildungen ist der Übergang durch eine rote Linie dargestellt.

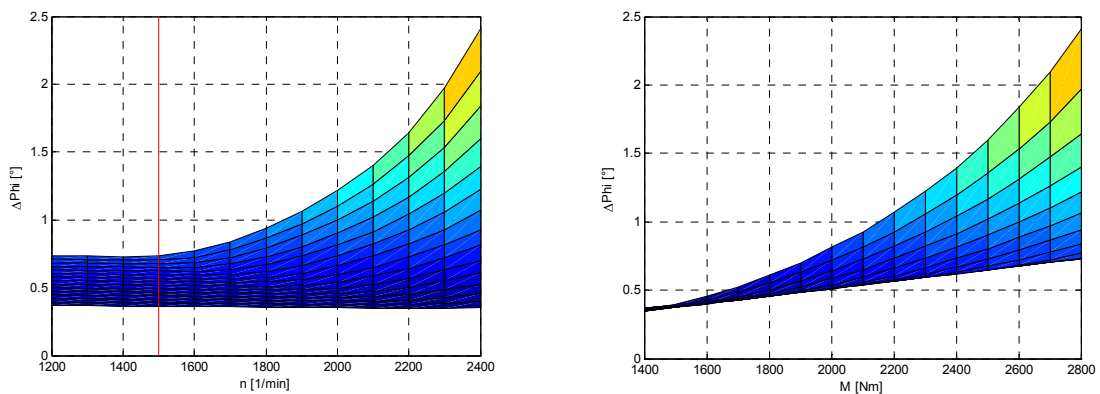


Abbildung 38: Lageabweichung über Momentenstoß und Drehzahl

7.2.2 Belastung der Asynchronmaschine mit einem Momentenstoß bei direkter Momentenregelung (DTC)

Die obigen Versuche wurden mit dem Regelungskonzept der feldorientierten Regelung durchgeführt. An dieser Stelle soll für eine sprungförmige Belastung der Asynchronmaschine ein Vergleich mit der direkten Momentenregelung durchgeführt werden. Das zur Untersuchung verwendete Simulink Modell mit der Implementierung der Regelungsstrategie für die DTC wurde freundlicherweise von Herrn Dr. techn. Roland Seebacher vom Institut für elektrische Antriebstechnik und Maschinen zur Verfügung gestellt. Dieses wurde um die übergeordnete Lageregelung und die am realen System auftretenden Busverzögerungszeiten erweitert. Als Reglerfrequenz wurden 10 kHz festgelegt. Das Simulationsergebnis für die Lageabweichung bei einem sprungförmigen Belastungsmoment in der Höhe des Nennmomentes ist in Abbildung 39 dargestellt.

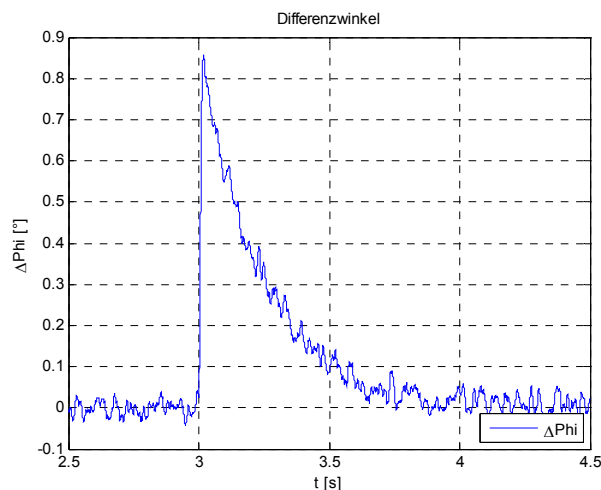


Abbildung 39: Lageabweichung bei einem Momentenstoß (DTC)

Die maximale Lageabweichung ist in einem ähnlichen Bereich wie bei der feldorientierten Regelung. Das Erreichen der Solllage dauert jedoch etwas länger. Man kann schon durch den welligen Verlauf der Lageabweichung die Auswirkung des Momentenrippels bei der DTC erkennen. Im Wesentlichen schaltet der Regler bei obigem Versuch zwischen dem maximalen positiven und negativen Moment, eine Belastung des Prüflings mit einem konstanten Moment ist daher schwierig erreichbar. Aus diesem Grund, und bedingt durch die Tatsache, dass keine geeignete Hardware für eine Modellvalidierung der DTC zur Verfügung stand, wurde die direkte Momentenregelung im Rahmen dieser Arbeit für den Einsatz an Prüfständen nicht weiter untersucht.

7.2.3 Belastung der Asynchronmaschine mit rampenförmigen Moment

Das Belastungsmoment wird am realen Prüfstand nicht sprunghaft anliegen, vielmehr wird das Moment eine bestimmte Zeit zum Aufbauen benötigen. Deshalb wurden weitere Untersuchungen zur Lageabweichung an einer Asynchronmaschine mit rampenförmigen Lastmomenten durchgeführt.

Aufgrund der Simulationsergebnisse mit sprunghaftigen Lastmomenten wird hier ein Regelungssystem mit einer Taskzeit von 1ms verwendet. Die Busverzögerungszeiten wurden nach wie vor mit einer Verzögerung von einem Abtastzyklus angenommen, die Drehzahl der Maschine wurde im Grundstellbereich gewählt. Das Belastungsmoment an der Maschine wird rampenförmig vom unbelasteten Zustand bis zum Nennmoment der Maschine erhöht, wobei Simulationen für unterschiedliche Steigungen der Momentenrampen durchgeführt wurden. Das Nennmoment wird im Bereich zwischen null und einer Sekunde aufgebaut, wobei der erste Fall einem sprunghaftigen Aufbau entspricht.

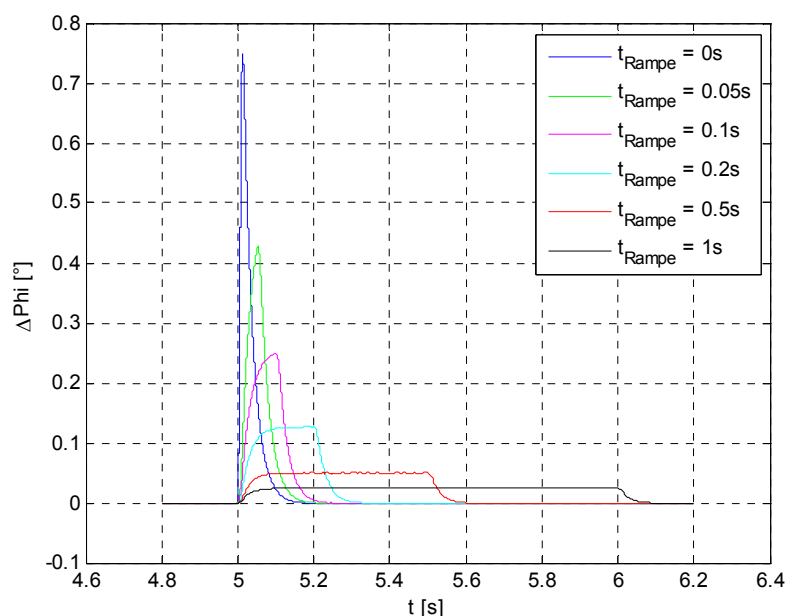


Abbildung 40: Lageabweichung bei Momentenrampen

Je flacher die Momentenrampe ausgeführt wird, desto geringer ist auch die Abweichung zur Sollposition, für die Dauer der Momentenrampe ergibt sich eine bleibende Regelabweichung. Die maximale Abweichung tritt bei einer unendlich steilen Rampe auf, das Belastungsmoment liegt sprungförmig an. Man kann also, unter der Voraussetzung, dass die größten auftretenden Momente kleiner gleich dem Nennmoment sind, davon ausgehen, dass beim Betrieb am realen Prüfstand die Lageabweichung unter jener mit sprungförmigem Belastungsmoment liegen wird.

Die Auswirkung von schwingenden Lastmomenten und die Lageabweichungen bei rampenförmigem Verlauf der Solldrehzahl sind im Anhang A.1 Simulationsergebnisse zur Lageregelung zu finden. Weiters wurden Untersuchungen für Parameterschwankungen und Beobachterfehler durchgeführt, welche die Ergebnisse der Lageregelung jedoch nur geringfügig verschlechtert haben.

7.2.4 Auswirkung von Busverzögerungszeiten

Die Kommunikation einzelner Teilnehmer in einem Automatisierungssystem funktioniert größtenteils auf Bussystemen. Dabei werden Soll- und Istwerte und ggf. Parametrierdaten über einen gemeinsamen Datenübertragungsweg übermittelt. Alle bisherigen Untersuchungen sind unter der Annahme von geringen Busverzögerungszeiten durchgeführt worden, wobei Verzögerungszeiten von einem Abtastzyklus verwendet wurden. In realen Automatisierungssystemen ist dieser Fall im Allgemeinen nicht erreichbar. Vielmehr kommt es bei der Kommunikation von Komponenten des Regelungssystems über Bussysteme an folgenden Modulen zu Verzögerungen:

- Bussendemodul
- Übertragung am Bus
- Busempfangsmodul
- Busumsetzer

Je nach Zusammensetzung des Systems können Busverzögerungszeiten von ca. 5 bis 10-facher Zykluszeit auftreten. Besonders schlechte Ergebnisse haben Busumsetzermodule zum Koppeln unterschiedlicher Bustechnologien. Alleine in diesem Modul können Verzögerungen bis zur 10-fachen Taskzeit auftreten.

Aus diesen Gründen ist es sinnvoll, den Effekt von erhöhten Busverzögerungszeiten auf die Regelgüte bei der Lageregelung genauer zu untersuchen. Dabei wurde die Asynchronmaschine, wie aus vorigen Untersuchungen bereits bekannt, mit einem sprungförmigen Lastmoment in der Höhe des Nennmomentes beaufschlagt. Die Busverzögerungszeit wurde dabei schrittweise erhöht und die Auswirkungen auf die maximale Lageabweichung analysiert (siehe Abbildung 41). Die Reglerfrequenz des zu untersuchenden Systems beträgt 10 kHz, der Versuch wurde bei einer Drehzahl im Grundstellbereich durchgeführt.

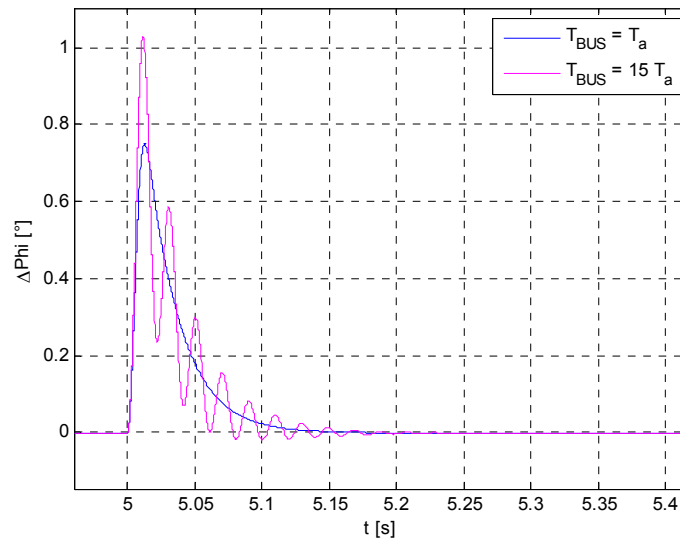


Abbildung 41: Lageabweichung mit und ohne Busverzögerungen

Mit steigender Busverzögerungszeit wird die maximale Lageabweichung erhöht, der Lageregelkreis beginnt zu schwingen, bis er bei einer Verzögerungszeit in der Größe der 15-fachen Reglerzykluszeit seine Stabilitätsgrenze erreicht. Eine Stabilisierung kann durch Adaptieren der Reglerparameter des Lagereglers bewerkstelligt werden. Durch die höhere Zeitkonstante des Lageregelkreises wird das Schwingen im Lageverlauf unterdrückt, die maximale Lageabweichung steigt jedoch stark an. In Abbildung 42 ist der Verlauf der Lageabweichung mit idealer Busverzögerungszeit (Blau) demjenigen mit 15-facher Busverzögerungszeit und adaptierten Reglerparametern (Magenta) gegenübergestellt.

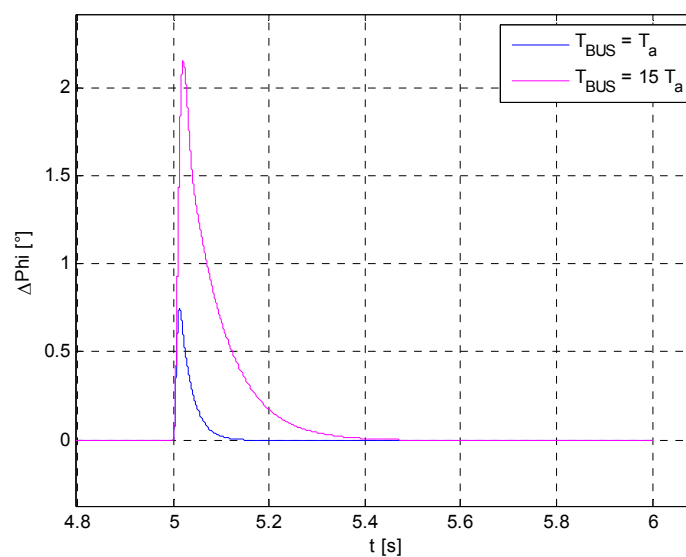


Abbildung 42: Lageabweichung mit und ohne Busverzögerungen (Reglerparameter adaptiert)

Die Busverzögerungszeit hat durchaus starke Auswirkungen auf die erreichbare Regelgüte des Lageregelkreises. Bereits ein geringes Erhöhen erfordert einen „langsameren“ Regler, um ein Schwingen des Positionsverlaufes zu verhindern. Tritt in einem System, wie in obiger Abbildung dargestellt, eine 15-fache Verzögerung im Bussystem auf, wird die Lageabweichung verdreifacht. Bei der Auswahl der Hardwarekomponenten ist auf eine möglichst geringe Busverzögerungszeit besonders zu achten.

7.2.5 Zusammenfassung Lageregelung einer Asynchronmaschine

Zusammenfassend ist zu sagen, dass für das Regelungssystem eine Reglerfrequenz von 5 kHz bis 10 kHz angestrebt werden sollte. Eine Steigerung über 10 kHz bringt in Anbetracht des hohen Aufwandes nur geringfügige Verbesserungen in den Ergebnissen. Viel gravierender ist die Situation bei den Busverzögerungszeiten, wo geringe Erhöhungen bereits wesentliche Verschlechterungen in den Ergebnissen liefern.

Die Entwicklung sollte nicht unbedingt auf eine immer höhere Reglerfrequenz abzielen, vielmehr muss ein erhöhtes Augenmerk auf eine möglichst geringe Verzögerung bei der Busübertragung gelegt werden.

7.3 Prüfstandsregelung

Nachfolgend soll das Konzept der Lageregelung am Prüfstand getestet werden. Dabei wird das in Kapitel 4 entwickelte mathematische Modell des Entwicklungsprüfstands für die Simulation herangezogen. Für Reglerzykluszeiten und Busverzögerungszeiten wurden die Werte des realen Systems verwendet. Als Regelungskonzept kommt wiederum die feldorientierte Regelung zur Anwendung.

7.3.1 Verbundbetrieb von Maschinen

Eine Asynchronmaschine liefert im Leerlauf ein Drehmoment, welches die Reibungsverluste der Maschine deckt. Soll die Drehzahl erhöht werden, muss der Antrieb kurzzeitig ein höheres Moment liefern, um den Rotor zu beschleunigen. Eine Drehzahlerhöhung wird somit durch eine positive Momentenerhöhung erreicht.

Sind zwei Maschinen über diverse Antriebsstrangkomponenten gekoppelt, wirkt das Moment der Antriebsmaschine jenem der Bremsmaschine entgegen. Ist die Bremsmaschine für die Regelung der Drehzahl verantwortlich, hat ein Erhöhen des Momentes ein Verringern der Drehzahl zur Folge. Ein Beschleunigen der Anordnung wird somit durch eine Momentenabsenkung erreicht.

Dieses Verhalten wird durch eine Vorzeichenumkehr des Regelfehlers erreicht:

$$e = n_{ist} - n_{soll}$$

Der Regelfehler ist hier bei zu geringer Ist-Drehzahl negativ, der Regler liefert zur Drehzahlsteigerung ein negatives Moment. In der Praxis wird dieses Verhalten durch negative PID- Reglerparameter erreicht.

7.3.2 Drehzahlvorgabe

Bei der Prüfstandsregelung ist es das Ziel, den Prüfling bei einer bestimmten Drehzahl mit einem bestimmten Moment zu belasten. Gemäß der Idee der synchronen Lageregelung muss den elektrischen Antrieben ein geeigneter Positionssollwert vorgegeben werden. Dieser wird durch Integrieren eines Drehzahlsollwertes generiert. Dabei dürfen sich, entsprechend den Eigenschaften der Lageregelung, die Drehzahlsollwerte nicht sprungförmig ändern (siehe Kapitel 7.1.1). Ein zu starkes Zurückfallen der aktuellen Position wird durch ein Verzögern des Drehzahlsollwertes über ein Verzögerungsglied erster Ordnung verhindert. Somit ergibt sich ein kontinuierlicher Drehzahlverlauf ohne zu starkes Überschwingen. Abbildung 43 zeigt ein Anfahren des Prüfstandes durch Vorgabe eines Drehzahlsprunges. Die Zeitkonstante des VZ1- Gliedes beträgt dabei 0.3 Sekunden.

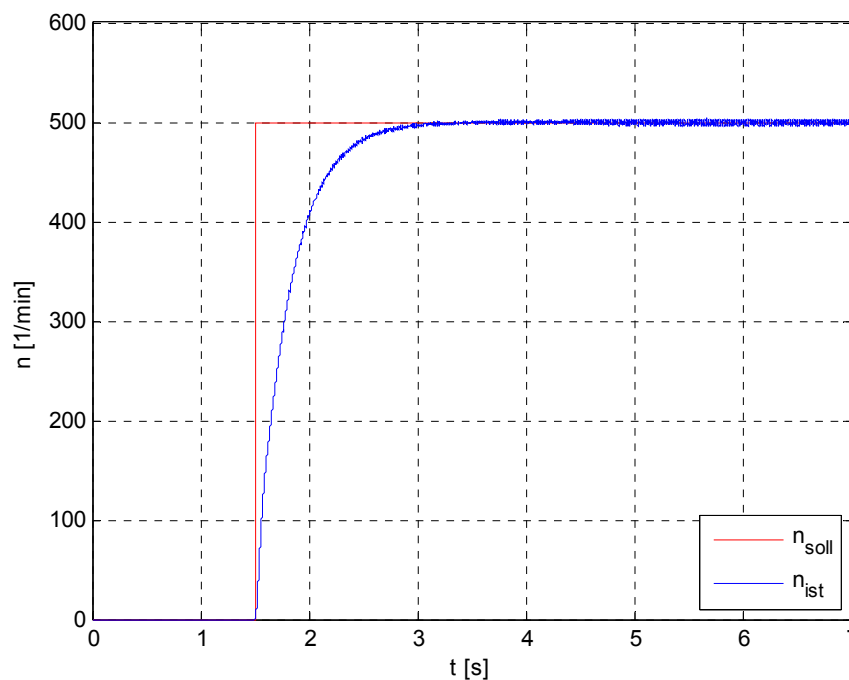


Abbildung 43: Drehzahlsprung lagegeregelter Antrieb

Ein absolut synchrones Hochfahren beider Antriebe wird nicht möglich sein. Durch einen asymmetrischen Aufbau kommt es im Prüfstand zu unterschiedlichem Verhalten durch verschiedene Feder- und Dämpfungskonstanten. Zusätzlich wird sich die Reibung nicht exakt auf beide Hälften aufteilen. Aus diesen Gründen wird es zu einer Winkeldifferenz der beiden Antriebe während des Hochfahrens kommen. Zusätzlich ist diese Abweichung auch abhängig von den geforderten Zeitkonstanten für eine

Drehzahländerung. In der folgenden Abbildung ist die Lageabweichung der beiden Antriebe während eines Drehzahlsprungs vom Stillstand auf 500 U/min dargestellt. Es wurde mittig im Getriebespiel gestartet, sodass sich beide Antriebe frei bewegen können.

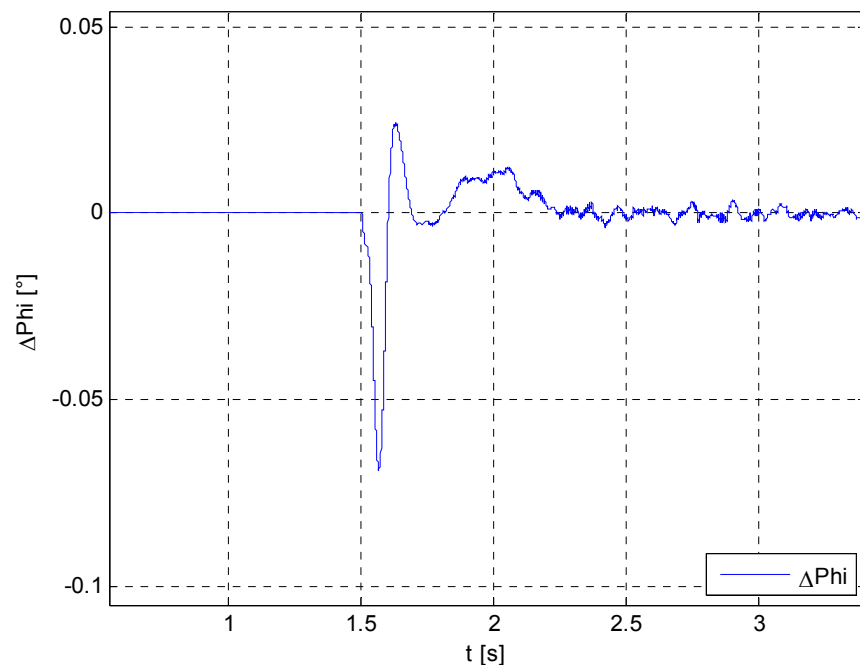


Abbildung 44: Lagedifferenz der Antriebe bei einem Drehzahlsprung

Die maximale Abweichung liegt bei unter 0.07° . Eine Drehzahländerung im unbelasteten Zustand ist ohne ein Anschlagen im Getriebespiel problemlos möglich.

7.3.3 Moment über Federkennlinie

Der gesamte Antriebsstrang verhält sich wie eine Torsionsfeder. Aus einer Verdrehung der Anordnung resultiert ein Drehmoment. In einem ersten Schritt wird diese experimentell ermittelte Federkennlinie als Tabelle hinterlegt, und das geforderte Moment über eine Winkeldifferenz eingestellt. Dabei wird den positionsgeregelten Antrieben laut Tabelle ein Lageoffset zur Sollposition hinzuaddiert. Um ein zu starkes Anschlagen im Getriebespiel zu vermeiden, werden die Antriebe knapp an die Grenzen des Spiels positioniert, bevor das geforderte Moment aufgebracht wird. Die hinterlegte Federkennlinie ist im Anhang A.2 Simulationsergebnisse zur Prüfstandsregelung abgebildet. Eine Verdrehung um ein Grad wird durch ein Moment von 25 Nm verursacht.

Befinden sich beide Antriebe im Getriebespiel, können sie unabhängig voneinander geregelt werden. Die beiden Maschinen beeinflussen sich gegenseitig nicht. Zum Aufbringen eines Momentes müssen die Maschinen gegeneinander verspannt werden. Nun wirkt das Moment einer Achse als Störung auf die andere, welche diese

auszugleichen versucht. Durch die Tatsache, dass beide Antriebe auf die gleiche physikalische Größe geregelt werden, kommt es zu einem Aufschaukeln der Anordnung. Dieses Verhalten kann zwar durch Abschwächen der Reglerparameter einer Seite verbessert werden, jedoch resultiert daraus eine Verschlechterung bei den Ergebnissen der Lageregelung einer Asynchronmaschine. Ein reines Momentenstellen über die hinterlegte Federkennlinie führt zu einem Aufschwingen des Regelkreises, es ist für die Regelung des Drehmomentes am Prüfling nicht geeignet. Ein verbessertes Regelungsverhalten wird durch den Einsatz eines übergeordneten Momentenreglers erhofft.

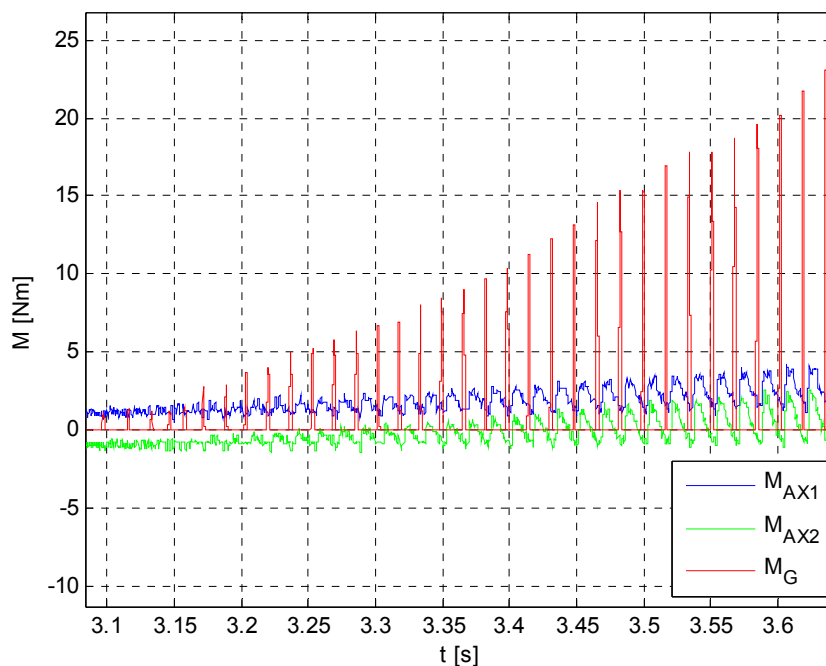


Abbildung 45: Momentenverlauf bei gestelltem Moment

7.3.4 Überlagerter Momentenregler

Der Wert für den Winkeloffset, der bei der direkten Momentenvorgabe über die Federkennlinie eingestellt wurde, wird jetzt von einem Regler geliefert. Zum Einsatz kommt ein herkömmlicher PID-Regler, dessen Reglerparameter iterativ gefunden wurden. Sein Ausgang liefert den Differenzwinkel, der zum Erreichen des geforderten Momentes benötigt wird. Dieser wird den positionsgeregelten Maschinen als Offset zur Solllage addiert. Auch hier kann man feststellen, dass sich die beiden Maschinen gegenseitig beeinflussen. Dieser Effekt kann zwar durch Verlangsamen des Antriebsreglers bzw. durch einen trägen überlagerten Momentenregler vermindert werden, jedoch ist die Dynamik der Regelung für die Anforderungen an einen Antriebsstrangprüfstand nicht ausreichend. Zusätzlich ergibt sich durch die steife Federkennlinie im Getriebeispiel ein Momentenrippel, welcher wiederum den

Drehzahlverlauf beeinflusst. Den Verlauf des zu regelnden Momentes zeigt die folgende Abbildung, der Drehzahlverlauf ist im Anhang zu finden.

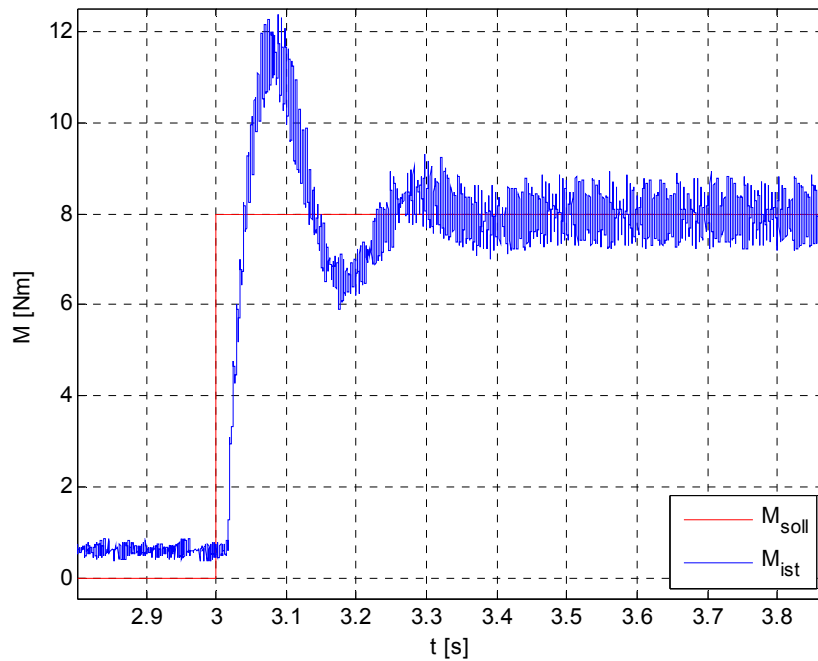


Abbildung 46: Momentenverlauf mit überlagertem Momentenregler

Die Lageregelung am Prüfstand kann mit einem PID-Regler als Momentenregler nicht zufriedenstellend gelöst werden. Es ist notwendig, erweiterte Regelungskonzepte für die übergeordnete Momentenregelung zu finden (Mehrgrößenregelungskonzept), was nicht mehr Inhalt der vorliegenden Arbeit ist. Die Grundlage für die Funktionalität der Lageregelung konnte mit den Untersuchungen für die Lageregelung an einer Asynchronmaschine aufgezeigt werden.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein mathematisches Modell für einen Antriebsstrangprüfstand inklusive der Modellierung der Antriebe mit dazugehörigem Regelungskonzept erstellt. Besondere Aufmerksamkeit wurde dabei auf die auftretenden Busverzögerungszeiten, und die Möglichkeit, die Reglerzykluszeit variabel zu gestalten, gelegt. Die Modellbildung wurde auf dem zum Zwecke der Modellverifikation real aufgebauten Entwicklungsprüfstand beschränkt. Diese Zweimaschinenanordnung ist so aufgebaut, dass sie das wesentliche Verhalten von Antriebsstrangkomponenten wiedergibt und ein Regelungssystem mit variabler Regelungsstruktur zur Verfügung stellt. Eine Erweiterung des mathematischen Modells auf eine Mehrmaschinenanordnung sollte mit den Erkenntnissen dieser Arbeit leicht möglich sein.

Bei der Modellvalidierung hat sich gezeigt, dass sich Triebstrangkomponenten mit der üblichen Modellierung über Bewegungsgleichungen und Torsionsfederelementen relativ genau nachbilden lassen. Lediglich auf einen Vergleich des Anschlagvorganges im Getriebeispiel, mit dem realen System, musste aufgrund fehlerhafter Hardware verzichtet werden. Die Verifikation des Modells für die Asynchronmaschinen mit dazugehörigem Regelungskonzept der feldorientierten Regelung konnte ebenfalls zufriedenstellend abgeschlossen werden.

Nachdem ein verifiziertes Modell zur Verfügung stand, konnte mit der Untersuchung des Regelungskonzeptes der Lageregelung fortgesetzt werden. Dabei wurde in einem ersten Schritt die Regelung einer einzelnen Asynchronmaschine genauer untersucht. Besonderes Augenmerk wurde dabei auf die Auswirkung von unterschiedlichen Reglerzykluszeiten und Busverzögerungszeiten gelegt. Es hat sich gezeigt, dass eine Erhöhung der Reglerfrequenz über 10 kHz nicht sinnvoll ist, eine Minimierung der Busverzögerungen jedoch unbedingt angestrebt werden sollte.

Bei der Untersuchung des Verbundbetriebes von Maschinen hat sich gezeigt, dass sich die Lageregler der einzelnen Maschinen gegenseitig beeinflussen. Das so auftretende Schwingen im Triebstrang kann durch eine Verringerung der Reglerdynamik einer Maschine vermindert werden. Der Vorteil einer geringen Lageabweichung von der Solllage bei einem Belastungsmoment wird dadurch verschlechtert. Für die Zukunft ist es daher sinnvoll, weitere Untersuchungen zur Verbesserung des übergeordneten Regelungskonzeptes durchzuführen (Mehrgrößenregelung, Zustandsregler etc.).

Aufgrund der Ergebnisse bei der Untersuchung der Auswirkung von Busverzögerungszeiten hat sich herausgestellt, dass ein Minimieren dieser wünschenswert wäre. Die Hersteller gehen auf diese Problematik nur unzureichend ein, weshalb bei Kristl, Seibt & Co ein eigenes Regelungssystem mit selbst

entworfenem Frequenzumrichter entwickelt wird. Dabei kann gezielt auf die Forderung von geringen Verzugszeiten und hohen Reglerzykluszeiten eingegangen werden.

Mit dem mathematischen Modell für einen Antriebsstrangprüfstand können neue Regelungskonzepte in einem frühen Entwicklungsstadium simulationstechnisch untersucht und auf ihre Tauglichkeit beurteilt werden. Zusätzlich bietet es den Vorteil, das Verhalten von Systemgrößen zu beobachten, die am realen Prüfstand nur mit hohem Kostenaufwand messbar wären (z.B. Fluss in der AM).



Abbildung 47: KS-Entwicklungsprüfstand

Mit dem, im Rahmen dieser Diplomarbeit, aufgebauten Entwicklungsprüfstand steht ein Werkzeug zur Verfügung, mit dem für zukünftige Entwicklungen Versuche am realen System durchgeführt werden können. Durch seinen variablen Aufbau kann er in kürzester Zeit an verschiedenste Problemstellungen in der Prüfstandstechnik angepasst werden.

Anhang A: Simulationsergebnisse

A.1 Simulationsergebnisse zur Lageregelung

Drehzahlrampen

Es wird von einem Beschleunigungsvorgang von 20 km/h auf 50 km/h innerhalb einer Sekunde ausgegangen. Bei einer im Geländewagensegment üblichen Reifendimension von 235/65R17 ergibt sich eine Drehzahlsteigerung von 145 U/min auf 360 U/Min innerhalb der vorgegebenen Zeitspanne. Die Auswirkungen auf die Positionsabweichung zur Sollposition ist für unterschiedliche Reglerzykluszeiten in Abbildung 48 zu sehen.

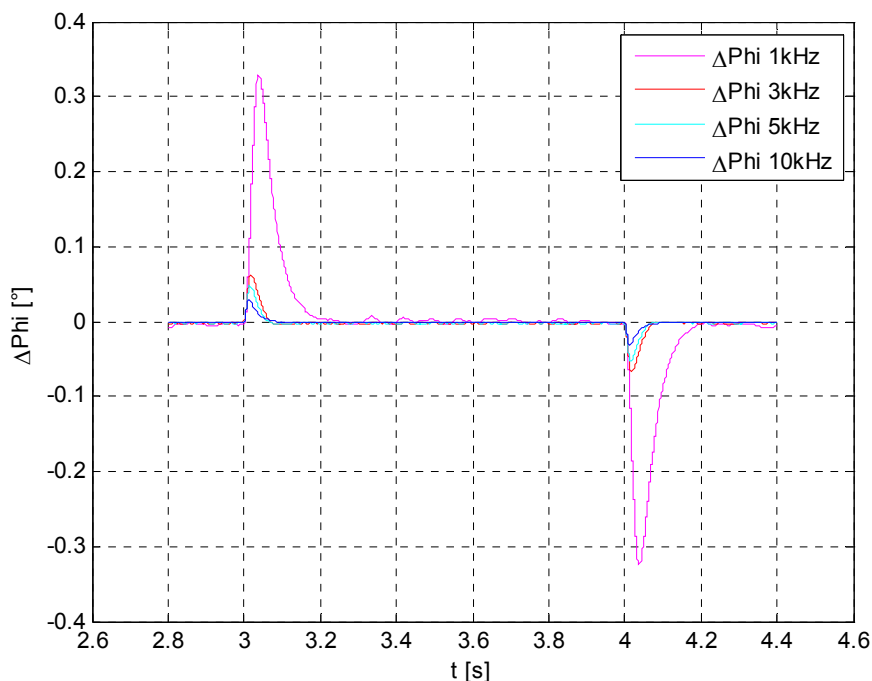


Abbildung 48: Lageabweichung bei einer Drehzahlrampe

Durch geeignete Maßnahmen in der Sollwertvorgabe können die Lageabweichungen zum Beginn und am Ende der Drehzahlrampe weiter gesenkt werden. Eine Möglichkeit ist ein Verzögern des Drehzahlsollwertes über ein VZ1-Glied mit einer dem Regelungssystem angepassten Zeitkonstanten.

Schwingendes Lastmoment

Die Untersuchungen wurden für ein sinusförmiges Lastmoment mit unterschiedlicher Frequenz und einer Amplitude in der Größe des Nennmomentes durchgeführt. Bei niedrigen Frequenzen haben die Flanken des sinusförmigen Momentes eine geringe

Steigung, daraus resultiert eine geringe Positionsabweichung. Steigert man die Frequenz, kommt es durch das schwingende Belastungsmoment zu einem Aufschwingen, das Moment der Maschine wird größer als das Nennmoment, die Lageabweichung erreicht höhere Werte als mit sprungförmiger Belastung mit Nennmoment. Das Maximum liegt bei ca. 10 Hz. Das Trägheitsmoment des Rotors der Maschine wirkt für hochfrequente Lastmomentänderungen wie ein Dämpfungsglied. Dadurch nimmt die Auswirkung von sinusförmigen Lastmomenten auf die Lageabweichung mit steigender Frequenz ab.

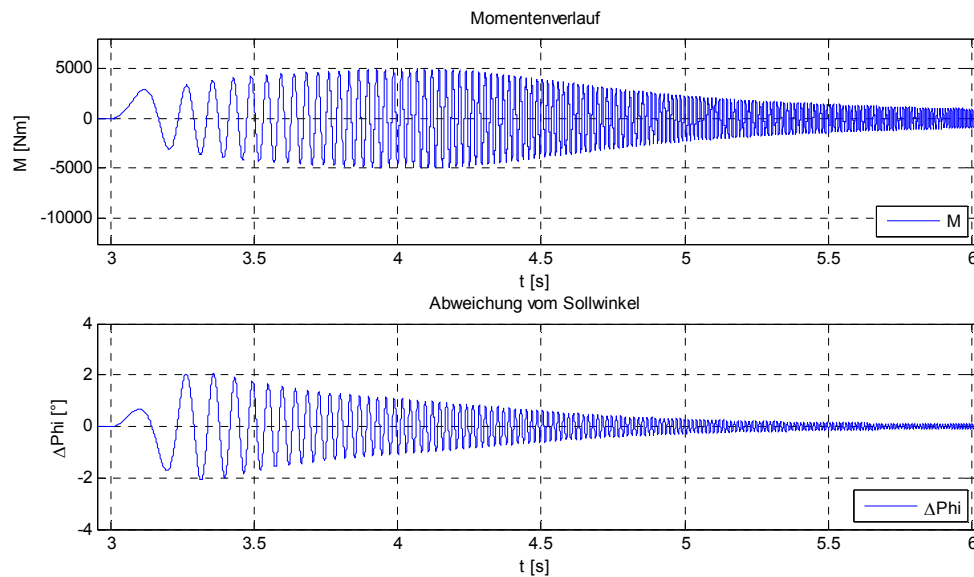


Abbildung 49: Lageabweichung bei schwingendem Lastmoment

Zusammenfassend für die Untersuchungen mit unterschiedlichen Frequenzen des sinusförmigen Belastungsmomentes sind in Abbildung 49 die Verhältnisse für ein sinusförmiges Moment mit steigender Frequenz dargestellt. Das Belastungsmoment durchläuft dabei Frequenzen im Bereich von 0 Hz bis 40 Hz.

A.2 Simulationsergebnisse zur Prüfstandsregelung

Federkennlinie

Durch Einwirken eines konstanten Momentes resultiert nach Durchlaufen des Getriebespiels eine konstante Verdrehung um den Differenzwinkel $\Delta\varphi$. Für den Entwicklungsprüfstand ergibt sich eine Verdrehung des Aufbaus um ein Grad bei einer Belastung von 25 Nm. Das entspricht einer Gesamtfederkonstanten von 0,436 Nm/rad.

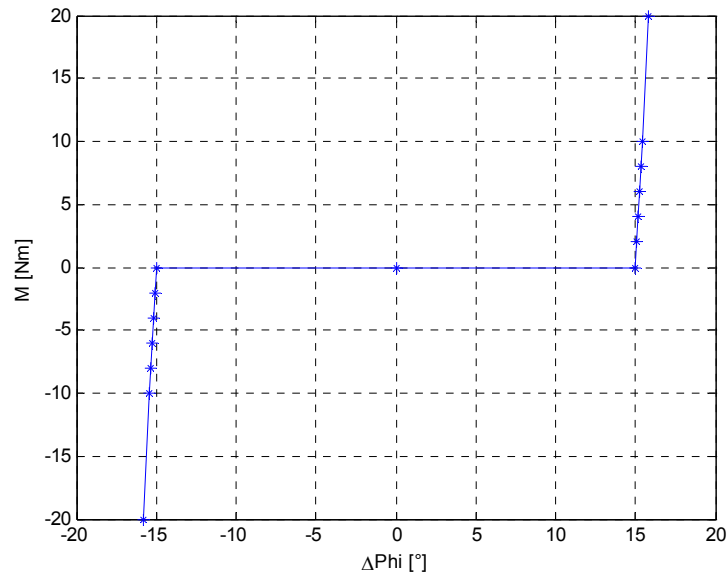


Abbildung 50: Federkennlinie Entwicklungsprüfstand

Drehzahlverlauf

Auswirkungen des Momentenrippels bei übergeordneter Momentenregelung.

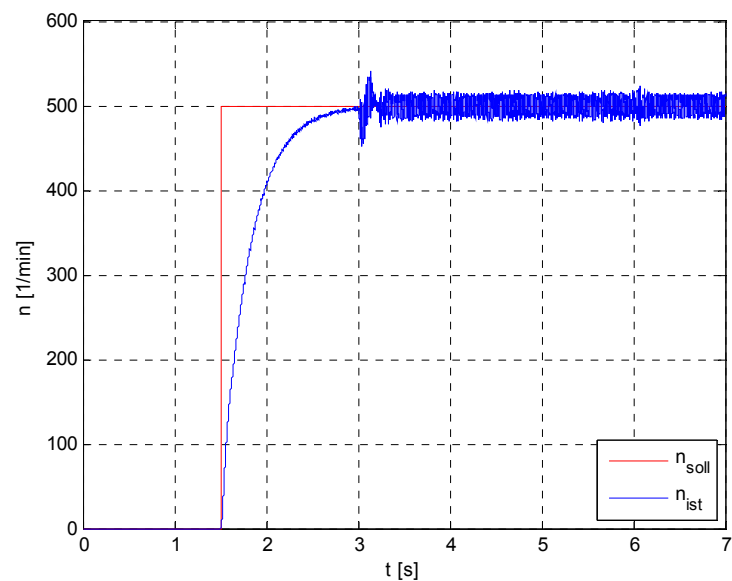


Abbildung 51: Drehzahlverlauf

Anhang B: Simulationsparameter

B.1 Prüfstandsparameter

Tabelle 5: Prüfstandsparameter

Größe	Wert
Trägheit Getriebe mit Spiel J_G	0,1 kgm ²
Federkonstante Welle an Achse 1 c_{AX1}	1800 Nm/rad
Federkonstante Welle an Achse 2 c_{AX2}	6400 Nm/rad
Federkonstante Getriebe c_G	50 kNm/rad
Dämpfungskonstante Welle an Achse 1 d_{AX1}	0,2 Nms/rad
Dämpfungskonstante Welle an Achse 2 d_{AX2}	0,05 Nms/rad
Coulomb'scher Reibungsanteil M_0	0,5 Nm
Viskose Reibungskonstante k_ω	0,0085 Nms/rad
Exponentieller Reibungsanteil $M_{0,exp}$	1,2 Nm
Bezugswinkelgeschwindigkeit ω_0	25 rad/s

Die in der Simulation verwendeten Parameter für die elektrischen Antriebe können dem Anhang C: Datenblätter entnommen werden.

B.1 Reglerparameter

Nachfolgend sind die Reglerparameter, die bei der Simulation für die Regelung der Asynchronmaschine verwendet wurden, aufgelistet. Die Parameter für den Entwicklungsprüfstand sind gleichbedeutend mit den Parametern, die am realen Prüfstand zum Einsatz kamen.

Tabelle 6: Reglerparameter Entwicklungsprüfstand

	Stromregler	Flussregler	Lageregler
Kp	29,55 V / A	109,4 A / Vs	20 A / rad
Ki	4616 V / A	2043 A / Vs	180 A / rad
Kd	-	-	0,5 A / rad
Td	-	-	0,0002 s

Tabelle 7: Reglerparameter Asynchronmaschine (435kW) 10 kHz

	Stromregler	Flussregler	Lageregler
Kp	1,358 V / A	550 A / Vs	23740 A / rad
Ki	42,93 V / A	1250 A / Vs	750488 A / rad
Kd	-	-	150 A / rad
Td	-	-	0,0015 s

Anhang C: Datenblätter

Drehgeber

- Heidenhain ECN1313 bzw. EQN1313

Tabelle 8: technische Daten Drehgeber

Größe	Wert
Messverfahren	absolut (Singleturn)
Positionswerte / Umdrehung	8192 (13Bit)
Absolute Positionswerte	EnDat 2.2
Inkrementalsignale	1 Vss
Mech. zul. Drehzahl	15000 U/min
Trägheitsmoment Rotor	$2,6 \times 10^{-6} \text{ kgm}^2$

Drehmoment-Messwelle

- HBM T22

Tabelle 9: technische Daten Drehmoment-Messwelle

Größe	Wert
Nenndrehmoment	50 Nm
Maximales Drehmoment	100 Nm
Nenndrehzahl	12000 U/min
Ausgangssignal	$\pm 5 \text{ V}$ und $10 \pm 8 \text{ mA}$
Drehsteifigkeit	19,7 kNm/rad
Trägheitsmoment	$39,8 \times 10^{-6} \text{ kgm}^2$

Antriebsmaschinen

- Lenze MCA 14L16

Tabelle 10: technische Daten Asynchronmaschine

Größe	Wert
Bemessungsleistung	2,1 kW
Bemessungsmoment	12 Nm
Bemessungsdrehzahl	1635 rpm
Maximaldrehzahl	8000 rpm
Bemessungsspannung	390 V
Bemessungsstrom	4,8 A
Bemessungsfrequenz	60 Hz
Massenträgheit	19,23 kgcm ²
Ständerwiderstand	3 Ω
Läuferwiderstand (auf Ständer bezogen)	4,9 Ω
Ständerstreuinduktivität	9,5 mH
Läuferstreuinduktivität (auf Ständer bezogen)	9,3 mH
Hauptinduktivität	251,5 mH

Die Angaben der Vierpolparameter beziehen sich auf ein einsträngiges Ersatzschaltbild bei 20°C (Y- Schaltung)

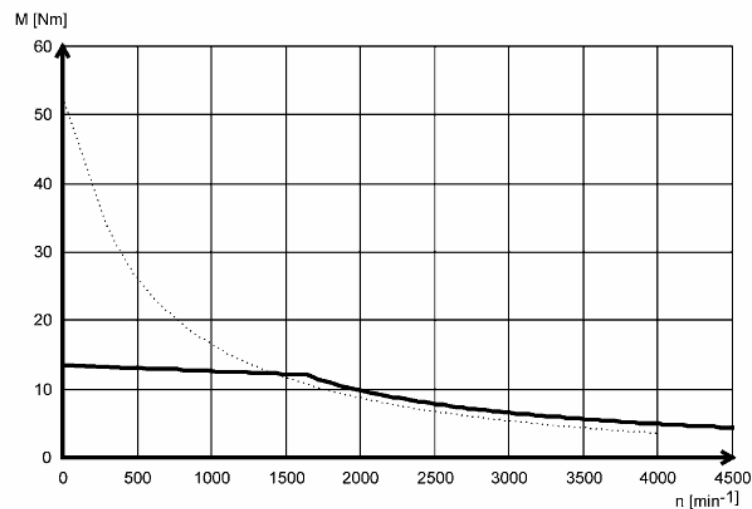


Abbildung 52: M/n-Kennlinie ASM

Servoverstärker

- B&R Acopos 8V1090 00-2

Tabelle 11: technische Daten Servoverstärker

Größe	Wert
Netzeingangsspannung	3x400 VAC
Anschlussleistung	3 kVA
Max. Einschaltstrom	4 A
Motordauerstrom	2,2 A
Spitzenstrom	14 A
Schaltfrequenz	20 kHz
Netzfilter	integriert
Bremswiderstand Spitzenleistung	3,5 kW
Bremswiderstand Dauerleistung	130 W
Einsteckmodul 1	Powerlink- Busmodul
Einsteckmodul 2 und 3	EnDat- Gebermodul

Regelungssystem

- Zentraleinheit: B&R X20-CP3486

Tabelle 12: technische Daten Zentraleinheit

Größe	Wert
Prozessor	Intel Celeron 650
Bussysteme	X2X-Link, PowerLink, CAN, PB
Schnittstellen	RS232, Ethernet, USB
Programmspeicher	Compact Flash
Schnellste Taskklassen- Zykluszeit	200 µs (5 kHz)

- Analoge Ein-/Ausgabe: B&R X20AI2632 / X20AO2632

Tabelle 13: technische Daten Analoge Ein-/Ausgabe

Größe	Wert
Eingänge	$\pm 10\text{V} / 0..20\text{mA}$
Ausgänge	$\pm 10\text{V} / 0..20\text{mA}$
Auflösung	16 Bit
Wandlungszeit	50 μs
Eingangsfiler	TP 3. Ordnung (10 kHz)
Ausgangsfiler	TP 1. Ordnung (10 kHz)

- Digitale Ein-/Ausgabe: B&R X20DI4371 / X20DO4322

Tabelle 14: technische Daten Digitale Ein-/Ausgabe

Größe	Wert
Anschlusstechnik	3-Leitertechnik
Eingangsspannung	24 VDC
Ausgangsnennstrom	0,5 A
Hardwarefilter	< 100 μs
Softwarefilter	0..25 ms

Metallbalgkupplung

- R+W BKC 150

Tabelle 15: technische Daten Metallbalgkupplung

Größe	Wert
Nenn Drehmoment	150 Nm
Trägheitsmoment	$0,65 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$
Drehsteifigkeit	141 kNm/rad

Gelenkwelle

- GEWES Gelenkwelle mit Längenausgleich, Baureihe 30

Tabelle 16: technische Daten Gelenkwelle

Größe	Wert
Nenndrehmoment	800 Nm
Maximales Drehmoment	1100 Nm
Trägheitsmoment	0,003 kgm ²
Drehsteifigkeit	22 kNm/rad

Elastikwelle

- GKN 228.00

Tabelle 17: technische Daten Elastikwelle

Größe	Wert
Nenndrehmoment	120 Nm
Trägheitsmoment	0,0065 kgm ²
Drehsteifigkeit	300 Nm/rad

Literaturverzeichnis

- [1] ABB Antriebstechnik: Technische Anleitung Nr. 1 – DTC Direkte Momentenregelung, ABB, 2007
- [2] ABB Antriebstechnik: Technische Anleitung Nr. 9 – Grundlagen der Motion-Control- Antriebe, ABB, 2007
- [3] ASTRÖM K., HÄGGLUND T.: PID- Controllers: Theory, Design and Tuning, 2nd edition, 1994
- [4] BLASCHKE F.: Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektorregelung von Drehfeldmaschinen, Siemens- Zeitschrift, 1971
- [5] CONSTANTINESCU-SIMON L., FRANSUA A., SAAL K.: Elektrische Maschinen und Antriebssysteme: Komponenten, Systeme, Anwendungen, Vieweg Verlag, 1999
- [6] DRESIG H.: Schwingungen in mechanischen Antriebssystemen, 2. Auflage, Springer Verlag, 2006
- [7] GAUSCH F., HOFER A., SCHLACHER K.: Digitale Regelkreise, 2. Auflage, Oldenbourg- Verlag, 1993
- [8] GEVATTER H. J., GRÜNHAUPT J.: Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil – Fahrzeugelektronik, Fahrzeugmechatronik, 2. Auflage, Springer Verlag, 2006
- [9] HEIDENHAIN: Messgeräte für elektrische Antriebe, Produktkatalog, 2008
- [10] HERING E., MARTIN R., STÖHRER M.: Taschenbuch der Mathematik und Physik, 5. Auflage, Springer Verlag, 2009
- [11] HOFER A., SEEBACHER R.: Elektrische Antriebssysteme, Vorlesungsmitschrift, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, 2009
- [12] HORN M., DOURDOUMAS N.: Regelungstechnik: Rechnerunterstützter Entwurf zeit-kontinuierlicher und zeitdiskreter Regler, Pearson Studium, 2004
- [13] ISERMANN R.: Mechatronische Systeme, 2. Auflage, Springer Verlag, 2008
- [14] PIETRRUSZKA W. D.: Matlab und Simulink in der Ingenieurspraxis – Modellbildung, Berechnung und Simulation, 2. Auflage, Teubner Verlag 2006
- [15] POPOV V.L.: Kontaktmechanik und Reibung – Ein Lehr- und Anwendungsbuch von der Nanotribologie bis zur numerischen Simulation, Springer Verlag, 2008
- [16] SCHRÖDER D.: Elektrische Antriebe – Grundlagen, 3. Auflage, Springer Verlag, 2007

-
- [17] SCHRÖDER D.: Elektrische Antriebe 2 – Regelung von Antrieben, Springer Verlag, 1995
 - [18] SOMMER W.: Modellbildung und Regelung von Motorenprüfständen mit Wasserströmungsbremsen, Diplomarbeit, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, Technische Universität Graz, 2010
 - [19] STEINHART H.: Dynamik elektrischer Antriebe, Hochschule Aalen, 2009
 - [20] WIESING J.: Betrieb der feldorientiert geregelten Asynchronmaschine im Bereich oberhalb der Nenndrehzahl, Universität Paderborn, Dissertation, 1994

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Ort, Datum

Unterschrift