



Institut für Regelungs-
und Automatisierungstechnik
Technische Universität Graz



Masterarbeit

Entwurf und Realisierung einer Mehrgrößenregelung für Antriebsstrang-Prüfstände

Christoph Schwärzler

Betreuer

Dipl.-Ing. Dr.techn. Priv.-Doz. Robert Bauer
O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Nicolaos Dourdoumas

in Zusammenarbeit mit



Graz, 2009 / 2010

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.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

Zusammenfassung

Belastungsversuche rotierender Baugruppen unter möglichst realitätsgetreuen Bedingungen werden oftmals zu Qualitätssicherungszwecken gefordert. Eine Möglichkeit diese durchzuführen ist, das Testobjekt zwischen zwei koaxial angeordneten Asynchronmaschinen zu montieren und mit diesen über Wellen zu verbinden. Hierbei werden die Drehzahl und das Belastungsmoment als Regelgrößen gewählt und in weiterer Folge auch jeweils einem Motor als Führungsgröße vorgegeben. Dieses Regelungskonzept besitzt den Nachteil, dass die beiden Regelgrößen teilweise sehr stark miteinander verkoppelt sind.

Im Zuge dieser Masterarbeit sollen Wege gefunden werden, um diese störende gegenseitige Beeinflussung der Regelgrößen möglichst gut zu unterdrücken.

Zu diesem Zwecke wird anfangs der reale Teststand modelliert und identifiziert. Der Aufbau weist neben einer elastischen Kupplung auch ein Getriebespiel auf. Anschließend wird ein vereinfachtes Modell der verwendeten rotorflussorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine erstellt, wodurch die Simulationszeit erheblich reduziert werden kann. In weiterer Folge werden zwei alternative Mehrgrößen-Regelkonzepte erarbeitet, welche zur gewünschten Entkopplung führen. Hierbei ist die Mehrgrößenregelung durch geschickt gewählte Einschränkungen auf Eingrößenregelungen zurückführbar. Diese Konzepte werden am realen Antriebsstrang getestet und die Ergebnisse mit jenen des bisher verwendeten Regelungskonzepts verglichen. Abschließend werden zwei Regelungskonzepte für die Prüfung eines Sperrdifferentials adaptiert und deren Simulationsergebnisse abermals zueinander in Relation gestellt.

Abstract

Load tests of rotating components under realistic conditions are often requested for quality assurance. In order to accomplish this goal, one possibility is to mount the test object between two coaxially arranged asynchronous machines and couple all items by shafts. Load velocity and torque are chosen as control variables, but also used as command variables for the individual machines. The main disadvantage of this control concept is the strong coupling of the two variables.

Within this master's thesis, new solutions for suppressing these mutual interferences are investigated. First, the test plant at hand is modelled, including a flexible shaft as well as a backlash as special features. Then a simple model of the rotor flux oriented control strategy implying the induction machine is created, which reduces the simulation time significantly. Subsequently, two concepts for multivariable control are introduced, leading to the desired decoupling. Using carefully selected constraints the multivariable control problem can be solved by single-variable control concepts. Finally, the novel concepts as well as the conventional control concept are applied to the power train and the results are compared with each other.

Two control concepts are additionally adapted for checking limited slip differentials and the simulation results are discussed.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Aufgabenstellung	2
2	Grundlagen	3
2.1	Grundwellenmodell der Asynchronmaschine	3
2.2	Rotorflussorientierte Regelung der Asynchronmaschine	4
2.3	Maximalwert der verfügbaren Spannung und des Stromes	5
3	Antriebsstrang-Prüfstand	7
3.1	Mechanischer Aufbau	7
3.2	Momentensensoren	8
3.3	B&R Ansteuerungssystem	8
3.4	dSpace Ansteuerungssystem	9
4	Modellierung des Antriebsstrangs	12
5	Messungen zur Identifikation des Antriebsstrangs	17
5.1	Kalibrierung der Momentensensoren	17
5.2	Bestimmung des Massenträgheitsmoments der Schwungmasse	17
5.3	Bestimmung des Getriebespiels	18
5.4	Bestimmung der Reibmomente	18
5.5	Momentennichlinearität	20
5.6	Parameteridentifikation von Motor 2	21
6	Modell der FOR in Verbindung mit der AM	27
7	SISO-Regelungskonzept für ω-M Regelung	32
7.1	Überlegungen zum Drehzahlreglerentwurf	33
7.2	Entwurf des Drehzahlreglers	34
7.3	Momentenregler	35
7.4	Windup und eingesetzte Gegenmaßnahme	36
8	MIMO-Regelungskonzept für ω-M Regelung	38
8.1	Grundlegende Überlegungen	39
8.2	Momentenregler	42
8.3	Drehzahlregler	43
8.4	Wahl der Regelgröße	46
9	MIMO-Regelungskonzept für φ-M Regelung	48
9.1	Grundlegende Überlegungen	49
9.2	Bildung der φ -Führungsgröße	49
9.3	Momentenregler	52
9.4	Positionsregler	54

10 Gegenüberstellung der Regelungskonzepte	58
10.1 Vergleich: SISO, ω - M MIMO sowie φ - M MIMO	58
10.2 Vergleich: ω - M MIMO bei verschiedenen Rückführgrößen	62
10.3 Vergleich: φ - M MIMO bei verschiedenen Führungsgrößen	63
10.4 Vergleich: φ - M MIMO bei verschiedenen Momentenreglern	67
11 Regelkonzept zur Prüfung von Sperrdifferentialen	69
11.1 Mathematische Beschreibung des Sperrdifferentials	70
11.2 Momentenregler	72
11.3 Drehzahlregler	73
11.4 Auswertung der Simulationsergebnisse	77
12 Zusammenfassung und Ausblick	84
Literaturverzeichnis	87
Anhang	88
A Mechanischer Aufbau	88
B B&R Ansteuerungssystem	88
C dSpace Ansteuerungssystem	88
D Komponenten des Antriebsstrangs inklusive Sperrdifferentials	89
E Variablenübersicht	89

Abbildungsverzeichnis

1	Strukturbild des Antriebsstrang-Prüfstandes	7
2	Auto-Zero Funktion zum Abgleich der Momentensensoren	11
3	Simulink-Modell des Getriebebeispiels	13
4	Abschnitte des Antriebsstrang-Prüfstandes	14
5	Verlauf von ω_1 bei einem Momentensprung	15
6	Verlauf von ω_2 bei einem Momentensprung	16
7	Für die Simulation verwendetes Reibmoment	19
8	Mit dSpace ermitteltes Reibmoment	19
9	Für die Simulation verwendeter nichtlinearer Momentenverlauf	20
10	Mit dSpace ermittelte Momentennichtlinearität	21
11	Hauptfeldinduktivität in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom	24
12	Hauptfluss in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom	24
13	Momentennichtlinearitätsvergleich aus Simulation und Messung	26
14	Strukturblock des FOR & AM-Modells	27
15	ω - M SISO-Regelungskonzept	32
16	Vorschlag für das ω - M MIMO Regelungskonzept	38
17	Reduziertes Strukturbild des Antriebsstrangs	40
18	Drehzahlregelungskonzept der $\omega - M$ MIMO-Regelung	45
19	Vorschlag für das φ - M MIMO Regelungskonzept	48
20	Verlauf von ω bei Missachtung der Stellgrößenbeschränkung	51
21	Verbleibende Schwingung der Winkelgeschwindigkeit	51
22	Zusammenhang zwischen $\Delta\varphi$ und $M_{Prüf}$	52
23	Konzeptvergleich: Messung 1	59
24	Konzeptvergleich: Messung 2	60
25	Konzeptvergleich: Messung 3	61
26	Konzeptvergleich: Messung 4	63
27	φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 1	64
28	φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 2	65
29	φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 3	66
30	φ - M MIMO Momentenreglervariation: Messung 1	67
31	Struktur des betrachteten Antriebsstrangs	69
32	Modell eines Sperrdifferential	71
33	Strukturbild der Momentenregelung	73
34	Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 1	78
35	Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 2	79
36	Belastungsmoment bei unterschiedlicher Rückführgröße ω_E	80
37	Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 3	81
38	Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 4	83

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Optimierung seiner Produkte ist eines der Grundziele jedes Unternehmens. Um dieses Vorhaben zu erreichen, muss bei komplexen, aus vielen einzelnen Baugruppen zusammengesetzten Waren die Qualität und Zuverlässigkeit aller Bauteile gegeben sein. Unter der Vorgabe immer kürzer werdender Produkteinführungszeiten müssen diese Einzelteile parallel von einander entwickelt werden. Gleichzeitig ist jedoch zu überprüfen, ob die Teilstücke auch ihren Anforderungen genügen. Die hierfür durchzuführenden Messungen sollen die realen Betriebsbedingungen möglichst gut widerspiegeln.

Speziell auf den Antriebsstrang eines Fahrzeugs bezogen wird gefordert, die einzelnen Komponenten bei einer vorgegebenen Drehzahl auch gleichzeitig einem definierten Belastungsmoment auszusetzen. Zusätzlich soll das erlaubte Prüfprofil, welches diese beiden Parameter vorgibt, möglichst dynamisch vorgebbar sein. Zu diesem Zwecke kann beispielsweise ein Antriebsstrang-Prüfstand verwendet werden, bei welchem das zu prüfende Bauteil über eine Welle zwischen zwei elektrisch betriebenen Motoren fixiert wird. Einer der Motoren wird drehzahl geregelt betrieben und durch ihn wird somit die gewünschte Winkelgeschwindigkeit des Prüfobjektes bereitgestellt. Da der zweite Motor momenten geregelt betrieben wird, kann mit seiner Hilfe das Belastungsmoment des zu prüfenden Bauteiles vorgegeben werden.

Es ist jedoch anzunehmen, dass unter Verwendung desselben Prüfstandes die erreichbaren Änderungsgeschwindigkeiten der Drehzahl sowie des Belastungsmomentes noch zusätzlich gesteigert werden können. Zudem wäre eine Entkopplung dieser beiden Größen wünschenswert. Zu diesem Zweck sollen die Motoren anstelle der oben beschriebenen Eingrößenregelung (entweder Drehzahl- oder Momentenregelung) nun durch eine Mehrgrößenregelung (gleichzeitige Drehzahl- und Momentenregelung) angesteuert werden.

1.2 Aufgabenstellung

Am Anfang soll die rotorflussorientierten Regelung einer Asynchronmaschine sowohl für den Grundstell- als auch für den Feldschwächbetrieb nochmals wiederholt werden. Mit Hilfe dieses Wissens soll ein einfaches Modell entwickelt werden, welches das Regelungskonzept inklusive der Asynchronmaschine bezüglich des tatsächlich an der Welle wirkenden Momentes möglichst einfach und realitätsgetreu nachbildet. Als Eingangsgrößen des Modells werden die aktuelle Winkelgeschwindigkeit sowie das gewünschte Motormoment vorgeschlagen. Das tatsächlich wirkende Motormoment soll die Ausgangsgröße darstellen.

Es wird erwartet, dass mit Hilfe dieses Modells die Simulationszeit bei den nachfolgenden Reglerentwürfen erheblich gesenkt werden kann.

In weiterer Folge ist der gegebene Antriebsstrang-Prüfstand zu modellieren. Hierfür sind alle notwendigen Parameter entweder über vorhandene Datenblätter oder durch Messungen am realen Prüfstand zu bestimmen. Das ermittelte Modell soll das Verhalten des Prüfstandes möglichst gut nachbilden. Eine nahezu perfekte Übereinstimmung zwischen Simulationsmodell und realem Prüfstand würde aufgrund sich ändernder nichtlinearer Einflüsse (z.B. Reibung) ein zu umfangreiches und komplexes Modell verlangen und ist deshalb nicht anzustreben.

Unter Verwendung der beiden eben genannten Modelle sollen folgende Regelungskonzepte in Matlab Simulink implementiert und simuliert werden:

- n - M - Eingrößenregelung („klassisch“)
- n - M - Mehrgrößenregelung
- φ - M - Mehrgrößenregelung

Die durch die Simulation ermittelten Regelungsentwürfe sollen darauf folgend am realen Antriebsstrang-Prüfstand getestet und miteinander verglichen werden.

Anschließend ist der bisher betrachtete Antriebsstrang durch einen Prüfstand für Sperrdifferentialle zu ersetzen. Hierfür sollen nach Möglichkeit alle bisherigen Regelungskonzepte adaptiert und deren Simulationsergebnisse miteinander verglichen werden. Falls zu diesem Zeitpunkt ein realer Antriebsstrang zur Verfügung steht, sind die gewonnenen Erkenntnisse auch hiermit zu überprüfen.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel sollen die verwendeten Grundlagen kompakt zusammengefasst werden. Dabei wird bewusst auf ausführliche Erklärungen verzichtet da hierfür die Sekundärliteratur zur Verfügung steht.

Sinn und Zweck dieses Abschnittes ist eine Darlegung der wichtigsten mathematischen Zusammenhänge, auf welche in den folgenden Abschnitten bei Bedarf verwiesen werden kann.

2.1 Grundwellenmodell der Asynchronmaschine

Um ein handliches mathematisches Modell der Asynchronmaschine erstellen zu können, werden die Betrachtungen auf die Grundwelle der elektrischen Signale beschränkt [1]¹. Zu diesem Zweck werden die Stranggrößen von Strom und Spannung zusammengefasst und jeweils durch einen Raumzeiger innerhalb eines kartesischen Koordinatensystems beschrieben. Als dessen Bezugspunkt wird anfangs das Statorkoordinatensystem verwendet. Dabei ergeben sich folgende Gleichungssysteme:

Spannungsgleichung für den Statorkreis

$$\vec{U}_S^S = R_S \vec{I}_S^S + \vec{\Psi}_S^S$$

Spannungsgleichung für den Rotorkreis

$$\vec{U}_R^{R'} = R_R' \vec{I}_R^{R'} + \vec{\Psi}_R^{R'}$$

Flussverkettungsgleichungen

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_S^S &= L_S \vec{I}_S^S + L_h \vec{I}_R^{S'} \\ \vec{\Psi}_R^{R'} &= L_h \vec{I}_S^R + L_R' \vec{I}_R^{R'} \end{aligned}$$

wobei weiters gilt

$$\begin{aligned} L_S &= L_{\sigma S} + L_h \\ L_R &= L_{\sigma R} + L_h \end{aligned}$$

Der tief gestellte Buchstabe gibt an, ob es sich um eine Stator- (S) oder eine Rotorgröße (R) handelt. Der hochgestellte Buchstabe gibt Aufschluss über das verwendete Koordinatensystem. Hierbei wird das Statorkoordinatensystem mit (S) abgekürzt und das Rotorkoordinatensystem mit (R). Durch (') soll beschrieben werden, dass die entsprechende Rotorgröße über das Verhältnis Rotorwindungsbelag zu Statorwindungsbelag auf den Ständer bezogen wird.

¹Die die Asynchronmaschine beschreibenden mathematischen Zusammenhänge sind in Abschnitt 13.2.1 zusammengefasst.

2.2 Rotorflussorientierte Regelung der Asynchronmaschine

Die rotorflussorientierte Regelung ist ein Regelungskonzept, welches eine relativ einfache Vorgabe des Maschinenmoments ermöglicht. Weiters ist auch der gewünschte Rotorfluss direkt einstellbar [1]².

Hierfür werden die für das Statorkoordinatensystem ermittelten Spannungsraumzeiger in das Rotorflusskoordinatensystem transformiert und in den kartesischen Komponenten angegeben. Der Realteil wird fortan als d-Komponente, der Imaginärteil als q-Komponente bezeichnet. Da eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer betrachtet wird, addieren sich alle im Rotor wirkenden Spannungskomponenten zu 0. Die Statorspannungskomponenten, für die Regelung von entscheidender Bedeutung, sind wie folgt berechenbar:

$$u_{sd} = R_\sigma i_{sd} + L_\sigma \dot{i}_{sd} - (\rho + \varphi) L_\sigma i_{sq} - \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_\sigma i_{sq} + L_\sigma \dot{i}_{sq} + (\rho + \varphi) L_\sigma i_{sd} + \dot{\varphi} \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \quad (2)$$

Hierbei entspricht der Winkel φ der aktuellen Lage des Rotors und somit auch des Rotorkoordinatensystems bezogen auf das Statorkoordinatensystem. Als Winkel ρ wird der Winkel zwischen Rotorkoordinatensystem und Rotorflusskoordinatensystem bezeichnet. Weiters werden folgende Definitionen verwendet:

$$R_\sigma = R_S + R_R \left(\frac{L_h}{L_R} \right)^2 \quad (3)$$

$$L_\sigma = \frac{L_S L_R - L_h^2}{L_R} \quad (4)$$

Der Vorteil der rotorflussorientierten Regelung ist darin zu sehen, dass über die d-Komponente des Statorstroms der gewünschte Rotorfluss eingestellt werden kann. Die q-Komponente hingegen ist dem gewünschten Maschinenmoment proportional. Wie aus den Gleichungen (1) und (2) zu entnehmen ist, sind die beiden Komponenten jedoch miteinander verkoppelt. Diese gegenseitige Beeinflussung kann allerdings durch eine geschickte Addition entsprechender Spannungsterme beseitigt werden.

Bei der rotorflussorientierten Regelung kommt eine Kaskadenstruktur zum Einsatz. Hierbei ist über die d-Komponente mit Hilfe eines Flussreglers und unterlagertem Stromregler der Rotorfluss einstellbar. Durch Einsatz z.B. eines Drehzahlreglers, ebenfalls in Kombination mit einem unterlagerten Stromregler, kann über die q-Komponente die Motordrehzahl seinem Sollwert nachgeführt werden. Hierfür wird vom Drehzahlregler ein Beschleunigungsmoment als Stellgröße ausgegeben. Wird jedoch auf eine Drehzahlstabilisierung verzichtet und soll stattdessen lediglich das Motormoment vorgebar sein, so kann der Drehzahlregler durch einen Momentenregler ersetzt werden. Die übrigen Elemente der Regelungskaskade können dabei einfach übernommen werden.

²Die feldorientierte Regelung wird in Abschnitt 13.4.4 erklärt.

Da der aktuelle Rotorfluss Ψ_{Rd} nur mit sehr viel Aufwand gemessen werden kann, wird er mittels eines Beobachters abgeschätzt. Selbiges gilt auch für die aktuelle Lage ρ des Rotorflusses. Dieser Beobachter ist unter Berücksichtigung folgender, aus den Rotorspannungsgleichungen ableitbarer Zusammenhänge realisierbar:

$$\dot{\Psi}_{Rd} = \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \quad (5)$$

$$\dot{\rho} = \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h i_{Sd}}{\Psi_{Rd}} \quad (6)$$

Das aktuelle Motormoment ist schlussendlich über folgenden mathematischen Zusammenhang gegeben:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq} \quad (7)$$

Hierbei wird die Polpaarzahl des Motors durch die Variable p ausgedrückt.

2.3 Maximalwert der verfügbaren Spannung und des Stromes

Die Asynchronmaschinen werden mittels symmetrischer Pulsweitenmodulation angesteuert [2]³. Hierbei sind die Pulse der drei Stränge symmetrisch um den Zeitpunkt der halben Abtastzeit gelegen.

Zuerst wird die Spannung des 3-Phasen Netzes mittels einer ungesteuerten B6-Brückenschaltung gleichgerichtet [2]⁴. Der sich ergebende Gleichspannungswert wird als Zwischenkreisspannung bezeichnet und steht prinzipiell zur Ansteuerung der Asynchronmaschine zur Verfügung. Hierfür wird die verlangte Ständerspannung u_S in ihre drei Strangkomponenten u_a , u_b und u_c zerlegt. Werden diese drei Spannungswerte in Relation zur verfügbaren Zwischenkreisspannung gesetzt, so entspricht das Ergebnis den Einschalt Dauern der drei IGBT-Umrichterbrücken, mit deren Hilfe die symmetrische Pulsweitenmodulation realisiert wird.

Die drei Strangspannungen u_a , u_b und u_c können jederzeit in einen äquivalenten Spannungzeiger u_S im Ständerkoordinatensystem umgewandelt werden. Hierbei stellen die Spannungen u_α und u_β den Real- und Imaginäranteil von u_S dar. Zusätzlich ergibt sich noch eine dritte Komponente u_0 , auf deren Betrag das Potential des nicht angeschlossenen Sternpunkts der Asynchronmaschine im Mittel liegt.

Rein theoretisch steht der Wert der Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = \sqrt{2} \cdot 400$ [V] als Maximalwert der Spannungspulse zur Verfügung. Die volle Ausnutzung dieser Spannung zur Ansteuerung der Maschine würde sich jedoch in höheren Oberwellenteilen des Stromes niederschlagen.

Der Sternpunkt der ASM ist zwar nicht angeschlossen, sein Potential kann jedoch im Mittel über den 0-Zeiger u_0 beeinflusst werden. Wird $u_0 = 0.5 \cdot U_{ZK}$ gewählt, so

³Die Pulsweitenmodulation wird in Abschnitt 8.4.3 beschrieben.

⁴Die hier angesprochene Gleichrichterschaltung wird unter Abschnitt 2.6.2 angeführt und deren Funktionsweise erklärt.

stehen von diesem Punkt aus gesehen die Spannungen $u_+ = u_0$ sowie $u_- = -u_0$ zur Verfügung, welche mittels der symmetrischen PWM auf die einzelnen Stränge der Asynchronmaschine geschaltet werden können. Hierdurch sind sinusförmige Strangspannungsverläufe erzielbar, wodurch z.B. für stationäre Drehzahlen ein Drehfeld mit nahezu konstantem Betrag erzeugt werden kann. Die sich zusätzlich ergebenden störenden Oberwellenanteile fallen hierbei gering aus.

Da jedoch die Maxima und Minima der 3 Strangspannungen nie zur gleichen Zeit auftreten, ist hier noch ein Optimierungspotential vorhanden. Dieses kann ausgeschöpft werden, indem der Spannungswert u_0 , auf welchem der Sternpunkt der Asynchronmaschine im Mittel liegt, gezielt variiert wird. Somit kann der Maximalwert der über symmetrische Pulsweitenmodulation auf die Maschine schaltbaren Spannung wie folgt gewählt werden, ohne weitere störende Oberwellen zu verursachen [2]⁵:

$$U_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_N \quad (8)$$

Eine weitere Steigerung der Spannung, was technisch gesehen unter Einsatz derselben Ansteuerung durchaus machbar wäre, würde hingegen zusätzliche Oberwellenanteile in den Strangspannungen hervorrufen. Da sich diese auch in den jeweiligen Strangströmen wiederfinden, können sie in weiterer Folge auch im Momentenverlauf festgestellt werden. Da dies jedoch unerwünscht ist, wird die Spannungsbegrenzung für diese Masterarbeit laut Gleichung (8) gewählt.

Der Strom ergibt sich aus der vorgegebenen Spannung sowie durch den momentanen Betriebszustand der Asynchronmaschine. Trotzdem unterliegt auch er einer maximalen Schranke, die es zu beachten gilt und durch Gleichung (9) gegeben ist:

$$I_{max} = \sqrt{2} I_N \quad (9)$$

Dieser maximale Stromwert könnte kurzzeitig überschritten werden ohne der Maschine zu schaden. Während dieser Zeitspanne kann die Maschine auch Momente jenseits des Nennmoments liefern. Da dies jedoch zu einer stärkeren Erwärmung der Maschine führt, muss diese durch eine geeignete Maßnahme vor einer termischen Überlast geschützt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit spielen diese Betrachtungen jedoch keine übergeordnete Rolle und somit wird die Stromgrenze laut Gleichung (9) gewählt.

⁵Im Kapitel 8.4.10. wird diese Reduktion behandelt.

3 Antriebsstrang-Prüfstand

3.1 Mechanischer Aufbau

Der für diese Masterarbeit verwendete Antriebsstrang-Prüfstand soll symbolisch für Antriebsstränge stehen. Im Rahmen einer früheren Masterarbeit wurde er sowohl konstruiert als auch realisiert. Der große Vorteil dieses Prüfstands ist primär in seiner hohen Verfügbarkeit zu sehen, da es sich hierbei um eine firmeneigene, stationär aufgebaute Konstruktion handelt.

Der verwendete Antriebsstrang-Prüfstand besteht aus 2 Asynchronmaschinen, welche koaxial montiert wurden und durch eine adaptierte Welle miteinander verbunden sind. Sie enthalten zudem bereits Inkrementalgeber, um deren Drehzahl zugänglich zu machen. Direkt am Flansch eines jeden Motors befindet sich ein Momentensensor. Nach dem Momentensensor des Motors 1 befindet sich eine elastische Kupplung mit anschließendem zusätzlichen Inkrementalgeber. In weiterer Folge ist eine Schwungmasse angeordnet, welche in 2 gleiche Hälften teilbar ist. Wird diese Option gewählt, so kann sich die eine Hälfte um einen bestimmten fixen Winkel φ_{Δ} drehen, bevor ein an ihr angebrachter Zahnkranz auf jenen der 2. Hälfte prallt. Hierdurch ist es möglich, ein Getriebespiel zu simulieren. Anschließend an die Schwungmasse ist der zweite Momentensensor angeordnet, welchem Motor 2 folgt.

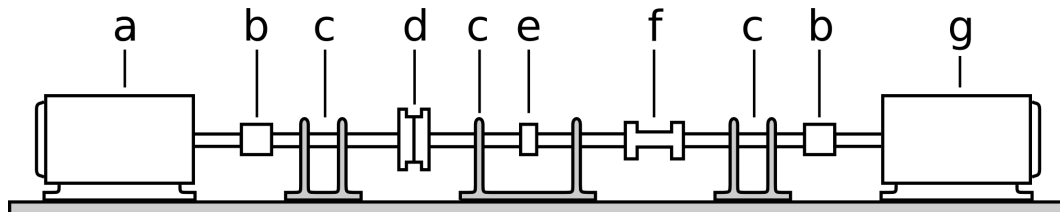


Abbildung 1: Strukturbild des Antriebsstrang-Prüfstandes

Das Strukturbild des Antriebsstrang-Prüfstandes, welches in Abbildung 1 veranschaulicht wird, setzt sich aus folgenden Baugruppen zusammen:

- | | |
|---|------------------------|
| a | Motor 2 |
| b | Momentensensor |
| c | Lager der Welle |
| d | Schwungmasse mit Spiel |
| e | Inkrementalgeber |
| f | elastische Kupplung |
| g | Motor 1 |

Die Typenbezeichnungen der einzelnen Bauteile sind in Abschnitt A aufgelistet.

Im Zuge dieser Masterarbeit wird die Schwungmasse als zu prüfendes Bauteil betrachtet.

3.2 Momentensensoren

Wie schon unter 3.1 erwähnt, wird das an der Welle angreifende Moment über zwei Momentensensoren ermittelt.

Ein Momentensensor misst jenes Moment, welches an dieser Stelle von der Welle übertragen wird. Würde nun beispielsweise Motor 1 den Antriebsstrang mit einer konstanten Drehzahl antreiben, Motor 2 wäre unbestromt und wäre keinerlei Reibung vorhanden, so könnte das mittels Sensor 1 gemessene Moment mit $M_{mess} = 0$ [Nm] angegeben werden. In der Realität misst der 1. Sensor in diesem Fall jedoch das Gesamtdrehmoment der 3 Lager und des Motors 2, während der 2. Sensor einen Wert für das Reibmoment von Motor 2 bereitstellt.

Das von den Momentensensoren gemessene Moment unterliegt jedoch sowohl einem Gain- als auch einem Offseterror. Um diese Fehler zu ermitteln, wurden mittels einer Momentenwaage definierte Momente an der Welle aufgebracht und gemessen. Aus der Abweichung zwischen aufgebrachtem und gemessenem Moment sind Faktoren ermittelbar, welche zur Korrektur der beiden auftretenden Fehler herangezogen werden können. Diese werden in Kapitel 5.1 angeführt.

Eine große Schwierigkeit besteht jedoch in der Tatsache, dass der Offseterror zeitvariant ist und somit laufend neu bestimmt werden muss.

3.3 B&R Ansteuerungssystem

Anfangs wurde mit einem Ansteuerungssystem der Firma B&R gearbeitet. Dieses setzt sich aus einer CPU, 2 Servoverstärkern und einigen Ein-/ und Ausgangsmodulen zusammen.

Eine beachtliche Einschränkung stellt dieses System bezüglich der begrenzten Zugänglichkeit der aktuellen Systemgrößen dar. Diese werden über den Bus zu den beiden eingesetzten ACOPOS-Servoverstärker rückgeführt. Diese beiden Elemente stellen die entscheidende Begrenzung der maximal zugänglichen Messsignale dar, wodurch nur 4 Signale je ACOPOS-Servoverstärker aufzeichnenbar sind. Diese Auswahl wurde wie folgt getroffen:

- i_{Sq} des Motors 1
- aktueller Drehwinkel φ_1 des Motors 1
- aktuell gemessenes Moment M_{mess} am Motor 1
- aktueller Drehwinkel φ_3 an der Schwungmasse
- i_{Sq} des Motors 2
- i_{Sd} des Motors 2
- aktueller Drehwinkel φ_2 des Motors 2
- aktuell gemessenes Moment M_{mess} am Motor 2

Eine weitere Einschränkung stellt die beschränkte Zugänglichkeit zu den Stellgrößen dar. Einzig das gewünschte Moment kann entweder direkt, oder, in Verbindung mit Simulink, über einen Drehzahlregler vorgegeben werden. Auf den Soll-Rotorfluss kann jedoch keinerlei Einfluss genommen werden, da dieser selbstständig von der

Steuerung eingestellt wird.

Die Fluss- und Stromregelung wird bei diesem System mit einer Frequenz von $f_i = 10$ [kHz] ausgeführt, die Drehzahlregelung hingegen nur mit $f_a = 2,5$ [kHz]. Außerdem beträgt die Signalverzögerung der Stellgröße als auch der Messgröße jeweils $T_a = 3/f_a = 1,2$ [ms]. Wird noch ein Taktzyklus für die symmetrische PWM mit eingerechnet, welche jedoch mit f_i ausgeführt wird, so addiert sich die Signalverzögerung innerhalb des gesamten Regelkreises auf $T = 2,5$ [ms].

Die genauen Typenbezeichnungen der verwendeten Steuerungselemente können aus Abschnitt B entnommen werden.

Die ersten Messungen wurden mit Hilfe des B&R Systems durchgeführt, da nur dieses zur Ansteuerung des Antriebsstrang-Prüfstands zur Verfügung stand. Zur Ansteuerung der Acopos Servoumrichter steht hierbei das von B&R zur Verfügung gestellte Softwarepaket „Automation Studio“ zur Verfügung. In dieser Umgebung werden alle angeschlossenen Module sowohl integriert als auch konfiguriert. Außerdem werden die Parameter der über die Acopos-Servoumrichter anzusteuernenden Motoren vermerkt. Dieser Schritt ist notwendig, da das System darauffolgend automatisch einen passenden Strom- und Flussregler ermittelt. Durch diese Automatisierung ist auch keinerlei Zugriff auf die entsprechenden Bereiche des Regelkreises gegeben.

Die einzige Führungsgröße, welche extern vorgegeben werden kann, ist der Wert des Sollmoments. Dieser entspricht der Regelgröße und wird intern über Gleichung (7) ermittelt. Die Führungsgröße kann einerseits direkt über die Benutzeroberfläche vorgegeben werden, andererseits stellt „Automation Studio“ eine Schnittstelle zu Matlab-Simulink zur Verfügung. Somit ist es möglich, unter Simulink eine Drehzahlregelung zu implementieren. Die gewünschte Drehzahl stellt dabei die Führungsgröße dar. Als Regelgröße wird jene Drehzahl gewählt, welche durch den nahe der Schwungmasse platzierten Inkrementalgeber ermittelbar ist. Der Wert des vorgegebenen Motormoments wird über die Stellgröße des Drehzahlreglers definiert.

Das B&R System zeichnet sich durch eine sehr exakte Positionsbestimmung aus. So wird eine volle Umdrehung von $\varphi = 2\pi$ mittels $\sin - \cos$ Auswertung in 360.000 Strichen aufgelöst. Für das intern ermittelte Drehzahlsignal wird diese Auflösung zusätzlich in etwa um den Faktor 100 erweitert. Aus diesem Grund muss das gemessene Drehzahlsignal nicht mehr nachbearbeitet werden, sondern ist direkt für die Regelung verwendbar.

Mit Hilfe dieses Regelungssystems wurde nur die Identifizierung des Antriebsstrangs durchgeführt. Im Anschluss daran wurde der Antriebsstrang-Prüfstand auf eine Ansteuerung mittels des dSpace Systems umgerüstet.

3.4 dSpace Ansteuerungssystem

Im weiteren Verlauf wurde das B&R System durch ein dSpace System ersetzt. Der Vorteil dieser Variante ist, dass die gesamte Regelung bis hin zur Ausgabe des Puls-

musters für die Ansteuerung der Umrichter in Simulink aufgebaut werden kann. Außerdem sind alle innerhalb dieses Koppelplanes verfügbaren Signale einfach mit oder ohne Triggersignal aufzeichnenbar.

Das dSpace System arbeitet mit einer Schaltfrequenz von $f = 10$ [kHz]. Da die Umrichter bei dieser Variante direkt angesteuert werden können, reduziert sich die Signalverzögerung innerhalb des gesamten Regelkreises auf $T_a = 2/f = 200$ [μ s]. Hierbei ist ein Taktzyklus für die symmetrische PWM vorgesehen. Der andere Taktzyklus wird zur Berechnung der neuen Stellgröße benötigt.

Mit Hilfe des Softwarepakets „Control Desk“ ist das dSpace System ansteuerbar. Die Regelung hingegen wird über einen Matlab-Simulink Koppelplan realisiert, wobei hier eigens von dSpace zur Verfügung gestellte Blöcke als Schnittstelle zur Hardware dienen. Alle im Koppelplan existierenden Signalverläufe sind in „Control Desk“ abrufbar und können auch aufgezeichnet werden.

Über eine individuell gestaltbare graphische „Control Desk“ Benutzeroberfläche kann der Anwender das Regelungssystem überwachen. Zudem ist es hiermit möglich, direkt auf den Simulink-Koppelplan einzuwirken und z.B. Konstanten zu verändern, wodurch unter anderem Führungsgrößen sprünge vorgebar sind.

Die aktuelle Positionsmessung des dSpace Systems ist auf die Auflösung des verwendeten Inkrementalgebers beschränkt. Da der Winkelgeber eine volle Umdrehung von $\varphi = 2\pi$ mit 2.048 Strichen auflösen kann und zudem noch eine 4-fach Auswertung besitzt, ist für dieses Messsystem eine Positionsbestimmung mit 8.192 Strichen pro Umdrehung erzielbar. Die Auswertung kann jedoch im entsprechenden Simulink-Dekoderblock von 4-fach auf sin-cos umgestellt werden. Hierdurch ist die Strichanzahl nochmals um den Faktor 4.096 erweiterbar, wodurch fortan eine Umdrehung in 8.388.608 Inkremente unterteilt wird. Letztere Option wurde für die Messungen verwendet. Diese Diskretisierung ist jedoch für eine Drehzahlregelung zu grob. Je nachdem ob der Inkrementalgeber innerhalb einer Abtastperiode einen Strich mehr oder weniger erkennt, berechnen sich daraus unterschiedliche Drehzahlen, wodurch das wirkliche Messsignal von einem störendem Rauschen überlagert wird. Der Drehzahlregler interpretiert dieses Rauschen jedoch als reale Drehzahl und will den dadurch verursachten Regelfehler beseitigen. Dies ist akustisch durch ein lautes Brummen des Motors wahrnehmbar, welches auch bei Stillstand der Welle auftritt.

Um dieses Rauschen zu reduzieren, werden alle Drehzahlsignale mit einem PT1-Glied tiefpassgefiltert, wobei die Grenzfrequenz des Filters mit $f_g = 100$ [Hz] gewählt wurde.

Die Momentensensoren unterliegen, wie schon unter Abschnitt 3.2 erwähnt, einer Offsetdrift. Interessant ist, dass diese immer nur beim Verbindungsaufbau zwischen „Control Desk“ und der dSpace Hardware auftritt, danach aber auf diesem Wert verharrt. Der Ursache dieser Eigenheit wurde aus Zeitgründen nicht auf den Grund gegangen. Aufgrund dieses Verhaltens ist es jedoch möglich, das gemessene Moment vor dem Start einer neuen Messung mit Hilfe einer Auto-Zero Funktion auf $M_{mess} = 0$ [Nm] abzugleichen. Dieser Funktionsblock ist in Abbildung 2 dargestellt. Das Kernstück dieser Auto-Zero Funktion besteht aus einem langsam reagierenden

Integrator, da der Faktor K mit $0 < K \ll 0$ gewählt wird. Daraus resultiert, dass die Funktion unempfindlicher auf Messrauschen reagiert. Der Integrator wird mit Hilfe von $enable = 1$ aktiviert, wodurch er seinen Wert dem momentan gemessenen Momentenwert $signal_{in}$ angleicht. Dies ist möglich, da eine mögliche bestehende Differenz ständig aufintegriert wird. Daraus folgend ist ein eventuell vorhandener Offsetdrift kompensierbar. Soll in der Folge eine Messung gestartet werden, so wird $enable = 0$ gewählt, wodurch der Integrator der Auto-Zero Funktion auf seinem zuvor ermittelten Wert verharrt und den störenden Offset auch zur Messzeit auslöscht. Der Datentyp des $enable$ -Signals muss vor dessen Multiplikation noch konvertiert werden, da er zuvor mit „bool“ initialisiert wurde. Der Grund hierfür ist, dass über bool'sche Verknüpfungen zusätzlich zum eigentlichen $enable$ -Signal noch gleichzeitig die Spannungsfreiheit der IGBTs abgefragt wird.

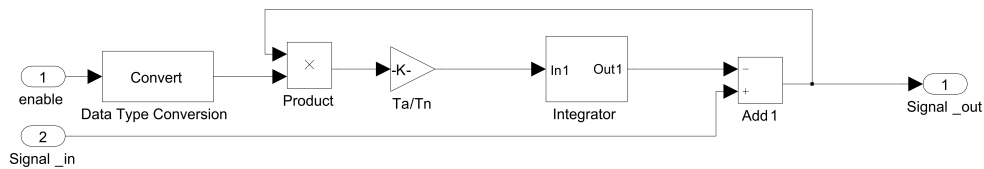


Abbildung 2: Auto-Zero Funktion zum Abgleich der Momentensensoren

Der offsetbereinigte Momentenmesswert wird anschließend noch mit Hilfe eines Tiefpassfilters 1. Ordnung mit einer Grenzfrequenz $f_g = 100$ [Hz] von hochfrequentem Messrauschen befreit.

Aufgrund der Tatsache, dass zur Gleichrichtung der Netzspannung, wie unter Abschnitt 2.3 bereits erwähnt, eine B6-Brückenschaltung eingesetzt wird, ist der sich einstellenden Zwischenkreisspannung eine Wechselanteil mit einer Frequenz von $f = 300$ [Hz] überlagert. Diese pulsierende Zwischenkreisspannung ist insofern störend, als dass ihr exakter Wert bei der Berechnung der IGBT-Einschaltzeiten benötigt wird. Da zwischen der Messung der Zwischenkreisspannung und der Ausgabe der neuen Strangspannungen zwei Taktzyklen vergehen, muss die zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe gültige Zwischenkreisspannung abgeschätzt und zur Berechnung der Einschalt Dauern herangezogen werden. Anderenfalls findet sich auch im Momentenverlauf ein kleiner Rippel mit $f = 300$ [Hz] wieder.

Diese Abschätzung wird für das dSpace System mit Hilfe eines zeitdiskreten Beobachters durchgeführt, welcher von Dr. Robert Bauer zur Verfügung gestellt wurde.

Die genauen Typenbezeichnungen der verwendeten dSpace Komponenten können in Abschnitt C nachgeschlagen werden.

4 Modellierung des Antriebsstrangs

Grundlage eines jeden Reglerentwurfs ist die Analyse und Modellierung der zu regelnden Strecke. Der bei dieser Masterarbeit betrachtete Antriebsstrang-Prüfstand kann als Aneinanderreihung von Massenträgheitsmomenten angesehen werden, welche durch Feder- und Dämpfungselemente miteinander verbunden sind. Die beiden Kopplungsglieder treten hierbei immer paarweise und parallel geschaltet auf. Es ist daher sinnvoll, den Antriebsstrang in einzelne zusammenhängende Abschnitte zu unterteilen. Um die Bewegung jedes Teilstückes mathematisch zu beschreiben, ist unter Anwendung des Drallsatzes ein System von Differentialgleichungen 2. Ordnung aufzustellen, wobei jede Differentialgleichung einen Abschnitt beschreibt [1]⁶. Hierbei sind folgende Punkte zu beachten:

- Die genauen Werte der Feder- und Dämpfungskonstanten der einzelnen Baugruppen sind in keinem Datenblatt angeführt. Außerdem wird das Verhalten des Gesamtsystems auch durch die Steifigkeit der Verbindungswellen beeinflusst. Um trotzdem möglichst exakte Werte für die resultierenden Feder- und Dämpfungskonstanten der einzelnen Abschnitte zu erhalten, muss das Schwingverhalten des realen Antriebsstrangs mit jenem des Simulinkmodells verglichen und zweiteres gegebenenfalls nachjustiert werden. Aufgrund der Tatsache, dass das real wirkende Motormoment nicht exakt bekannt ist, kann es für Simulationszwecke nur abgeschätzt werden. Dies resultiert aber in unterschiedlich stark steigenden Winkelgeschwindigkeiten für Messung und Simulation. Aus diesem Grunde führt ein Optimierungsproblem, welches die Kopplungsparameter unter dem Gesichtspunkt der Minimierung der Winkelgeschwindigkeitsfehlerquadrate variiert, zu keinerlei brauchbarer Lösung. Deshalb müssen diese Konstanten manuell gefunden werden.
- Auf die einzelnen Abschnitte wirkt ein Reibmoment, welches nichtlinear mit der Drehzahl ansteigt. Außerdem hängt dessen Wert von der Temperatur der Lager ab. Dieses Moment ist durch Messungen am realen Antriebsstrang zu ermitteln.
- Das Spiel der Schwungmasse ist ebenfalls möglichst realitätsgetreu zu modellieren. Der hierfür verwendete Simulink-Koppelplan ist in Abbildung 3 dargestellt.

Die Kopplung zwischen den beiden Hälften der Schwungmasse kann durch eine sehr steife Feder modelliert werden. Dies ist insofern zulässig, als dass sich die einzelnen Zähne beim Aufeinanderschlagen geringfügig verformen. Das Rückstellmoment dieser Verbindung wird jedoch erst zu jenem Zeitpunkt abrufbar, an welchem der Drehwinkel der ersten Hälfte der Schwungmasse φ_I das Getriebespiel φ_Δ überwunden hat, was in weiterer Folge in einer Drehung φ_{II} der zweiten Hälfte resultiert. Um diesen Umstand zu beschreiben, kommt unter Simulink ein „dead zone“-Block zur Anwendung.

Bei der Wahl der Federkonstanten der beschriebenen Kopplung ist darauf zu

⁶Für zwei Abschnitte wird dieser Schritt in Kapitel 19.3.1 ausgeführt.

achten, dass eine zu niedrige Wahl eine sehr elastische Kopplung zur Folge hätte und somit auch Winkeldifferenzen $|\varphi_I - \varphi_{II}| \gg \varphi_\Delta$ zulässig sind. Andererseits führt eine zu hoch gewählte Federkonstante zu einem sehr starken Schwingen des Systems bereits bei minimaler Verdrehung über φ_Δ hinaus. Unter Berücksichtigung dieser beiden Extrema ist ein passender Mittelwert zu finden.

Es gilt weiters zu beachten, dass die durch die Feder bedingte Schwingung gedämpft werden muss. Hierfür wird in diesem Modellierungsabschnitt ein Dämpfungselement eingefügt, welches jedoch nur in Verbindung mit der Feder wirkt.

Wird der Antriebsstrang einseitig durch einen Momentenstoß angeregt und betrachtet man alle drei über die Inkrementalgeber aufzeichnenbaren Drehwinkelverläufe etwas genauer, so ist erkennbar, dass die beiden Hälften der Schwungmasse noch zusätzlich durch ein geringes Haftmoment miteinander verbunden sind. Daraus resultierend kommt es schon zu einer Veränderung von φ_{II} bevor die Zahnkränze, bedingt durch eine Drehung von $|\varphi_I| > \varphi_\Delta$, aufeinander schlagen. Dieses Haftmoment ist durch ein Dämpfungselement mit kleiner Dämpfungskonstante modellierbar. Hierbei wurde dem Dämpfungselement der Vortritt gegenüber einem Federelement eingeräumt, da bei der zweiten Variante das benötigte Rückstellmoment zu langsam aufgebaut wird.

Werden obige Ausführungen zusammengefasst, so ergibt sich folgender Simulink-Koppelplan zur Modellierung des Getriebespiels:

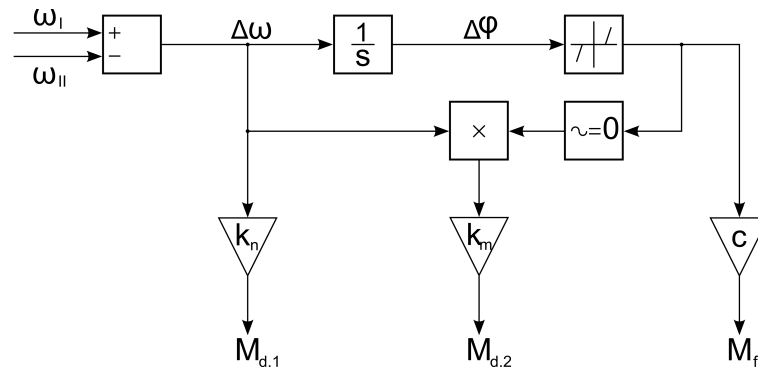


Abbildung 3: Simulink-Modell des Getriebespiels

Die Bedeutung der verwendeten Variablen entspricht hierbei:

ω_I	Winkelgeschwindigkeit der ersten Schwungmassenhälfte
ω_{II}	Winkelgeschwindigkeit der zweiten Schwungmassenhälfte
c	Federkonstante des Getriebes
k_n	Dämpfungskonstante in Folge der Reibung
k_m	Dämpfungskonstante zur Reduzierung der Federschwingung

Bei der Modellidentifikation kommt erschwerend hinzu, dass der genaue Wert des bei der Messung wirkenden Beschleunigungsmomentes unbekannt ist. Dies hat folgende zwei Gründe:

- Das bei den durchgeführten Versuchen wirkende Reibmoment ist nur bedingt bekannt, da es nicht nur drehzahl- sondern auch temperaturabhängig ist.
- Das über die elektrischen Größen berechenbare Motormoment stimmt mit dem tatsächlichen auf den Motor wirkenden Moment nicht überein. Grund dafür ist, dass die für die Simulation verwendeten Motorparameter, welche aus dem Datenblatt entnommen wurden, nur für die warme Maschine passen. Werden jedoch schon Messungen während des Aufwärmvorgangs durchgeführt, so kommt es zu jenen Abweichungen, welche in Abbildung 9 dargestellt werden.

Das schlussendlich verwendete Modell des Antriebsstrangs entstammt einem Entwicklungsprozess, bei dem das Modell in immer feine Abschnitte unterteilt wurde. War der Prüfstand ohne Getriebespiel anfangs noch als Zweimassenschwinger betrachtet worden, so ist er nun, unter Berücksichtigung des Getriebespiels und vieler geringer Schwingungsamplituden, in 6 Abschnitte unterteilt. Die genaue Aufteilung ist in Abbildung 4 dargestellt.

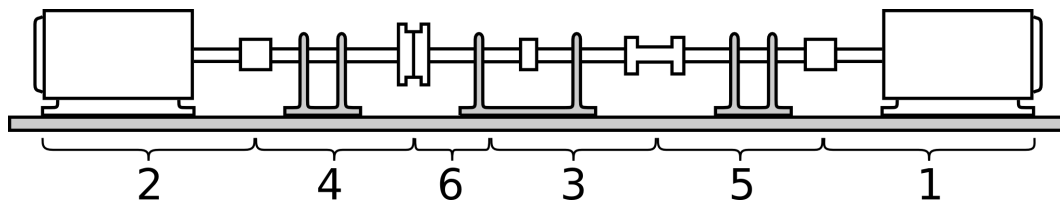


Abbildung 4: Abschnitte des Antriebsstrang-Prüfstandes

Es soll darauf hingewiesen werden, dass das Verhalten des Simulinkmodells jenem des realen Antriebsstrang-Prüfstandes möglichst nahe kommen soll. Eine annähernd perfekte Übereinstimmung wäre hingegen aufgrund der Unsicherheiten bei der Reibung und dem tatsächlich wirkenden Antriebsmoment sowie durch Modellierungsunsicherheiten nur unter sehr großem Aufwand erreichbar.

Zur Identifikation der Kopplungsparameter sowie der Aufteilung des Massenträgheitsmomentes auf die einzelnen Abschnitte wird ein Momentensprung über Motor 1 vorgegeben. In weiterer Folge wird das Verhalten der Winkelgeschwindigkeiten in den Abschnitten 1, 2 und 3 der Simulation sowie der Messung miteinander verglichen und die einzustellenden Konstanten entsprechend adaptiert. Die dabei verwendete Variablenzuweisung für die Winkelgeschwindigkeiten ist aus Abschnitt E zu entnehmen.

Wird nun der Antriebsstrang mit einem Momentensprung von $M_{1soll} = 0$ [Nm] auf $M_{1soll} = 12,5$ [Nm] angeregt, so ergibt sich für ω_1 der in Abbildung 5 dargestellte zeitliche Verlauf. Das Sollmoment wird hierbei bereits in das wirklich wirkende Motormoment umgewandelt, wobei die Werte der Abbildung 9 als lookup-table dienen.

Wird Abbildung 5 betrachtet, so fällt der Einbruch der Winkelgeschwindigkeit nach ca. $t \approx 0,13$ [s] auf, welcher durch das erstmalige Aufeinanderschlagen der Zahnkränze der Schwungmasse zustande kommt. Das zweite harte und letztmalig stark wahrnehmbare Aufeinandertreffen der beiden Hälften der Schwungmasse findet nach $t \approx 0,2$ [s] statt.

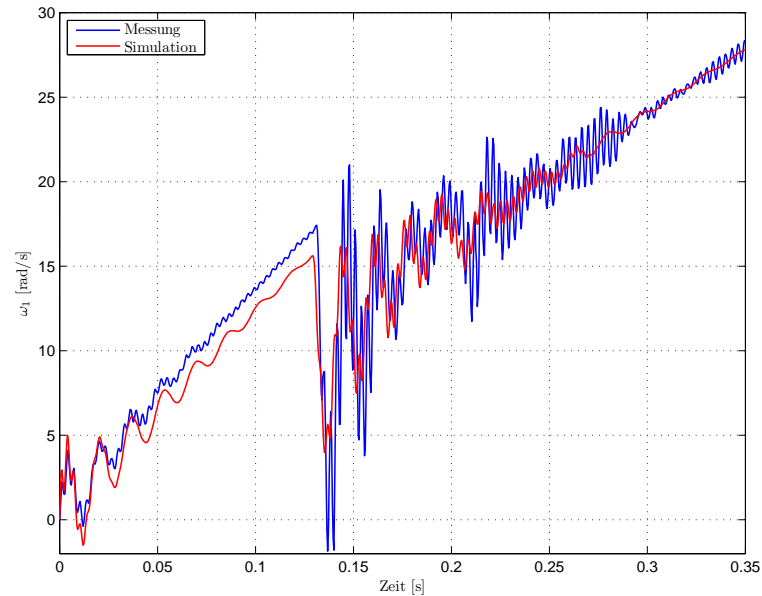


Abbildung 5: Verlauf von ω_1 bei einem Momentensprung

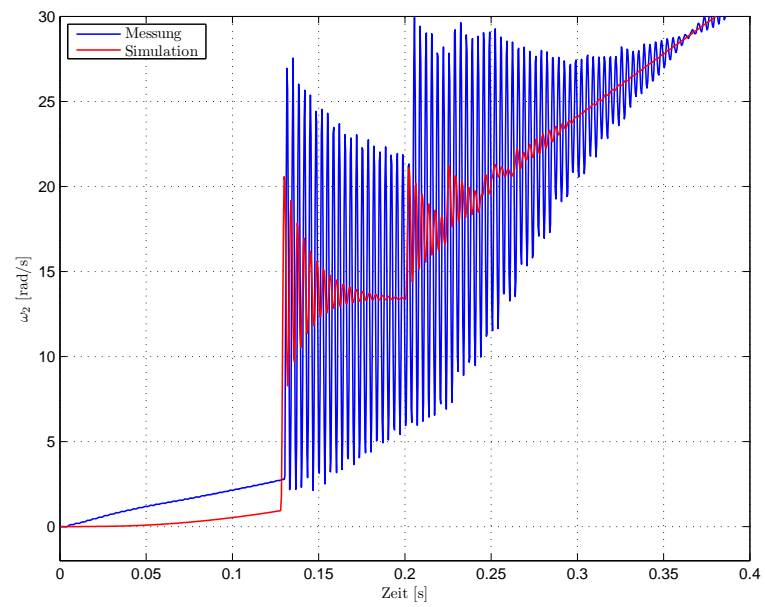
Da der Verlauf von ω_3 dem stark geglätteten Verlauf von ω_1 entspricht, wird er hier nicht explizit abgebildet.

Wie aus Abbildung 6 entnehmbar ist, steigt ω_2 für dieselbe Messung anfangs nur minimal an, wobei diese Bewegung auf die vorhandene Reibung zurückführbar ist. Nach $t \approx 0,13$ [s] sowie nach $t \approx 0,2$ [s] ist ein Aufeinanderschlagen der beiden Zahnkränze deutlich ersichtlich, was in einer starken Beschleunigung resultiert.

Bei der Erstellung des Simulink-Koppelplans ist folgender Aspekt zu berücksichtigen:

Für die Federkopplungen ist nur die Drehwinkeldifferenz zweier aneinander grenzender Abschnitten entscheidend. Wird nun der Drehwinkel eines jeden Abschnittes über einen Integrator berechnet, so kommt es für lange Simulationszeiten bei der anschließenden Differenzbildung zu Fehlern. Als Ursache hierfür sind numerische Ungenauigkeiten anzugeben.

Als Lösung dieses Problems kann die Drehwinkeldifferenz zwischen zwei Abschnitten aus dem Integral deren Winkelgeschwindigkeitsdifferenz gebildet werden, welche für den betrachteten Fall immer beschränkt ist. Dieses Verfahren wurde bereits in Abbildung 3 eingesetzt.

Abbildung 6: Verlauf von ω_2 bei einem Momentensprung

5 Messungen zur Identifikation des Antriebsstrangs

5.1 Kalibrierung der Momentensensoren

Wie schon unter 3.2 erwähnt, unterliegen die Momentensensoren einem Gain- sowie einem Offseterror, welche mittels einer Momentenwaage bestimmt wurden. Über die Länge des Hebelarms $l = 0,705$ [m], die belastende Masse $m = 1,743$ [kg] sowie die Gravitationsbeschleunigung $g = 9,81$ [m/s²] kann das real wirkende Belastungsmoment mit $M = 12,055$ [Nm] ermittelt werden. Dieser Versuch wurde bei beiden Momentensensoren für positive und negative Belastungen durchgeführt. Dabei lieferten die Momentensensoren folgende Messergebnisse:

$M_{mess,1}$ [Nm]	$M_{mess,2}$ [Nm]
12,23	11,38
-11,40	-12,35

Aus der Abweichung zwischen den gemessenen Werten und dem tatsächlich wirkenden Belastungsmoment sind folgende Korrekturfaktoren berechenbar:

	Sensor 1	Sensor2
Gainfaktor	1,022	1,013
Offsetfaktor	-0,4	+0,5

Hierbei ist der aktuelle Messwert mit dem Offsetfaktor zu addieren und anschließend mit dem Gainfaktor zu multiplizieren.

5.2 Bestimmung des Massenträgheitsmoments der Schwungmasse

Das Massenträgheitsmoment der Schwungmasse wurde durch einen Auslaufversuch ermittelt. Dabei wird jedoch zusätzlich das Belastungsmoment für stationäre Betriebspunkte benötigt. Da mittels des zweiten Motors keinerlei Moment aufgebracht wurde, entspricht dieses Belastungsmoment dem Reibmoment des Antriebsstrangs.

Um eine umfassende Einarbeitung in die Eigenheiten des verwendeten Antriebsstrang-Prüfstands sicherzustellen, wurden beim Start dieser Masterarbeit keinerlei zuvor ausgelegte Regler zur Verfügung gestellt. Da diese Beschränkung auch Drehzahlregler beinhaltet, mussten die gesuchten stationären Betriebspunkte über eine alternative Methode gefunden werden. Hierfür wurde mittels Motors 1 nur ein geringes Beschleunigungsmoment aufgebracht, welches bei einer bestimmten Drehzahl durch das vorhandenen Reibmoment aufgehoben wurde, wodurch sich ein stabiler Arbeitspunkt einstellte. Dieser Versuch wurde für verschiedene Motormomente wiederholt. Mit Hilfe der daraus gewonnenen Werte war eine Abschätzung des Massenträgheitsmomentes der Schwungmasse durchführbar und in weiterer Folge konnte ein Drehzahlregler entworfen werden.

Unter Einsatz dieses Drehzahlreglers wurde das Reibmoment für einige Drehzahlen nochmals genau bestimmt und aus den ermittelten Werten das Massenträgheitsmoment der Schwungmasse exakt berechnet.

5.3 Bestimmung des Getriebespiels

Um das Getriebespiel möglichst einfach zu bestimmen, müssen die beiden Hälften der Schwungmasse in beide Richtungen gegeneinander verdreht werden. Dabei sind die Winkel φ_1 und φ_2 in jenen Positionen abgelesen, in denen die Zahnkränze der beiden Hälften aneinander stoßen. Aus der Relation der somit ermittelten Werte kann ein Getriebespiel mit $\varphi_\Delta = 56,489 [^\circ] = 0,986 [\text{rad}]$ bestimmt werden.

5.4 Bestimmung der Reibmomente

Wird Motor 1 drehzahl geregelt betrieben, so kann das wirkende Reibmoment für beliebige Winkelgeschwindigkeiten ermittelt werden. Da mittels Motor 2 keinerlei Moment aufgebracht wurde, misst Momentensensor 2 das durch die Lager von Motor 2 bedingte Reibmoment. In weiterer Folge entspricht die Differenz der durch die Momentensensoren gemessenen Momente dem Reibmoment der 3 zur Stützung der Welle eingesetzten Lager.

Wie unter Abschnitt 4 bereits erwähnt, hängt das Reibmoment sowohl von der Drehzahl als auch von der aktuellen Lagertemperatur ab. Werden die Lager erwärmt, so reduziert sich das durch sie verursachte Verlustmoment.

Es kann jedoch die Vorgabe gemacht werden, dass der Antriebsstrang, um die Lager auf Betriebstemperatur zu bringen, vor jeder Messung ca. 5 Minuten lang mit der Nennwinkelgeschwindigkeit ω_N betrieben werden muss. Dadurch ist jenes Reibmoment ermittelbar, welches für diesen Fall tatsächlich während der Messung wirkt. Dieses kann in weiterer Folge zur Momenten-Stellgröße addiert werden und wird dadurch kompensierbar. Somit wirkt auf das Prüfelement wirklich das verlangte Prüfmoment. Der Nachteil dieses Verfahrens liegt darin, dass keine Kaltstarts des Prüfstandes erlaubt sind. Weiters dürfen die Lager während der Messung nicht wieder auskühlen, da dann das kompensierte Reibmoment nicht mehr jenem der Realität entspricht. Dies könnte z.B. durch einen längeren Betrieb bei niedrigen Winkelgeschwindigkeiten passieren. Um dieser Problematik zu entgehen, wird innerhalb dieser Masterarbeit auf eine Korrektur des Reibmoments bei der Berechnung des Prüfmoments verzichtet.

Bei der Simulation des Antriebsstranges wurde angenommen, dass beide Motoren dasselbe Reibmoment verursachen. Dieses wurde vom Gesamtreibmoment abgezogen, wodurch nur noch das Reibmoment der drei Lager übrig bleibt. Auch hier wurde angenommen, dass alle drei Lager dasselbe Reibmoment verursachen.

Für das Modell des Antriebsstranges wurde der in Abbildung 7 dargestellte und am realen Objekt mittels des B&R Systems gemessene Verlauf des Reibmomentes verwendet. Der Verlauf der Lagerreibung sowie der Motorreibung bezieht sich auf eine einzelne Baugruppe.

In der Abbildung ist das Losbrechmoment bei $\omega = 0 [\text{rad/s}]$ gut ersichtlich. Zudem könnte das Absinken der Lagerreibung für hohe positive Drehzahlen auf warme Lager zurückgeführt werden.

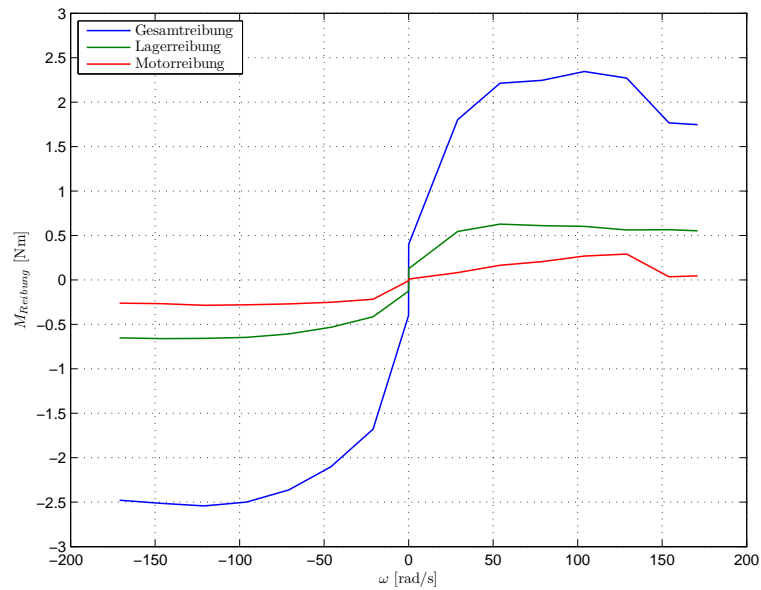


Abbildung 7: Für die Simulation verwendetes Reibmoment

Beim Test der einzelnen Mehrgrößen-Regelungskonzepte wurde die Lagerreibung nochmals mit Hilfe des dSpace Systems ermittelt. Hierbei wurden die Momentensensoren jeweils vor der Messung mittels einer Auto-Zero Funktion auf $M_{mess} = 0$ [Nm] abgeglichen. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 8 zu sehen. Auch hierbei bezieht sich der Verlauf der Lagerreibung sowie der Motorreibung auf eine einzelne Baugruppe.

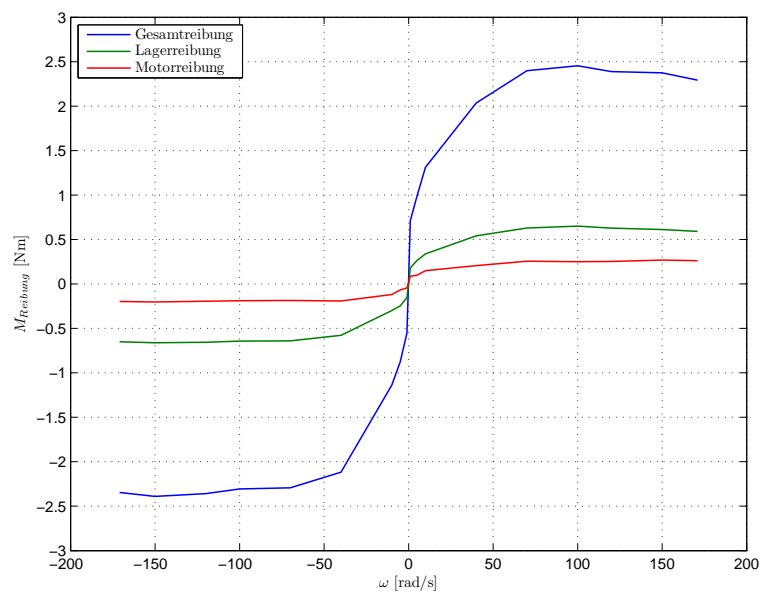


Abbildung 8: Mit dSpace ermitteltes Reibmoment

5.5 Momentennichtlinearität

Wie unter Kapitel 7 erwähnt wird, wurden für den Entwurf der Regelung alle Motorparameter aus dem Motordatenblatt übernommen. Da die realen Motorkenngrößen jedoch von diesen Sollwerten abweichen, kommt es zu einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen dem vorgegebenen Sollmoment und dem wirklich am Motor zur Wirkung kommenden Istmoment. Dieser Effekt ist damit begründbar, dass sowohl der $\Psi_{Rd} - \rho$ - Beobachter als auch die Spannungskompensation der nichtlinearen Terme mit den Normwerten der Maschine betrieben werden und somit nicht ganz exakte Ergebnisse liefern.

In Abbildung 9 ist der mittels des B&R Systems gemessene Zusammenhang zwischen dem vorgegebenen Sollmoment und dem wirklich wirkenden Istmoment dargestellt. Hierbei wurde Motor 1 auf eine Winkelgeschwindigkeit von $\omega = 20$ [rad/s] geregelt und mittels Motor 2 wurde ein positives Lastmoment vorgegeben. Für negative Lastmomente wurde hingegen auch eine negative Winkelgeschwindigkeit von $\omega = -20$ [rad/s] gewählt. Da die Reibung des Antriebsstranges ebenfalls bewegungshemmend wirkt, sind die Momentenforderungen an Motor 2 geringer als jene an Motor 1. Die als Sollverlauf benannte Kennlinie beschreibt den Idealfall ohne einer Nichtlinearität.

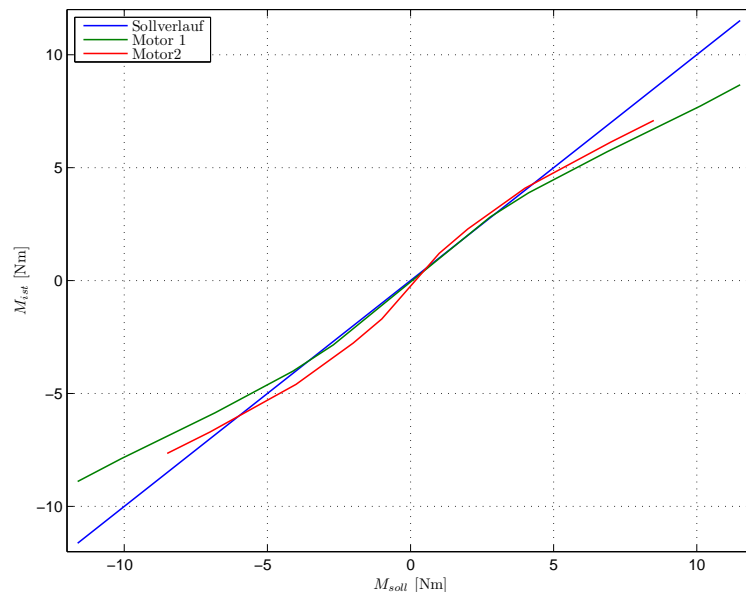


Abbildung 9: Für die Simulation verwendeter nichtlinearer Momentenverlauf

Auch diese Messung wurde mit dem dSpace System nochmals wiederholt. Vor der Messung wurde der Gainerror der Momentensensoren durch eine Auto-Zero Funktion beseitigt. Der dabei ermittelte Verlauf zwischen Sollmoment und tatsächlich wirkendem Moment ist in Abbildung 10 zu sehen. Wiederum wird mit Sollverlauf der Idealfall ohne einer Nichtlinearität bezeichnet.

Diese Momentenabweichungen treten für die kalte Maschine auf. Sobald sie jedoch ihre Betriebstemperatur erreicht, sind die tatsächlich gemessenen Momentenkennlinien und ihr Idealverlauf quasi deckungsgleich.

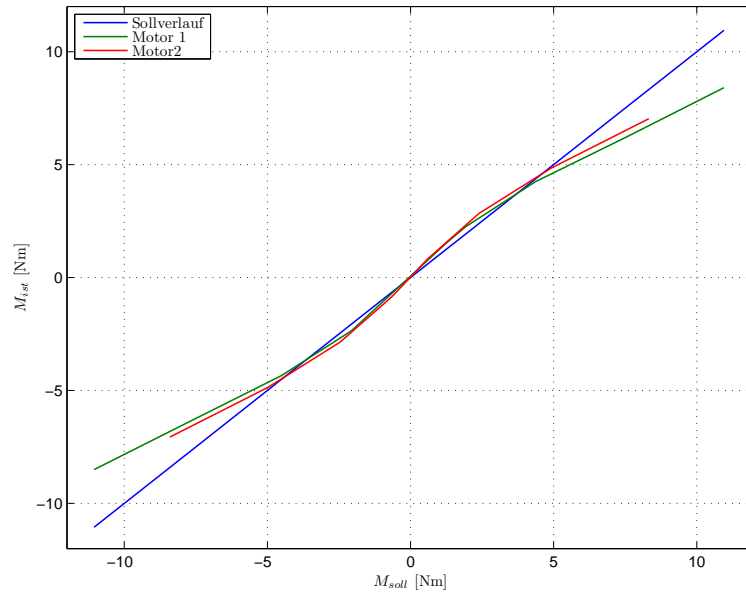


Abbildung 10: Mit dSpace ermittelte Momentennichtlinearität

5.6 Parameteridentifikation von Motor 2

Dem unter Abschnitt 5.5 beschriebenen nichtlinearen Zusammenhang zwischen Sollmoment und tatsächlich am Motor angreifenden Moment soll nun auf den Grund gegangen werden. Zwei Gründe könnten die Ursache dieses Verhaltens sein:

- Das Messergebnis der Momentensensoren könnte falsch sein.
- Die gewählten Maschinenparameter könnten nicht den realen Werten entsprechen. Da dadurch sowohl der $\Psi_{Rd} - \rho$ -Beobachter als auch die Spannungskompensation der nichtlinearen Terme inkorrekte Werte liefern würden, wären ebenfalls negative Effekte zu erwarten.

Der erste zuvor angeführte Grund wird vorerst ausgeschlossen. Zwar unterliegen die Momentensensoren tatsächlich, wie schon unter Abschnitt 3.2 erwähnt, einem Offseterror-Drift, jedoch ist dieser kompensierbar. Da ihr maximal zulässiges Messmoment zudem bei $M_{mess,max} = 50$ [Nm] liegt ist anzunehmen, dass ein möglicherweise vorhandener Gainerror im verwendeten Messbereich noch geringe negative Auswirkungen mit sich bringt.

Aus diesem Grunde sollen die Maschinenparameter näher betrachtet werden [1]⁷. Stellvertretend für diese Untersuchungen werden die tatsächlichen signifikanten Konstanten von Motor 2 ermittelt.

Vorab soll gesagt werden, dass die Strangströme bei den folgenden Versuchen mit Hilfe des dSpace Systems gemessen wurden. Für die tatsächlich auf die Maschine geschalteten Spannungen stehen hingegen keinerlei Messwerte zur Verfügung. Aus

⁷Das zur Parameterbestimmung verwendete Verfahren wird unter Abschnitt 13.6.2 erklärt. Es wurde jedoch auf eine nochmalige Korrektur von R_R und $L_{\sigma R}$ verzichtet.

diesem Grunde wurden die gewünschten, an die Umrichter übergebenen Spannungswerte aufgezeichnet. Dadurch wird ein Fehler infolge des nichtlinearen Umrichterinnenwiderstandes in Kauf genommen, welcher fälschlicherweise dem Statorwiderstand zugerechnet wird. Dieser zusätzliche Spannungsabfall ist jedoch vernachlässigbar, da die als Umrichter verwendeten IGBTs auf einen Nennstrom von $I_{N,IGBT} = 50$ [A] ausgelegt sind. Außerdem beträgt der Ventilspannungsabfall $U_{ventil} = 2,7$ [V], was in Relation zur, in Abschnitt 2.3 beschriebenen, maximal erlaubten Spannung U_{max} nur eine untergeordnete Rolle spielt.

Um den Ständerwiderstand R_S zu ermitteln, wird die Maschine mit einem Spannungszeiger konstanten Betrages und Winkels beaufschlagt. Die Messung wird drei Mal wiederholt, wobei dabei der Winkel des Raumzeigers mit $\varphi_1 = 0$ [°], $\varphi_2 = 120$ [°] bzw. $\varphi_3 = 240$ [°] gewählt wird. Der Wert der aufgeschalteten Spannung wurde auf $|U| = 6$ [V] festgesetzt, wodurch sich im jeweils betrachteten Strang ein Strom von $I \approx 1,3$ [A] einstellt. Über das ohmsche Gesetz kann nun der Strangwiderstand berechnet werden, welcher sich im Mittel wie folgt ergibt:

$$R_S = 4,36 \text{ } [\Omega]$$

Es wäre durchaus denkbar, die Spannung weiter zu erhöhen um den Strom an den Nennstrom anzunähern. Dies würde eine Erwärmung der Wicklung nach sich ziehen. Aufgrund des positiven Temperaturkoeffizienten von Kupfer wäre somit ein Anstieg von R_S zu erwarten.

Als nächstes wurde der Kurzschlussversuch durchgeführt. Mit seiner Hilfe können die Parameter R_R , $L_{\sigma R}$ sowie $L_{\sigma S}$ bestimmt werden. Aufgrund der Tatsache, dass $L_h \gg L_{\sigma R}$ gilt, kann hierbei der aus L_h und R_{fe} bestehende Querzweig des Ersatzschaltbildes der Asynchronmaschine für diesen Versuch vernachlässigt werden.

Zur Durchführung dieser Messung wurde Motor 1 drehzahl geregelt betrieben und der Antriebsstrang dadurch auf $\omega = 0$ [rad/s] stabilisiert. Motor 2 hingegen wurde mit einem rotierenden Spannungsraumzeiger konstanten Betrages beaufschlagt. Als Frequenz dieser Größe wurde $f = 50$ [Hz] festgelegt. Der Betrag des Spannungszeigers wurde zwischen den einzelnen Messungen von $U = 3$ [V] auf $U = 40$ [V] gesteigert, wodurch der Betrag des sich ergebenden Stromraumzeigers von $I \approx 0,25$ [A] auf $I \approx 4$ [A] ansteigt.

Bei der anschließenden Auswertung wurden die Effektivwerte der Strangströme und Strangspannungen berechnet und in weiterer Folge zu einem repräsentativen Wert für U und I gemittelt. Weiters können aus diesen beiden Größen die wirksame Scheinleistung als auch die Wirkleistung ermittelt werden. Aus deren Relation zueinander ist der Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ berechenbar, womit die sich einstellende Maschinenimpedanz Z in eine Real- und Imaginärkomponente aufgeteilt werden kann. Dadurch ist sowohl R_R als auch $L_{\sigma R}$ bzw. $L_{\sigma S}$ bestimmbar. Deren Werte wurden für alle Versuche berechnet, gemittelt und ergeben sich daraus folgend zu:

$$R_R = 2,94 \text{ } [\Omega]$$

$$L_{\sigma R} = 11,7 \text{ } [\text{mH}]$$

$$L_{\sigma S} = 11,7 \text{ } [\text{mH}]$$

Weiterhin ausständig ist die Bestimmung von L_h . Um auch diese Größe zu ermitteln, wurde ein Leerlaufversuch durchgeführt. Da sich der Rotor bei dieser Messung nahezu mit der Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes dreht, stellt sich ein Schlupf $s \approx 0$ ein. Wird nun der Rotorwiderstand R_R auf den Stator umgerechnet $R'_R = R_R/s$, so strebt dieser Wert gegen Unendlich. Aus diesem Grunde kann für den Leerlaufversuch der R_R und $L_{\sigma R}$ enthaltende Rotorzweig des Asynchronmaschinen Ersatzschaltbildes vernachlässigt werden.

Während dieser Messung wird der Antriebsstrang mit Hilfe von Motor 1 auf $\omega = -157$ [rad/s] stabilisiert. Die negative Winkelgeschwindigkeit ergibt sich aufgrund der entgegengesetzten Bezugsrichtungen von ω_2 und ω_1 . Motor 2 wird abermals mit einem rotierenden Spannungszeiger beaufschlagt, dessen Frequenz bei $f = 50$ [Hz] liegt. Der Betrag dieses Raumzeigers wird zwischen $U = 10$ [V] und $U = 300$ [V] gewählt.

Wiederum werden gemittelte Effektivwerte der Strangströme und Strangspannungen sowie die Scheinleistung als auch die Wirkleistung berechnet. Dadurch kann wiederum auf den Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ geschlossen werden. Dieser Winkel φ entspricht zugleich dem Winkel zwischen den komplexen Raumzeigern \vec{U} und \vec{I} , welche an den Maschinenklemmen wirken. Wird nun die Ständerimpedanz Z_S über R_S und $L_{\sigma S}$ berechnet, so kann auch der dadurch verursachte Spannungsabfall $\vec{U}_{Z,S}$ ermittelt werden. Die Differenzspannung $\vec{U}_h = \vec{U} - \vec{U}_{Z,S}$ fällt an der Querimpedanz Z_q ab, welche durch die Parallelschaltung von L_h und R_{fe} gebildet wird. Da der Magnetisierungsstrom \vec{I}_μ beim Leerlaufversuch gleich dem Ständerstrom \vec{I} ist, kann auch diese Impedanz Z_q in ihre Komponenten L_h und R_{fe} zerlegt werden. Der für alle durchgeführten Messungen berechnet und schlussendlich gemittelt Wert von L_h kann wie folgt angegeben werden:

$$L_h = 220,16 \text{ [mH]}$$

In folgender Tabelle erfolgt nun die Gegenüberstellung der Parametern aus dem Motordatenblatt und jenen, welche durch die Parameteridentifizierung gewonnen werden konnten. Es ist unschwer zu erkennen, dass diese sich teilweise erheblich unterscheiden.

Parameter	laut Datenblatt	laut Messung
R_S [Ω]	3	4,36
R_R [Ω]	4,9	2,94
$L_{S\sigma}$ [mH]	9,5	11,7
$L_{R\sigma}$ [mH]	9,3	11,7
L_h [mH]	251,5	220,16

Auffallend ist der extrem nichtlineare Zusammenhang zwischen der Hauptfeldinduktivität L_h und dem Magnetisierungsstrom I_μ , welcher in Abbildung 11 zu sehen ist.

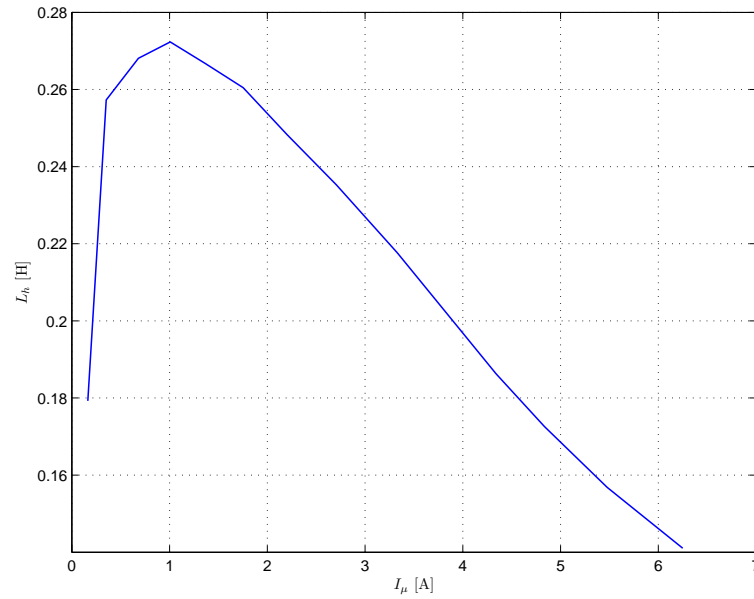


Abbildung 11: Hauptfeldinduktivität in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom

Außerdem kann über den Leerlaufversuch auch auf den Verlauf des Hauptflusses Ψ_h in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom I_μ geschlossen werden. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 12 dargestellt.

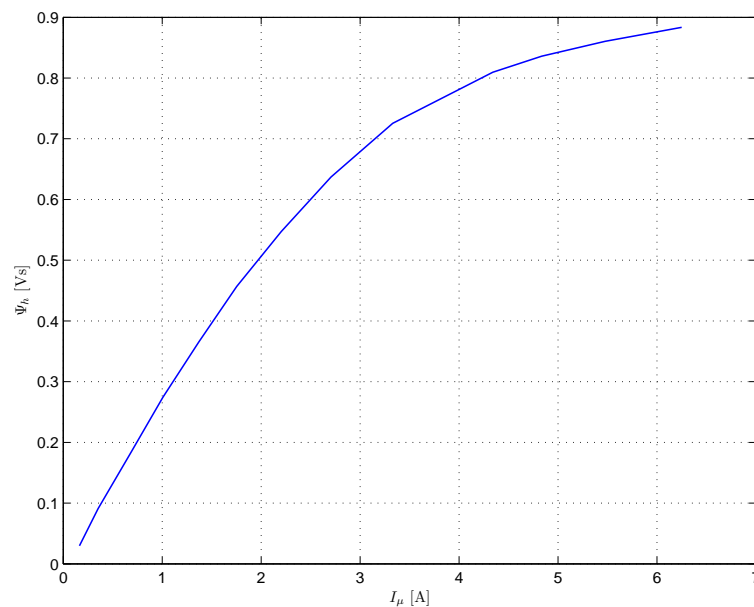


Abbildung 12: Hauptfluss in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom

Interessant ist nun die Fragestellung, was bei der Simulation passiert, falls Motor 2 mit Hilfe der rotorflussorientierten Regelung momentengeregt betrieben wird. Dabei operieren der $\Psi_{Rd} - \rho$ - Beobachter als auch die Spannungskompensation mit den Datenblatt Parametern, das Modell der Asynchronmaschine wird hingegen mit den durch die Parameteridentifikation gefundenen Werten initialisiert. Somit sollen

dieselben Bedingungen geschaffen werden, welche auch bei der Aufnahme der in Abbildung 10 dargestellten Momentennichtlinearität herrschten. Aus diesem Grunde wird zudem das in Abbildung 8 visualisierte Reibmoment im Antriebsstrang-Modell berücksichtigt.

Mittels Motor 1 wurde eine Drehzahl $\omega = \pm 20$ [rad/s] vorgegeben, je nachdem, ob über Motor 2 ein positives oder negatives Lastmoment eingestellt wurde. Das mittels Momentensensor 2 gemessene Moment diente hierbei als Rückführgröße der Regelung von Motor 2. Gleichzeitig wurde jedoch auch das interne, von der Regelung über die Gleichung (7) fälschlicherweise vermutete Wellenmoment berechnet und aufgezeichnet. Die Abweichung zum tatsächlichen Wellenmoment kommt, wie bereits eingangs erwähnt, durch den falsch initialisierten $\Psi_{Rd} - \rho$ - Beobachter und die falsch initialisierte Spannungskompensation zustande.

Über die Simulation wurde herausgefunden, dass der für R_R gefundene Wert zu niedrig ist, was einen noch stärker ausgeprägten S-förmigen Verlauf der Momentennichtlinearität zur Folge hat. Würde die Parameterbestimmung hingegen mit warmen Motorwicklungen wiederholt werden, so ist eine Erhöhung der ohmschen Widerstände zu erwarten. Deshalb wird auch der iterativ ermittelte Wert $R_R^* = 3,5$ [Ω] von nun an bei der Simulation eingesetzt. Dies ist ein durchaus realistischer Wert, da sich R_S laut Datenblatt um 35% erhöht, falls die Wicklungstemperatur von $T = 20$ [$^{\circ}\text{C}$] auf $T = 150$ [$^{\circ}\text{C}$] ansteigt.

Auffallend ist, dass die Erhöhung des Ständerwiderstandes auf $R_S^* = 6$ [Ω] ohne jegliche Auswirkungen bleibt. Dies ist damit begründbar, da dieser Wert weder für den $\Psi_{Rd} - \rho$ - Beobachter noch für die Spannungskompensation relevant ist.

Werden für Motor 2 nun die durch diese Simulation ermittelten Werte mit den gemessenen und unter Kapitel 5.5 in Abbildung 10 visualisierten Werten verglichen, so ergibt sich der in Abbildung 13 dargestellte Verlauf. Dabei ist das mittels Momentensensor gemessene Moment bereits um das Reibmoment des Motors 2 bereinigt dargestellt.

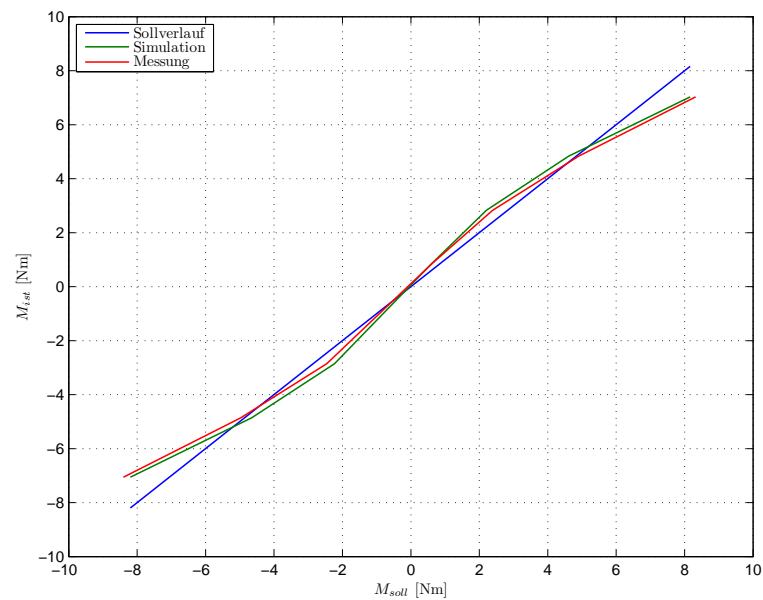


Abbildung 13: Momentennichtlinearitätsvergleich aus Simulation und Messung

6 Modell der FOR in Verbindung mit der AM

Ein Teilgebiet der Masterarbeit bestand darin, ein möglichst einfaches Modell der rotorflussorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine zu ermitteln. Es wird erwartet, die Simulationszeit dadurch deutlich reduzieren zu können. Beim Entwurf sollte die aktuelle Drehzahl sowie das gewünschte Motormoment als Eingangsgrößen des Blockes dienen. Als Ausgangsgröße wird das wirkende Motormoment gewählt.

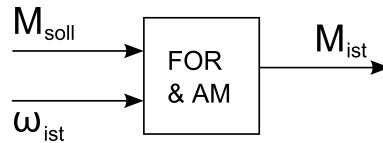


Abbildung 14: Strukturblock des FOR & AM-Modells

Ziel ist es nun, die innerhalb der Regelung bestehenden Zusammenhänge auf deren grundlegende Eigenschaften zu reduzieren.

- Aufgrund der unter Abschnitt 3.3 erwähnten Signalverzögerung innerhalb des Regelkreises kann das Motormoment nur mit einer Zeitverzögerung von $T = 1,2$ [ms] auf eine Sollwertänderung reagieren. Dieser Punkt wird von den folgenden Betrachtungen jedoch ausgeklammert und im Anschluss als externer z^{-n} Block direkt in den Simulinkkoppelplan implementiert.
- Das Moment nähert sich mit einem PT1-Verhalten seinem Sollwert an. Die Zeitkonstante dieses Verzögerungsglieds hängt jedoch vom momentanen Betriebspunkt ab.
- Das Moment unterliegt der maximalen bzw. minimalen Schranke des Motornennmomentes $M_N = 12$ [Nm]. Diese Grenzen sind durch Wahl des maximal erlaubten Stromes laut Gleichung (9) gegeben.

Zuerst soll das aufgrund der Spannungsbegrenzung maximal erreichbare Motormoment beschrieben werden. Hierfür wird der eingeschwungene Betriebszustand als Ausgangspunkt betrachtet, weshalb alle zeitlichen Ableitungen auf Null gesetzt werden können. Somit ergibt sich aus Gleichung (5) und (7):

$$i_{Sd,0} = \frac{\Psi_{Rd,0}}{L_h} \quad (10)$$

$$i_{Sq,0} = \frac{2 L_R M_0}{3 p L_h \Psi_{Rd,0}} \quad (11)$$

Daraus folgend ergibt sich für die Gleichungen (1) und (2)

$$u_{Sd,0} = \frac{R_s \Psi_{Rd,0}}{L_h} - \frac{2 L_\sigma L_R \omega_{me,0} M_0}{3 L_h \Psi_{Rd,0}} - \frac{4 R_R L_\sigma L_R M_0^2}{9 p^2 L_h \Psi_{Rd,0}^3} \quad (12)$$

$$u_{Sq,0} = \frac{2 (R_S L_R + R_R L_S) M_0}{3 p L_h \Psi_{Rd,0}} + \frac{p L_S \omega_{me,0} \Psi_{Rd,0}}{L_h} \quad (13)$$

Wird für diese Gleichungen angenommen, dass $L_h \gg L_{\sigma S}, L_{\sigma R}$ gilt, sowie dass die kleinen Terme vernachlässigt werden dürfen, so reduzieren sich obige Gleichungen zu:

$$u_{Sd,0} = -\frac{2L_{\sigma}\omega_{me,0}M_0}{3\Psi_{Rd,0}} \quad (14)$$

$$u_{Sq,0} = p\omega_{me,0}\Psi_{Rd,0} \quad (15)$$

Wird nun noch die Forderung

$$|u_{S,0}| = \sqrt{u_{Sd,0}^2 + u_{Sq,0}^2} \leq U_{max} \quad (16)$$

berücksichtigt, so ergibt sich aufgrund dieser Spannungsbegrenzung in Kombination mit den Gleichungen (14) und (15) folgendes maximal erreichbare Moment:

$$M_{max,u} = \frac{3\Psi_{Rd,0}}{2L_{\sigma}} \sqrt{\left(\frac{U_{max}}{\omega_{me,0}}\right)^2 - (p\Psi_{Rd,0})^2} \quad (17)$$

Erschwerend kommt nun hinzu, dass das für einen Drehzahlsprung zur Verfügung stehende Beschleunigungsmoment vom momentanen Betriebszustand des Motors abhängt. Weiterhin ist dabei die maximale, auf die Maschine aufschaltbare Spannung mit U_{max} angebar. Wie durch Gleichung (16) beschrieben, wird die Spannung $u_{S,0}$ zur Stabilisierung des momentanen Arbeitspunkts aufgewendet. Somit bleibt eine restliche, derzeit nicht genutzte Spannungskomponente $\vec{u}_{Rest} = \vec{U}_{max} - \vec{u}_{S,0}$ vorhanden. Wird nun bei konstanter Flussvorgabe ein Momentensprung verlangt, so kann der gesamte Betrag der Spannung u_{Rest} der momentenbildenden Spannungskomponente u_{Sq} zugerechnet werden. Durch die daraus resultierende maximale erlaubte Stellgröße ist das verlangte Motormoment in kürzest möglicher Zeit aufbaubar, was eine rasche Ausregelung der Führungsgröße mit sich bringt. Dabei behält Gleichung (16) nach wie vor ihre Gültigkeit und die den Stromreglern nachgeschaltete Stellgrößenbeschränkung wird nicht aktiv⁸.

Es gilt nun, die exakt erreichbare Steigung der Motormomentenkennlinie in Abhängigkeit von u_{Rest} zu bestimmen. Um ein maximales Beschleunigungsmoment zu erhalten muss, wie bereits erwähnt, u_{Rest} vollständig zur Momentenbildung und somit zur Steigerung von u_{Sq} aufgewendet werden.

Für die folgenden Betrachtungen wird von einem Betriebszustand ausgegangen, bei welchem sich der Rotorfluss und die Winkelgeschwindigkeit nur sehr langsam ändern. Somit kann sowohl $\Psi_{Rd,0}$ als auch $\omega_{me,0}$ als näherungsweise konstant angenommen werden. Auch Gleichung (10) behält dadurch ihre Gültigkeit.

⁸An dieser Stelle wird auf die verwendete Regelkreisstruktur vorgegriffen, welche in Kapitel 7 beschrieben wird.

Werden nun die Gleichungen (1) und (2) unter obigen Voraussetzungen mit den Gleichungen (3), (4) und (10) kombiniert, so ergibt sich:

$$u_{Sd} = \frac{R_S \Psi_{Rd,0}}{L_h} - p L_\sigma \omega_{me,0} i_{Sq} - \frac{R_R L_\sigma L_h}{L_R \Psi_{Rd,0}} i_{Sq}^2 \quad (18)$$

$$\frac{di_{Sq}}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-\frac{R_S L_R + L_S R_R}{L_R} i_{Sq} - p \omega_{me,0} \frac{L_S}{L_h} \Psi_{Rd,0} + u_{Sq} \right] \quad (19)$$

Werden hierbei noch die Terme mit geringem Einfluss vernachlässigt und die Annahme $L_R \approx L_h$ getroffen, so können die Gleichungen (11) und (18) noch weiter vereinfacht werden:

$$u_{Sd} \approx -p L_\sigma \omega_{me,0} i_{Sq} \quad (20)$$

$$i_{Sq} = \frac{2}{3} \frac{L_R M_{ist}}{p L_h \Psi_{Rd,0}} \approx \frac{2}{3} \frac{M_{ist}}{p \Psi_{Rd,0}} \quad (21)$$

Daraus folgend kann die maximale bzw. minimale zur Momentenbildung zur Verfügung stehende Spannung u_{Sq} unter Berücksichtigung von Gleichung (16) wie folgt angegeben werden:

$$u_{Sq,max} = \sqrt{U_{max}^2 - u_{Sd}^2} \quad (22)$$

$$u_{Sq,min} = -\sqrt{U_{max}^2 - u_{Sd}^2} \quad (23)$$

Dieses Ergebnis ist nun in Gleichung (19) einsetzbar. Dabei wird die Annahme getroffen, dass $L_S \approx L_h$ ist. Hierbei kann gleichzeitig die für einen positiven bzw. negativen Momentenanstieg zur Verfügung stehende Spannung $u_{0\pm}$ definiert werden.

$$\frac{di_{Sq}}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-\frac{R_S L_R + L_S R_R}{L_R} i_{Sq} - \underbrace{p \omega_{me,0} \frac{L_S}{L_h} \Psi_{Rd,0} \pm \sqrt{U_{max}^2 - u_{Sd}^2}}_{u_{0\pm}} \right] \quad (24)$$

$$u_{0\pm} = \pm \sqrt{U_{max}^2 - u_{Sd}^2} - p \omega_{me,0} \Psi_{Rd,0} \quad (25)$$

Der Term $(p \omega_{me,0} \Psi_{Rd,0})$ ist dabei schon als in q-Richtung bestehende Spannungskomponente zu interpretieren. Sie kann als Gegenspannung bezeichnet werden, deren Existenz in der Kombination aus Rotorfluss Ψ_{Rd} und Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{me} begründet liegt.

Wird, unter Berücksichtigung der Bedeutung von Gleichung (25), nun Gleichung (24) betrachtet, so entspricht deren Ergebnis dem für den aktuellen Arbeitspunkt maximal möglichen Stromanstieg:

$$k_{i_{Sq\pm}} = \frac{di_{Sq}}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-\frac{R_S L_R + L_S R_R}{L_R} i_{Sq} + u_{0\pm} \right] \approx \frac{u_{0\pm}}{L_\sigma} \quad (26)$$

Wird nun Gleichung (26) in Gleichung (11) eingesetzt, so kann der maximal mögliche positive bzw. negative Momentenanstieg von momentanen Arbeitspunkt ausgehend wie folgt angegeben werden:

$$k_{M\pm} = \frac{3 p L_h \Psi_{Rd,0}}{2 L_R} k_{iSq\pm} \approx \frac{3 p \Psi_{Rd,0} u_{0\pm}}{2 L_\sigma} \quad (27)$$

Nun gilt es noch, einen Wert für den Rotorfluss zu ermitteln. Hierfür wird zuerst das maximale Moment aufgrund der Strombegrenzung bestimmt. Als Ausgangspunkt wird ein stationärer Betriebszustand angenommen sowie $L_R \approx L_h$. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich das Maximal erreichbare Motormoment aufgrund der Gleichungen (9), (10), (11) und der, nun jedoch auf den Maximalstrom bezogenen, Gleichung (16) zu:

$$M_{max,i} = \frac{3 p L_h \Psi_{Rd,0}}{2 L_R} \sqrt{I_{max}^2 - \left(\frac{\Psi_{Rd,0}}{L_h} \right)^2} \approx \frac{3}{2} p \Psi_{Rd,0} I_{max} \quad (28)$$

Der Rotorfluss soll jedoch auch so gewählt werden, dass bei Nennspannung und Nennstrom auch das Nennmoment verfügbar ist.

Es ist beobachtbar, dass das maximal erreichbare Moment aufgrund der Strombegrenzung mit $1/\omega$ abfällt. Somit kann das Nennmoment unter Berücksichtigung der maximalen Spannung und des maximalen Stromes wie folgt berechnet werden:

$$M_N \leq \frac{3 U_{max} I_{max}}{2 \omega_N} \quad (29)$$

In Gleichung (29) werden mechanische und elektrische Größen miteinander verglichen. Der Faktor $S = 3/2 U_{max} I_{max}$ stellt hierbei die von der Maschine aufgenommene Scheinleistung S dar. Zum Aufbau des Magnetfeldes wird jedoch die Blindleistung Q benötigt. Somit ist für eine Momentenbildung nur noch die Wirkleistung P verfügbar. Dabei stehen die drei Leistungen folgendermaßen in Relation zueinander:

$$S = P + jQ$$

Um von der Scheinleistung auf die Wirkleistung zu schließen, kann der Leistungsfaktor $\cos(\varphi_N)$ herangezogen werden. Der Winkel φ_N ist hierbei zwischen den beiden Vektoren P und S abzulesen. Das tatsächliche Nennmoment der Maschine, welches über die Wirkleistung mitbestimmt wird, ist somit folgendermaßen angebar:

$$M_N \leq \frac{3 U_{max} I_{max}}{2 \omega_N} \cos(\varphi_N) \quad (30)$$

Durch Kombination der Gleichungen (28) und (30) sowie unter Berücksichtigung einer Feldschwächung oberhalb der Nennwinkelgeschwindigkeit ergibt sich der vorzugebende Rotorfluss mit:

$$\Psi_{Rd,0} = \cos(\varphi_N) \frac{U_{max}}{p \max(\omega_N, \omega_{me,0})} \quad (31)$$

Das endgültige Modell der rotorflussorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine ist nun durch Kombination der Gleichungen (17), (27), (31) beschreibbar, welche zu jedem Abtastschritt neu berechnet werden.

Ein gewichtiger Teil der feldorientierten Regelung bildet das verwendete Signalprozessorsystem sowie der eventuell überlagerte Computer. Somit kann dieses Regelungskonzept als zeitdiskretes System aufgefasst werden. Dies ist vor allem bei einer gewünschten Änderung des derzeitigen Betriebszustands von Bedeutung. Unter Berücksichtigung der Gleichung (27) sowie der Diskretisierungszeit kann für diesen Fall eine Treppenfunktion gebildet werden, laut der das Motormoment von seinem momentanen Wert auf den geforderten Wert übergeht.

Das ermittelte Modell der feldorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine besitzt jedoch einen kleinen Schönheitsfehler, da der Aufbau des Rotorflusses keinerlei Beachtung findet.

Durch den Einsatz dieses äußerst simplen Modells der rotorflussorientierten Regelung anstelle deren realen Aufbaus, inklusive Stromregler, $\Psi_{Rd} - \rho$ - Beobachter und Spannungskompensation zu Entkopplungszwecken, kann die Simulationszeit um 80% gesenkt werden.

7 SISO-Regelungskonzept für ω - M Regelung

Die Forderung nach einem bestimmten Prüfmoment $M_{\text{prüf}}$ bei einer gleichzeitig variabel vorzugebenden Winkelgeschwindigkeit ω ist oftmals Inhalt einer Aufgabenstellung. Hierfür werden, wie schon unter Abschnitt 1.1 erwähnt, z.B. zwei elektrische Motoren verwendet, wobei der erste drehzahlregelt und der zweite momentenregelt betrieben wird. Daraus folgend ergibt sich ein Regelungskonzept mit einer Führungsgröße sowie einer einzustellenden Regelgröße pro Regler, weshalb diese Struktur auch als SISO-Regelungsstruktur (Single Input Single Output) bezeichnet wird. Ein solches Regelungskonzept ist in Abbildung 15 dargestellt.

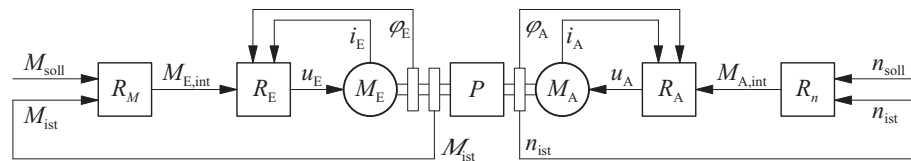


Abbildung 15: ω - M SISO-Regelungskonzept

Die hierbei verwendete Bezeichnung der Strukturblöcke kann in Abschnitt E nachgeschlagen werden.

Alle für die Reglerentwürfe relevanten Motorparameter wurden aus dem Motordatenblatt übernommen. Weiters wurden auch die einzelnen Massenträgheitsmomente über Datenblätter bzw. jenes der Schwungmasse durch den Auslaufversuch bestimmt.

Für die rotorflussorientierte Regelung von Motor 1 wurden zuerst die beiden identen Stromregler gefolgt vom Flussregler entworfen. In weiterer Folge wurde das Regelungskonzept durch Ermittlung eines geeigneten Drehzahlreglers komplettiert [1]⁹. Da Motor 1 und Motor 2 baugleich sind, können die Stromregler sowie der Flussregler auch für den zweiten Motor übernommen werden. Anstelle des Drehzahlreglers gibt nun aber ein Momentenregler den Sollstrom der momentenbildenden q-Komponente vor.

Sowohl die Stromregler als auch der Flussregler wurden mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens [3]¹⁰ entworfen. Durch Einfügen der Regler ergaben sich folgende charakteristische Werte der entsprechenden offenen Regelkreise:

- offener Stromregelkreis:

$$\omega_c = 2.450 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 69 \text{ [}^\circ\text{]}$$

⁹Das Entwurfsverfahren wird unter Abschnitt 13.4.4 erklärt.

¹⁰Diese Entwurfsmethode wird unter Abschnitt 16.3 beschrieben.

- offener Flussregelkreis:

$$\omega_c = 104 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 90 \text{ [}^\circ\text{]}$$

Um auch Drehzahlen erreichen zu können, welche die Nenndrehzahl übersteigen, wird der Fluss einfach über den in Gleichung (32) dargestellten Zusammenhang abgeschwächt.

$$\Psi_{Rd} = \Psi_{Rd,0} \frac{\omega_N}{\max(\omega_N, \omega_{ist})} \quad (32)$$

7.1 Überlegungen zum Drehzahlreglerentwurf

Das Verhalten der Asynchronmaschine ist durch zeitkontinuierliche mathematische Zusammenhänge beschreibbar. Bedingt durch die endliche Abtastfrequenz des B&R bzw. des dSpace Systems ist die Regelung jedoch ein zeitdiskretes System und auch als solches zu modellieren. Der Entwurf der Regelung soll jedoch mittels des Frequenzkennlinienverfahrens erfolgen, welches zeitkontinuierliche Übertragungsfunktionen voraussetzt.

Abhilfe schafft hier die bilineare Transformation [4]¹¹. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, eine Übertragungsfunktion vom zeitdiskreten z -Bereich in den zeitkontinuierlichen q -Bereich zu überführen. Hierbei ist zu beachten, dass der damit ermittelte Frequenzgang nur für Kreisfrequenzen $\omega < \pi/T$ definiert ist, wobei T der Periodendauer des Regelungssystems entspricht.

Das unter [1]¹² vorgestellte Regelungskonzept bedarf einiger Erweiterungen, um auch bei dem betrachteten Antriebsstrang-Prüfstand einsetzbar zu sein:

- Bei der Auslegung der unterschiedlichen Regler für das B&R System ist, wie bereits unter Abschnitt 3.3 angemerkt wurde, auf die unterschiedlichen Abtastzeiten innerhalb des Regelkreises Rücksicht zu nehmen.
- Der Nennfluss Ψ_{RdN} wurde mit Hilfe der Simulation abgeschätzt, da dessen Berechenbarkeit mit Hilfe von Gleichung (31) zu diesem Zeitpunkt noch unbekannt war. Hierfür wurde für verschiedene Werte von Ψ_{Rd} versucht, die Nenndrehzahl zu erreichen und diese auch nach einem Laststoß zu halten. Wird der d-Komponente maximal 70% des Gesamtstrom- und Spannungsbeitrages zugesprochen, so ergibt sich daraus eine obere Grenze für den Fluss von $\Psi_{Rdmax} = 0,86 \text{ [Vs]}$. Um jedoch ein besseres dynamisches Verhalten der Maschine zu erreichen, soll der Fluss noch etwas reduziert werden. Dadurch wird mehr Strom bzw. Spannung für die q-Komponente frei, wodurch das erreichbare Moment gesteigert werden kann. Da der durch das B&R System vorgegebene Nennfluss $\Psi_{RdN} = 0,76 \text{ [Vs]}$ beträgt, wurde dieser Wert auch für die Simulationen übernommen.

¹¹Das Prinzip der bilinearen Transformation wird unter Kapitel 5.3 erläutert.

¹²Das Entwurfsverfahren wird unter Abschnitt 13.4.4 erklärt.

Das B&R System berechnet allerdings den Sollfluss aufgrund der momentanen Belastungsverhältnisse und der Winkelgeschwindigkeit ständig neu und beginnt schon für $\omega < \omega_N$ das Feld geringfügig zu schwächen. Somit wird unter Einsatz dieses Steuerungssystems am realen Antriebsstrang der Wert des Nennflusses kaum verwendet.

- Für die Drehzahlregelung ist eine geeignete Regelgröße zu suchen. Setzt man die Massenträgheitsmomente, an welche die Inkrementalgeber gekoppelt sind, in Relation zueinander, so ergibt sich ein Verhältnis 17:1 zwischen einer Schwunghalbheit und dem Rotor eines Motors. Mit diesem Wissen ist auch leicht begründbar, warum ω_1 um ein Vielfaches stärker schwingt als ω_3 . Daraus folgend sollte ω_3 als Regelgröße verwendet werden, sofern diese Größe mittels eines Sensors zugänglich ist.
- Die Ermittlung der Übertragungsfunktion $G(s) = \omega(s)/i_{sq}(s)$ darf nicht einfach über $M = J \cdot \dot{\omega}$ in Verbindung mit Formel (7) berechnet werden da die Welle des Antriebsprüfstandes keiner starren Verbindung gleicht. Vielmehr stellt die Welle einen Mehrmassenschwinger dar [1]¹³. Durch Simulationsversuche konnte ermittelt werden, dass ein Zweimassenschwinger diese Welle ausreichend gut nachbildet. Hierfür wird mit Hilfe des Drallsatzes ein Zustandsraummodell aufgestellt, welches das Antriebsmoment als Eingangsgröße und die gewünschte Regelgröße ω_3 als Ausgangsgröße aufweist. Über das Gesetz $G(s) = \mathbf{c}^T(s\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b} + d$ kann in weiterer Folge die gesuchte Übertragungsfunktion aus dem Zustandsraummodell berechnet, und für den Drehzahlreglerentwurf eingesetzt werden.

7.2 Entwurf des Drehzahlreglers

Soll der Entwurf des Drehzahlreglers, wie bereits angemerkt, mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahren durchgeführt werden, so gilt es den offenen Regelkreis $L(s)$ näher zu betrachten:

Gefordert wird, dass der Drehzahlregler einen vorgegebenen Drehzahlsprung auf eine bleibende Regelabweichung von $e = \omega_{soll} - \omega_{ist} = 0$ [rad/s] ausregeln kann. Laut den Grundsätzen des Frequenzkennlinienverfahrens muss sich für die Erreichung dieses Ziels mindestens ein Integrator innerhalb von $L(s)$ befinden. Die Struktur der zu regelnden Strecke $G(s)$ enthält bereits einen integrierenden Anteil. Durch ihn wird das Beschleunigungsmoment aufintegriert, wodurch sich die momentane Winkelgeschwindigkeit unter Berücksichtigung der Gleichung (7) wie folgt errechnen lässt:

$$M = J\dot{\omega} = \frac{3}{2}p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{sq} - m_L \quad (33)$$

$$\omega = \int \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2}p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{sq} - m_L \right) \quad (34)$$

Dieser Integrator ist jedoch für die Regelung nicht verwendbar, da keine exakten Informationen über das Lastmoment m_L vorhanden sind.

¹³Das hier verwendete Modell wird unter Kapitel 19 sowie dem Abschnitt 19.3.1 erklärt.

Da jedoch mindestens ein Integrierer gefordert wird, muss dieser über die Reglerstruktur eingebracht werden. Deshalb fällt die Wahl der eingesetzten Reglerstruktur auf eine PI-Struktur.

Nun befinden sich insgesamt zwei Integrierer innerhalb des offenen Regelkreises $L(s)$, wodurch die Phasenlage des Bode-Diagramms für $\omega = 0$ [rad/s] eine Anfangslage von $\phi = -180$ [°] aufweist. Durch eine geschickte Wahl der Nullstelle des PI-Reglers kann die Phase jedoch im interessierenden Bereich um maximal $\phi_z = 90$ [°] angehoben werden, wodurch wieder eine positive Phasenreserve erreichbar ist.

Somit steht einer zielführenden Anwendung des Frequenzkennlinienverfahrens nichts mehr im Wege. Dabei wurden folgende, den offenen Drehzahlregelkreis kennzeichnenden Werte durch die Wahl des Reglers eingestellt:

$$\begin{aligned}\omega_c &= 33 \text{ [rad/s]} \\ \phi_r &= 72 \text{ [°]}\end{aligned}$$

7.3 Momentenregler

Mit Hilfe des zweiten Motors wird beim SISO-Regelungskonzept das Prüfmoment des zu testenden Bauteils eingestellt.

Hierfür wird ebenfalls ein PI-Regler eingesetzt. Die Erweiterung um eine Vorsteuerung bzw. eine Störgrößenaufschaltung wurde unterlassen, da mit Hilfe des alleinigen PI-Reglers auch schon eine äußerst kurze Anstiegszeit der Regelgröße bei vorgegebenen Momentensprüngen erreichbar ist.

Abermals soll der Regler mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens ausgelegt werden. Hierfür muss erst die zu regende Strecke ermittelt werden welche den Zusammenhang $G_M(s) = M(s)/i_{Sq}(s)$ widerspiegelt. Diese besteht aus dem geschlossenen Stromregelkreis, welcher der Momentenregelung unterlagert ist. Diese Übertragungsfunktion muss jedoch noch zusätzlich um einen konstanten Faktor, welcher laut Gleichung (7) den Zusammenhang zwischen i_{Sq} und M darstellt, erweitert werden. Somit ist die Streckenübertragungsfunktion $G_M(s) = M(s)/i_{Sq}(s)$ angegebbar.

Für stationäre Arbeitspunkte wird ein Regelfehler $e = 0$ angestrebt. Durch die Tatsache bedingt, dass Sprungfunktionen als Führungsgrößen vorgegeben werden, ist zur Erreichung dieses Ziels ein PI-Regler von Nöten. Bei dessen Auslegung wurde darauf geachtet, dass der Proportionalanteil des Reglers relativ klein bleibt, um eine zu heftige Reaktion des Reglers auf Sollwertsprünge bzw. möglicherweise auftretenden Messrauschen zu unterbinden. Die Nachstellzeit des Integralanteils hingegen wird ebenfalls sehr klein gewählt, um den Effekt eines schnellen Ausregelns des Regelfehlers bei gleichzeitiger Dämpfung eines möglichen Messrauschens zu gewährleisten.

Die Durchtrittsfrequenz ω_c des offenen Momentenregelkreises ist um den Faktor 10 niedriger als jene des unterlagerten Stromregelkreises zu wählen. Dadurch ist eine optimale Funktion der verwendeten Regelungs-Kaskadenstruktur sichergestellt.

Die mittels des Frequenzkennlinienverfahrens festgelegten Werte für den offenen Mo-

mentenregelkreis entsprechen dabei:

$$\omega_c = 100 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 86 \text{ [}^\circ\text{]}$$

Beim SISO-Regelungskonzept wird das mit Hilfe des zweiten Momentensensors ermittelte Moment, welches nahe an Motor 2 gemessen wird, als Regelgröße verwendet. Dieses Moment stimmt für den stationären Betrieb relativ gut mit dem tatsächlichen Prüfmoment $M_{Prüf}$ überein. Für den Fall eines Sollwertsprungs einer der beiden Führungsgrößen wirkt jedoch ein ungleichmäßiges Beschleunigungsmoment auf die beiden Hälften der Schwungmasse. Deshalb wird das tatsächlich wirkende Prüfmoment besser durch die Gleichung (40) beschrieben. Das über diesen mathematischen Zusammenhang ermittelte Lastmoment wird auch beim schlussendlichen Vergleich der Regelungskonzepte in Abschnitt 10 verwendet. Bei der Anwendung dieser Berechnungsvorschrift gilt es jedoch zu bedenken, dass die ermittelten Werte für jenen Zeitraum, während dem das Getriebeispiel aktiv ist, keine aussagekräftigen Werte annehmen.

7.4 Windup und eingesetzte Gegenmaßnahme

Alle verwendeten Regler besitzen eine PI-Struktur. Dies ist insofern problematisch, da die Maximalwerte der verfügbaren Stellgrößen beschränkt sind. Aus diesem Grund muss ein Verfahren gefunden werden, welches den I-Anteil des Regler für jene Zeit anhält, in welcher der Wert der geforderten Stellgröße begrenzt wird. Hierfür stehen eine Vielzahl an so genannten Anti-Windup Maßnahmen zur Verfügung. Das beim Entwurf dieses Regelkreises berücksichtigte Konzept wird unter [1]¹⁴ vorgestellt. Der Wert der Konstanten k_{AW} bzw. K_f der Anti-Windup Rückkopplung ist über die Simulation ermittelbar. Dabei wird ein Sollwertsprung vorgegeben, durch welchen die verlangte Stellgröße ihren Maximal- bzw. Minimalwert überschreitet. Nun ist der Parameter k_{AW} so zu wählen, dass der Integralanteil zu jenem Zeitpunkt, ab dem die Stellgrößenbeschränkung wieder aufgehoben wird, bereits seinen dauerhaften, für den angestrebten Betriebspunkt passenden Wert erreicht hat. Es ist jedoch nur möglich, k_{AW} für eine einzige Sollwertsprunghöhe zu optimieren. Wird eine andere Sprunghöhe der Führungsgröße vorgegeben, so kann Windup trotzdem in geringem Maße auftreten.

Die bei der eingesetzten Anti-Windup Maßnahme vorhandene Sättigungsfunktion benötigt noch eine Maximal- bzw. Minimalbegrenzung, welche symmetrisch um den 0-Punkt liegt und wie folgt festgelegt wird:

Auf die Maschine ist laut Abschnitt 2.3 eine Maximalspannung U_{max} aufschaltbar. Diese Spannung muss nun auf die d- als auch auf die q-Komponente aufgeteilt werden. Da sich eine Flussänderung aufgrund der Maschinenzeitkonstanten viel träger verhält als eine Drehzahländerung, wird zur Bildung der d-Komponente eine Spannung von maximal $U_{dmax} = 0,7 \cdot U_{max}$ zur Verfügung gestellt. Die

¹⁴Das eingesetzte Verfahren wird unter Abschnitt 5.6.2.2 vorgestellt und seine Funktionsweise ist in Abbildung 5.26b ersichtlich.

restliche, der q-Komponenten zur Verfügung stehende freie Spannung kann mit $U_{q\max} = \sqrt{U_{\max}^2 - U_d^2}$ angegeben werden. Selbiges gilt auch für die Strombegrenzung.

8 MIMO-Regelungskonzept für ω - M Regelung

Zielsetzung war es, durch den Einsatz einer Mehrgrößenregelung das dynamische Verhalten des Regelkreises zu verbessern. Gleichzeitig sollte das Moment, mit welchem das Prüfelement beaufschlagt wird, besser stabilisiert werden können.

Für diese Masterarbeit wird die Bezeichnung ω - M MIMO-Regelung jener der n - M MIMO-Regelung vorgezogen. Die Wahl ist damit begründbar, dass innerhalb des Regelkreises immer die Winkelgeschwindigkeit verwendet wird. Da nun auch Führungs- und Regelgrößen als Winkelgeschwindigkeitswerte dargestellt werden, ist eine bessere Vergleichbarkeit der einzelnen Signale gegeben. Wird trotzdem ein äquivalenter Drehzahlwert gewünscht, so kann dieser über einen einfachen Skalierungsfaktor aus der Winkelgeschwindigkeit ermittelt werden.

$$\omega = 5 \text{ [rad/s]} \rightarrow n = 5 \cdot \frac{60}{2\pi} \text{ [1/min]} \approx 50 \text{ [1/min]} \quad (35)$$

$$(36)$$

Für den Entwurf der MIMO-Regelung ergab eine Literaturrecherche keinerlei Ergebnis. Mit ein Grund dafür könnte sein, dass das betrachtete System zu speziell ist, da der verwendete Antriebsstrang-Prüfstand einen Prototypen darstellt.

Dr. Robert Bauer schlug folgendes, in Abbildung 16 dargestelltes Regelungskonzept vor:

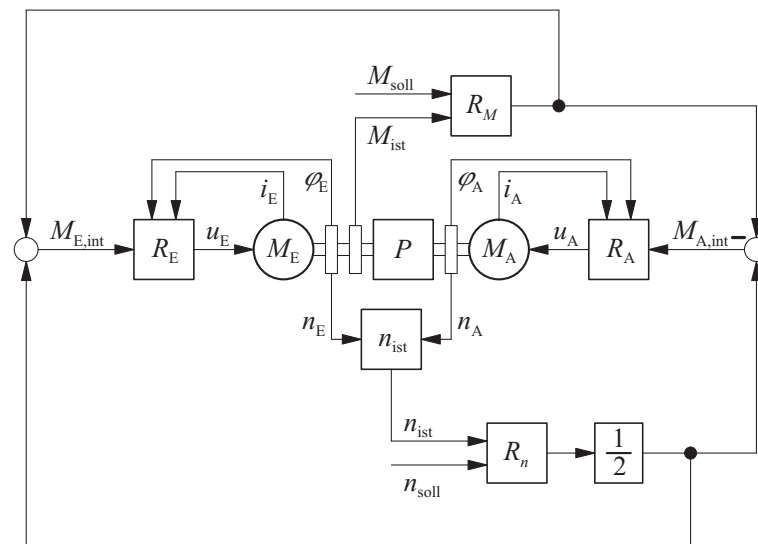


Abbildung 16: Vorschlag für das ω - M MIMO Regelungskonzept

Die hierbei verwendete Variablendefinition kann aus Abschnitt E entnommen werden.

Ziel ist es, die beiden Führungsgrößen ω und $M_{prüf}$ voneinander zu entkoppeln, wodurch ihnen die Regelgrößen einfacher nachgeführt werden können. Hierfür ist

jedoch die Übertragungsfunktionsmatrix der Mehrgrößenregelung auf eine Diagonalform zu bringen. Dies ist für das betrachtete System durch einige Überlegungen und Einführung der Beschränkung $M_{\text{prüf,soll}} \leq M_N$ erreichbar. Somit kann das Mehrgrößenregelungskonzept auf eine Regelstruktur mit zwei SISO-Reglern zurückgeführt werden.

Das Regelungskonzept aus Abbildung 16 wurde in weiten Teilen übernommen. Änderungen ergeben sich aber insofern, als dass für jeden Motor ein individueller Drehzahlregler entworfen und implementiert wurde. Wie deren Stellgrößen zu einem gemeinsamen Beschleunigungsmoment zusammengefasst wird, ist in Abschnitt 8.3 beschrieben. Zudem wird der Verstärkungsblock mit $k = 0,5$ nicht verwendet. Dieser ist von Nöten, falls der Drehzahlregler direkt aus dem SISO-Modell übernommen wird, da nun die Stellgröße auf beide Motoren aufgeteilt wird.

Die beiden Motoren sollen nach dem Prinzip der rotorflussorientierten Regelung betrieben werden. Das vorgegebene Sollmoment wird nun jedoch aus den Stellgrößen des Momentenreglers sowie der Drehzahlregler gebildet.

Wird ein Arbeitspunkt jenseits der Nenndrehzahl verlangt, so soll das Feld abermals laut Gleichung (32) abgeschwächt werden.

Um bei der Simulation die wahren Gegebenheiten möglichst authentisch nachbilden zu können, ist eine Reibung laut Abbildung 7 im Simulinkmodell inkludiert. Beim Entwurf eines passenden Regelungskonzeptes soll die Reibung aber keinerlei Einfluss auf die Berechnung des Prüfmoments haben, da ihre momentane Größe sowie die exakte Aufteilung über den Antriebsstrang in der Praxis zumeist unbekannt ist.

8.1 Grundlegende Überlegungen

- Beim Entwurf der Drehzahlregelung ist zu berücksichtigen, dass die Massenträgheitsmomente der einzelnen Baugruppen nicht symmetrisch um die Schwungmasse, welche das Prüfobjekt darstellt, angeordnet sind. Dies ist gut in Abbildung 1 ersichtlich. Um zu verhindern, dass durch einen Winkelgeschwindigkeits-Sollwertsprung ein zusätzliches parasitäres Belastungsmoment auf das Prüfobjekt wirkt, müssen beide Hälften der Schwungmasse gleichermaßen beschleunigt bzw. verzögert werden. Somit setzt sich das von Motor 1 anzutreibende Massenträgheitsmoment wie folgt zusammen:

$$J_{\text{ges},1} = J_{\text{Motor1}} + J_{\text{Kupplung}} + J_{\frac{1}{2}\text{Schwungmasse}}$$

Auf der Seite von Motor 2 ist hingegen keine Kupplung vorhanden. Deshalb reduziert sich das von ihm anzutreibende Gesamtträgheitsmoment auf:

$$J_{\text{ges},2} = J_{\text{Motor2}} + J_{\frac{1}{2}\text{Schwungmasse}}$$

Diese Aufteilung der Massenträgheitsmomente spielt auch bei der Ermittlung der Übertragungsfunktion $G(s) = \omega(s)/i_{sq}(s)$ durch einen Zweimassenschwinger eine große Rolle. Diese Übertragungsfunktion wird benötigt, um einen

Drehzahlregler mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens zu ermitteln.

Eine Idee wäre, unter Berücksichtigung der gegebenen Massenträgheitsmoment-Aufteilung über das Frequenzkennlinienverfahren zwei Regler zu entwerfen, welche eine idente Durchtrittsfrequenz ω_c und Phasenreserve ϕ_r aufweisen. Dadurch ist zu erwarten, dass bei einem Sollwertspung sowohl die Anstiegszeiten als auch das Überschwingen der Drehzahlen beider Motoren ähnlich ausfällt. Da jedoch die vorhandene Stellgröße beschränkt ist, gilt diese Annahme nicht.

- Um das Prüfobjekt einem Belastungsmoment auszusetzen, muss dieses Moment durch beide Motoren, jedoch in entgegengesetzter Richtung, aufgebracht werden. Wird z.B. ein Belastungsmoment von $M_{Prüf} = 5$ [Nm] gefordert, so werden von Motor 1 $M_1 = 5$ [Nm], von Motor 2 $M_1 = -5$ [Nm] verlangt. Dadurch stellt sich das verlangte Prüfmoment ein. Zudem ist laut dem Gesetz des Drallsatzes die Summe der Momente 0 und somit wird der Antriebsstrang nicht in eine Richtung beschleunigt.

Der Grund, weshalb auf beiden Seiten ein Moment von $M = 5$ [Nm] aufzubringen ist, in Summe aber trotzdem kein Prüfmoment mit $M_{Prüf}^* = 10$ [Nm] wirkt, ist einfach durch einen Vergleich der Dynamik mit der Statik erklärbar: Wird beispielsweise eine Masse mit $m = 20$ [kg] auf eine Tisch gestellt so wirkt eine Kraft von $F_m \approx 200$ [Nm] auf ihn ein. Soll die Masse aber auch dort liegen bleiben, so muss der Tisch entsprechend dagegenhalten und bringt eine Kraft von $F_T = -F_m \approx -200$ [Nm] auf. Auch hier sind, falls nur die Absolutbeträge der Kräfte berücksichtigt werden, insgesamt $F = 400$ [Nm] im Spiel. Tatsächlich wirkt jedoch nur die Kraft F_m bzw. F_T .

- Das tatsächlich wirkende Prüfmoment ist nicht messbar und muss deshalb aus den vorhandenen Sensorsignalen berechnet werden. In Abbildung 17 werden die hierfür relevanten Momente dargestellt, wobei die beiden Hälften der Schwungmasse durch eine Feder miteinander gekoppelt sind.

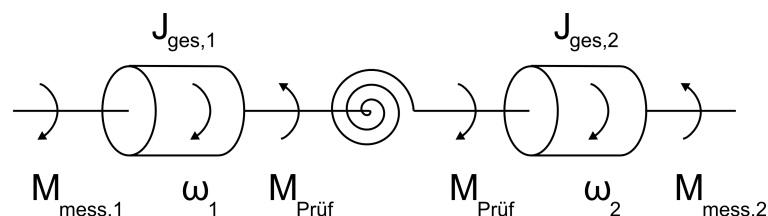


Abbildung 17: Reduziertes Strukturbild des Antriebsstrangs

Hierbei gilt folgende Variablendeklaration:

$M_{Prüf}$	Prüfmoment
$M_{mess,1}$	mittels Sensor 1 gemessenes Moment
$M_{mess,2}$	mittels Sensor 2 gemessenes Moment

Laut dem Drallsatz gilt für die beiden Seiten der Feder:

$$J_{ges,1}\dot{\omega}_1 = M_{mess,1} - M_{Prüf} \quad (37)$$

$$J_{ges,2}\dot{\omega}_2 = M_{Prüf} - M_{mess,2} \quad (38)$$

Unter der Annahme, dass das Getriebespiel momentan nicht wirksam ist, kann folgende Vereinfachung getroffen werden:

$$\dot{\omega}_1 \approx \dot{\omega}_2 = \dot{\omega} \quad (39)$$

Wird nun Gleichung (37) mit $J_{ges,2}$ erweitert und Gleichung (38) mit $J_{ges,1}$, so können die sich ergebenden Ausdrücke gleichgesetzt werden. Durch anschließendes Auflösen nach $M_{Prüf}$ kann das wirksame Prüfmoment durch folgenden mathematischen Zusammenhang angegeben werden:

$$M_{Prüf} = \frac{J_{ges,2}M_{mess,1} + J_{ges,1}M_{mess,2}}{J_{ges,1} + J_{ges,2}} \quad (40)$$

Für die Zeit, während der das Getriebespiel wirksam ist, wird durch Anwendung dieser Berechnungsvorschrift ein fehlerhaftes Prüfmoment ermittelt. Hier existiert nur eine minimale, durch Reibung bedingte Kopplung zwischen den beiden Hälften der Schwungmasse, weshalb das tatsächlich wirksame Prüfmoment $M_{Prüf} \approx 0$ [Nm] sein müsste.

Stattdessen wird weiterhin fälschlicherweise von der Richtigkeit der Gleichung (39) ausgegangen, wodurch es zu den genannten Abweichungen vom tatsächlich wirkenden Prüfmoment kommt. Die Behandlung dieses Spezialfalls wurde aber nicht in die Regelstrategie miteinbezogen.

- Kernstück der MIMO-Regelung ist es, sowohl das Prüfmoment als auch das Beschleunigungsmoment für die Massenträgheitsmomente $J_{ges,1}$ bzw. $J_{ges,2}$ durch ein und denselben Motor aufzubringen. Hierfür werden zwei autonom voneinander arbeitende Regler eingesetzt, welche für die Erreichung der Soll-Drehzahl bzw. des Soll-Prüfmoments verantwortlich sind. Diese beiden Regler stellen ihrerseits jeweils Momentenanforderungen an die Motoren, welche laut Abbildung 16 miteinander addiert bzw. subtrahiert werden.

Es kann jedoch nicht von vornherein garantiert werden, dass die Motoren diesen Momentenanforderungen auch gerecht werden können. Grund dafür ist die Beschränkung der Stellgrößen. Um trotzdem mindestens einen der geforderten Sollwerte zu garantieren muss entschieden werden, ob bei der Erreichung einer Stellgrößenbeschränkung entweder das Prüfmoment oder das Beschleunigungsmoment bevorzugt wird.

Im hier vorliegenden Fall wird das Prüfmoment dem Beschleunigungsmoment vorgezogen. Die Ursache dafür ist relativ einfach durch das Gegenbeispiel zu erklären: Sobald ein größerer Sollwertsprung der Drehzahl gefordert wird, verlangt der Drehzahlregler als Beschleunigungsmoment das maximale zur

Verfügung stehende Moment $M_{beschl} = M_{max}$, um möglichst schnell den Regelfehler zu beseitigen. Somit ist während des Beschleunigungsvorgangs keinerlei Restmoment zur Deckung der Prüfmomentanforderung mehr vorhanden.

Wird hingegen dem Prüfmoment Vorrang gegeben, so steht für eine etwaige Drehzahländerung immer noch das Beschleunigungsmoment $M_{beschl} = M_{max} - M_{Prüf}$ zur Verfügung. Dadurch dauert der Beschleunigungsvorgang zwar länger, jedoch kann das Prüfmoment auch während dieses Zeitraums konstant gehalten werden.

- Die Grenzen der Stellgrößenbeschränkungen für den Drehzahlregler als auch für den Momentenregler hängen vom aktuellen Betriebszustand der Maschine ab.

8.2 Momentenregler

Um das gewünschte Belastungsmoment des Prüfobjekts zu realisieren, wird ein Momentenregler eingesetzt. Als Führungsgröße dient hierbei der Sollwert des Prüfmoments, als Rückführgröße dient der durch Gleichung (40) berechnete Schätzwert des Belastungsmoments.

Das Prüfmoment wird abermals über einen Momentenregler eingestellt. Dessen Stellgröße wird nun jedoch beiden Maschinen mit gegensätzlichem Vorzeichen übergeben. Da die hierbei betrachtete Streckenübertragungsfunktion für beide Motoren ident ist, kann zu diesem Zwecke einfach der unter Abschnitt 7.3 entworfene Momentenregler übernommen werden.

Nun gilt es, die Stellgrößenbeschränkung zu ermitteln. Wie am Anfang des Kapitels 7 bereits erwähnt wurde, steht die restliche, nicht zur Flussbildung verwendete Stromkomponente einer Momentenbildung zur Verfügung. Dieser Maximalstrom in q -Richtung wird für beide Motoren berechnet und müsste im Idealfall ident sein. Der niedrigere der beiden Werte wird in weiterer Folge rückgekoppelt und dient als symmetrisch um den Ursprung gelegene Maximal- bzw. Minimalgrenze der Stellgrößenbeschränkung $\pm i_{Sq,max}$ des Momentenreglers.

Die vom Regler ermittelte Stellgröße wird über den aktuell geschätzten Rotorfluss in Verbindung mit Gleichung (7) in eine äquivalente $i_{Sq,M,soll}$ Komponente umgerechnet. Diese wird mit der maximal vorhandenen Stromkomponente $\pm i_{Sq,max}$ verglichen und gegebenenfalls durch die implementierte Sättigungsfunktion begrenzt. Der dadurch ermittelte Strom $i_{Sq,M,sat}$ wird in weiterer Folge wieder in ein Moment umgewandelt und den beiden Summierstellen aus Abbildung 16 zur Bildung des Prüfmomentes zugeführt.

Kommt es jedoch zu einer Überschreitung des Maximalwerts der Stellgröße, so wird die Differenz $i_{Sq,M,\Delta} = |i_{Sq,M,soll}| - |i_{Sq,M,sat}|$ rückgekoppelt und für die in Kapitel 7 erwähnte Anti-Windup Maßnahme verwendet.

8.3 Drehzahlregler

Bei der Drehzahlregelung setzte sich die Implementierungsvariante mit zwei individuellen Drehzahlreglern durch. Diese wurden, wie schon eingangs unter Abschnitt 8.1 erwähnt, unter Berücksichtigung der jeweils wirkenden Zweimassenschwinger mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens entworfen. Hierbei wurden die Regler so gewählt, dass sich folgende charakteristischen Kennwerte der beiden offenen Drehzahlregelkreise ergeben:

- offener Drehzahlregelkreis von Motor 1:

$$\omega_c = 70 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 78 \text{ [°]}$$

- offener Drehzahlregelkreis von Motor 2:

$$\omega_c = 70 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 78 \text{ [°]}$$

Von den beiden Motoren ist bei der MIMO-Regelung sowohl das verlangte Prüfmoment als auch das Beschleunigungsmoment bereitzustellen. Unter Beachtung des im Datenblatt angegebenen Nennmoments ergeben sich somit folgende Grenzen:

$$M_N \geq M_1 = M_{Prüf} + M_{beschl,1} \geq -M_N \quad (41)$$

$$M_N \geq M_2 = -M_{Prüf} + M_{beschl,2} \geq -M_N \quad (42)$$

Ein kurzzeitiges Überschreiten des Nennmoments ist durchaus zulässig ohne den Motoren zu schaden. Da hierfür jedoch ein Strom $i_S > I_{max}$ verlangt wird, steigen auch die ohmschen Verluste innerhalb der Maschine an. Diese Verluste spiegeln sich in der Verlustleistung des Motors wieder, welche zu dessen Erwärmung führt. Somit ist in diesem Betriebsfall darauf Rücksicht zu nehmen, dass der Maschine kein Schaden aufgrund thermischer Überlastung zugefügt wird. Da die dafür notwendige Absicherung eine weitere Verkomplizierung der Regelstrategie mit sich bringen würde, wurden die Maximalgrenzen des zulässigen Moments laut den Gleichungen (41) und (42) gewählt.

Weiters bleibt offen, wie die Stellgrößenbeschränkungen der von den Drehzahlreglern geforderten Beschleunigungsmomente zu wählen sind. Die Gleichungen (41) und (42) lassen erahnen, dass hierfür keine festen Werte vorgegeben werden können. Mittels folgenden Beispiels soll ihre Wahl erläutert werden. Um die dazu angestellten Überlegungen etwas anschaulicher darzulegen, wird dabei von Momenten ausgegangen. Tatsächlich in die Regelung implementiert wurden jedoch die äquivalenten i_{Sq} -Ströme.

Wird, bei stehendem Antriebsstrang, ein positives Prüfmoment $M_{Prüf} = 5 \text{ [Nm]}$ vorgegeben, so stellt sich für Motor 1 ein Moment von $M_1 = 5 \text{ [Nm]}$ und für Motor 2 ein Moment von $M_2 = -5 \text{ [Nm]}$ ein. Soll anschließend noch zusätzlich ein positiver Drehzahlsprung vorgegeben werden, so steht für Motor 1, unter Beachtung des Maximalstroms, laut Gleichung (41) nur noch ein Beschleunigungsmoment

von $M_{beschl,1,max} = M_N - M_{Prüf}$ zur Verfügung. Dieser Wert muss im Anschluss in den äquivalenten i_{Sq} -Strom umgerechnet werden und wäre schon als Stellgrößenbeschränkung des ersten Drehzahlreglers verwendbar.

Betrachtet man unter denselben Bedingungen hingegen das für Motor 2 maximale mögliche Beschleunigungsmoment, so ergibt sich dieses laut Gleichung (42) zu: $M_{beschl,2,max}^* = M_N + M_{Prüf}$. Die volle Ausnutzung dieses Beschleunigungsmomentes hätte jedoch eine Aufhebung des Prüfmomentes zur Folge, weshalb eine Reduktion auf $M_{beschl,2,max} = M_N$ vollzogen werden muss.

Werden nun bei positiven als auch negativen Prüfmomenten beliebige Drehzahlsprünge gefordert, so ergeben sich die in Tabelle 1 aufgelisteten Maximalwerte der zulässigen Beschleunigungen:

		Motor 1	Motor 2
$M_{Prüf} > 0$	$\dot{\omega} > 0$	$M_N - M_{Prüf}$	M_N
$M_{Prüf} > 0$	$\dot{\omega} < 0$	M_N	$M_N - M_{Prüf}$
$M_{Prüf} < 0$	$\dot{\omega} > 0$	M_N	$M_N - M_{Prüf}$
$M_{Prüf} < 0$	$\dot{\omega} < 0$	$M_N - M_{Prüf}$	M_N

Tabelle 1: Maximal verfügbare Beschleunigungsmomente

Die Beschränkung der Drehzahlregler-Stellgrößen erfolgt auf Basis ihrer äquivalenten i_{Sq} -Stromwerte. Als maximal verfügbare Stellgröße wird deshalb auch die restliche, nicht zur Flussbildung benötigte Stromkomponente anstelle des Nennmoments M_N verwendet. Auch das Prüfmoment $M_{Prüf}$ wird in einen gleichwertigen Strom umgewandelt.

Zudem wurde unter Abschnitt 8.1 angemerkt, dass die beiden baugleichen Motoren unterschiedlich große Massenträgheitsmomente $J_{ges,1}$ und $J_{ges,2}$ anzutreiben haben. Wird nun ein Drehzahlsprung gewünscht, so muss darauf geachtet werden, dass die Winkelbeschleunigung auf beiden Seiten des Prüfobjekts ident ausfällt. Ist dies nicht der Fall, so ergibt sich kurzzeitig ein zusätzliches, parasitäres Belastungsmoment des Prüfobjekts.

Dieser Effekt soll durch folgende Maßnahme unterbunden werden: Wird ein Drehzahlsprung verlangt, so geben die beiden Drehzahlregler den jeweiligen Motoren entsprechende Beschleunigungsmomente $M_{beschl,1}$ für Motor 1 und $M_{beschl,2}$ für Motor 2 vor. Diese sollen bereits die Stellgrößenbeschränkung passiert haben. Aus den beiden Beschleunigungsmomenten wird nun die jeweils zu erwartende Winkelbeschleunigung für die linke und rechte Hälfte des Prüfobjekts wie folgt berechnet:

$$\dot{\omega}_1 = \frac{M_{beschl,1}}{J_{ges,1}} \quad (43)$$

$$\dot{\omega}_2 = \frac{M_{beschl,2}}{J_{ges,2}} \quad (44)$$

Als nächstes wird der Absolutbetrag der Beschleunigungswerte betrachtet und der kleinere der beiden gewählt, da dieser sicher auf beiden Seiten des Prüfobjekts er-

reicht werden kann. Für diesen wird in weiterer Folge das Vorzeichen von $\dot{\omega}_1$ übernommen, um auch die Anforderung für negative Beschleunigungen abzudecken.

$$\dot{\omega} = \min(|\dot{\omega}_1|, |\dot{\omega}_2|) \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_1) \quad (45)$$

Mit Hilfe dieser Winkelbeschleunigung sowie den Parametern $J_{ges,1}$ und $J_{ges,2}$ können nun die tatsächlich den Motoren vorgegebenen Beschleunigungsmomente berechnet werden, durch welche keinerlei zusätzliche Belastung des Prüfobjekts zu erwarten ist:

$$M_{beschl,1}^* = \dot{\omega} J_{ges,1} \quad (46)$$

$$M_{beschl,2}^* = \dot{\omega} J_{ges,2} \quad (47)$$

Das eben beschriebene Regelungskonzept wird in Abbildung 18 nochmals in Strukturblöcken zusammengefasst dargestellt. Der Sättigungsblock weist hierbei zwei Ausgänge auf. Der Wert des zusätzlichen, jedoch zurückgeführten Ausgangs berechnet sich aus der Differenz zwischen der gewünschten und der beschränkten Stellgröße und wird zur Realisierung der Anti-Windup Maßnahme benötigt.

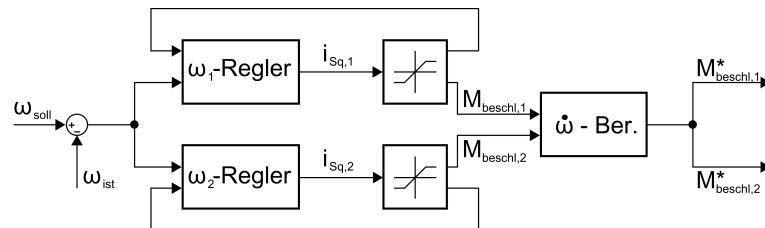


Abbildung 18: Drehzahlregelungskonzept der $\omega - M$ MIMO-Regelung

Das in Abbildung 18 dargestellte Regelungskonzept enthält jedoch noch einen Schönheitsfehler. Die Rückführgröße der Anti-Windup Maßnahme wird noch vor der gemeinsamen Stellgrößenbeschränkung abgenommen und entspricht somit nicht der wahren, auf die Maschine geschalteten Stellgröße. Deshalb sollten die begrenzten Momente M_{beschl}^* mittels Gleichung 7 in entsprechende Ströme umgewandelt, und als Vergleichsgröße der Anti-Windup Maßnahme verwendet werden.

Werden die in Abschnitt 10 abgebildeten Versuche betrachtet, so können keinerlei negative, aufgrund dieses Versäumnisses bedingte Effekte gefunden werden. Aus diesem Grunde soll auf diese durchzuführende Korrektur nur hingewiesen werden.

Trotz dieser Korrektur der Beschleunigungsmomente wird das zu prüfende Bauteil mit einem parasitären Belastungsmoment beansprucht. Als Ursache hierfür kann die unter Abschnitt 5.5 erwähnte Momentennichtlinearität sowie die vorhandene Reibung angegeben werden. Dieses zusätzliche Prüfmoment ist jedoch, zumindest was den aufgrund der Momentennichtlinearität bedingten Anteil betrifft, durch den Momentenregler eliminierbar.

Es wäre jedoch auch denkbar, die Anzahl an eingesetzten Drehzahlreglern auf einen einzigen zu reduzieren. Um hierbei trotzdem maximale Beschleunigungen zu erzielen, sollte ein Verhältnis $J_{ges,1} \approx J_{ges,2}$ gegeben sein.

Die Stellgrößenbeschränkung dieses Reglers ist dabei ebenfalls für den momentanen Arbeitspunkt über Tabelle 1 zu bestimmen, wobei hier das betragsmäßig geringere Moment der beiden zur Verfügung stehenden Werte gewählt wird. Dieses Moment soll als Beschleunigungsmoment M_{beschl} angesehen werden, welches in die Gleichungen (43) und (44) eingesetzt wird. Die beiden möglichen Winkelbeschleunigungen werden abermals über die Gleichung (45) zur maximalen, für beide Motoren erreichbaren Winkelbeschleunigung zusammen gefasst. Mit Hilfe der Berechnungsvorschriften (46) sowie (47) sind in weiterer Folge die den Motoren vorzugebenden Beschleunigungsmomente ermittelbar. Durch Aufschaltung dieser Momente ist im Idealfall während der ganzen Drehzahländerung keinerlei parasitäres Verspannmoment, welches das zu prüfende Bauteil belasten würde, vorhanden. In der Realität sieht dies jedoch aufgrund der Momentennichtlinearität sowie der vorhandenen Reibung etwas anders aus. Der Fehler aufgrund der Nichtlinearität ist jedoch mit Hilfe des Momentenreglers korrigierbar. Die Reibung wird abermals vernachlässigt. Wie bereits angemerkt, soll die Erwähnung dieser alternativen Regelstrategie nur als Ergänzung dienen. Sie wurde, unter Einsatz des Drehzahlreglers von Motor 1, zwar in der Simulation getestet, jedoch nie am realen Antriebsstrang-Prüfstand implementiert.

8.4 Wahl der Regelgröße

Es stellt sich die Frage, auf welche Winkelgeschwindigkeit der Antriebsstrang-Prüfstand geregelt werden soll. Sinnvoll ist sicherlich ω_3 , da hierfür zwei wichtige Gründe sprechen:

- Die Winkelgeschwindigkeit ω_3 gibt am besten die Winkelgeschwindigkeit des Prüfelements wieder.
- Die Winkelgeschwindigkeit ω_3 schwingt nicht sehr stark, da sie direkt am größten Massenträgheitsmoment gemessen wird.

Besonders der zweitgenannte Aspekt spricht dafür, das Regelungskonzept mit ω_3 als Regelgröße in Betrieb zu nehmen.

Andererseits muss angemerkt werden, dass die Messgröße ω_3 bei realen Prüfständen zumeist gar nicht bzw. nur mittels großem Aufwand zugänglich ist. Deshalb soll eine Möglichkeit gefunden werden, aus ω_1 und ω_2 einen Schätzwert für diese Größe zu bilden.

Die Winkelgeschwindigkeit der beiden zusammengefassten Massenträgheitsmomente $J_{ges,1}$ und $J_{ges,2}$ lässt sich auch durch den Drehimpuls beschreiben. Wird die Reibung vernachlässigt, so setzt sich der Gesamtdrehimpuls \vec{L}_{ges} aus den beiden Drehimpulsen \vec{L}_1 und \vec{L}_2 zusammen. Da die Wirkungsrichtung aller betrachteter Impulse ident ist, werden diese in weiterer Folge als skalare Größen angeschrieben. Somit ergibt sich:

$$L_{ges} = L_1 + L_2$$

$$\omega_{mittel} (J_{ges,1} + J_{ges,2}) = \omega_1 J_{ges,1} + \omega_2 J_{ges,2}$$

Wird angenommen, dass $\omega_3 \approx \omega_{mittel}$ gilt, so lässt sich folgende Abschätzung machen:

$$\omega_{mittel} = \frac{\omega_1 J_{ges,1} + \omega_2 J_{ges,2}}{J_{ges,1} + J_{ges,2}} \quad (48)$$

Wird der reale Antriebsstrang-Prüfstand jedoch auf den mittels Gleichung (48) berechneten Schätzwert der Winkelgeschwindigkeit geregelt, so stellt sich ein ω_{mittel} ein, welchem eine geringe aber trotzdem störende Sinus-Komponente mit $f = 320$ [Hz] überlagert ist. Die beiden gemessenen Winkelgeschwindigkeiten ω_1 und ω_2 sowie ω_{mittel} sind dabei zwar in Phase, jedoch um $\phi = 180$ [°] zur tatsächlichen Winkelgeschwindigkeit ω_3 phasenverschoben, welche für Kontrollzwecke zusätzlich mit aufgezeichnet wurde. Diese Beobachtung deutet auf eine stehende Welle innerhalb des Antriebsstrangs hin, nach deren Prinzip die verschiedenen Abschnitte mit unterschiedlichen Winkelgeschwindigkeiten pulsieren. Der Drehzahlregler seinerseits versucht, den geschätzten aber pulsierenden Wert für ω_3 an die Soll-Winkelgeschwindigkeit anzugleichen, wodurch ein neuerliches Beschleunigungsmoment auf die Motoren wirkt. Somit wird das System mit neuer kinetischer Energie versorgt und die stehende Welle bleibt erhalten. Diese störende Frequenz kann auch im Verlauf der beiden gemessenen Momente wiedergefunden werden, wobei diese ihrerseits jedoch um $\phi = 180$ [°] zueinander phasenverschoben sind.

Die einzige Möglichkeit, die Ausbildung dieser stehenden Welle zu unterbinden besteht also darin, sie aus dem rückgekoppelten Signal zu eliminieren. Hierfür wird die gemittelte Winkelgeschwindigkeit noch zusätzlich mittels eines PT1-Glieds gefiltert, wobei die Grenzfrequenz dabei mit $f = 50$ [Hz] festgelegt wurde.

9 MIMO-Regelungskonzept für φ - M Regelung

Als Gegenüberstellung zur im Kapitel 8 erläuterten MIMO-Regelung unter Vorgabe des gewünschten Prüfmoments und der Drehzahl soll nun ein Konzept entworfen werden, bei welchem zusätzlich zum Prüfmoment der Drehwinkel vorgegeben werden kann.

Diese Option könnte beispielsweise bei der Prüfung einer Differentialsperre von Vorteil sein. Solche zu testenden Bauteile reagieren sehr sensibel auf Drehwinkelunterschiede zwischen φ_1 und φ_2 und gehen zu Bruch, falls dieser Differenzwinkel einen bestimmten Wert überschreitet.

Eine Literaturrecherche ergab auch für dieses Regelungskonzept keinerlei Ergebnis. Wiederum kann versucht werden, dies mit der Einzigartigkeit des verwendeten Antriebsstrang-Prüfstandes zu erklären.

Abermals hatte Dr. Robert Bauer bereits einen Entwurf für ein mögliches Regelungskonzept angefertigt. Dieser findet sich auch im Patent mit der Nummer A 1625/2009 wieder, welches in Österreich eingereicht wurde. Die besagte Regelungsstrategie ist in Abbildung 19 dargestellt:

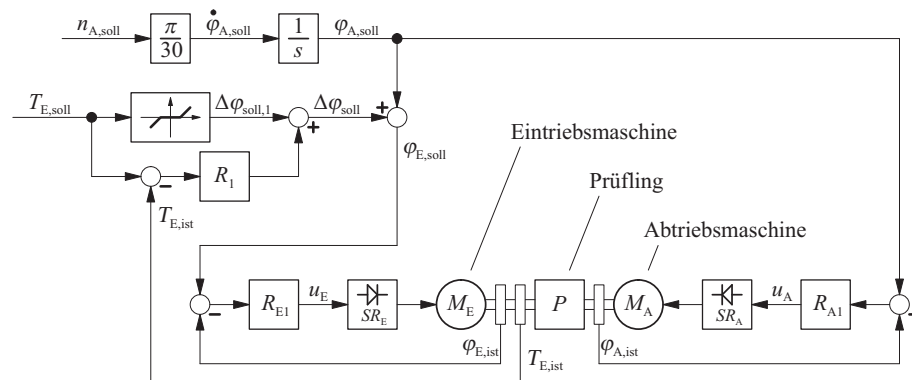


Abbildung 19: Vorschlag für das φ - M MIMO Regelungskonzept

Die für Abbildung 19 verwendete Variablendefinition ist abermals in Abschnitt E angeführt.

Abermals sollen die beiden Führungsgrößen ω und $M_{prüf}$ voneinander entkoppelt werden, um ihnen die Regelgrößen einfacher nachführbar zu machen. Wie bereits erwähnt bedingt dies jedoch eine Übertragungsfunktionsmatrix der Mehrgrößenregelung in Diagonalform. Da diese auch für dieses System gefunden werden kann, ist es möglich, das Regelkonzept unter Einsatz einfacher SISO-Regler aufzubauen.

Das in Abbildung 19 dargestellte Regelungskonzept wurde fast zur Gänze für die MIMO-Regelung übernommen. Lediglich der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ wird von der Führungsgröße φ_2 subtrahiert anstatt addiert. Diese Abweichung soll aber bei den kommenden Untersuchungen keine Rolle spielen.

Welche Vor- oder Nachteile der Einsatz einer Vorsteuerung bei der Momentenregelung mit sich bringt, muss durch weitere Überlegungen bzw. Messungen herausgefunden werden.

Die einzelnen Motoren sollen wiederum mit Hilfe der feldorientierten Regelung betrieben werden. Diesmal wird jedoch das Sollmoment bzw. der gewünschte i_{sq} -Strom über die Positionsregler vorgegeben.

Auch bei diesem Regelungskonzept wurde der Fluss über den durch Gleichung (32) gegebenen Zusammenhang abgeschwächt um Drehzahlen oberhalb der Nenndrehzahl erreichen zu können.

Für die Simulationen wird das in Abbildung 7 dargestellte Reibmoment im Modell des Antriebsstranges inkludiert. Es wird jedoch abermals bei der Berechnung des Prüfmoments vernachlässigt, da sein genauer Wert sowie die Aufteilung in der Praxis normalerweise unbekannt sind.

9.1 Grundlegende Überlegungen

- Die Überlegungen betreffend der Berechnung von $M_{prüf}$ und der Ermittlung der Übertragungsfunktion $G(s) = \varphi(s)/i_{sq}(s)$ können aus Abschnitt 8.1 übernommen werden. Aus diesem Grund werden sie hier nicht nochmals angeführt.
- Für das implementierte Prinzip der MIMO-Regelung wurde wiederum festgelegt, dass das Prüfmoment $M_{prüf}$ Vorrang gegenüber einer Änderung der Winkelgeschwindigkeit erhält. Dies kann jedoch nur so lange garantiert werden, so lange die Summe aus dem Prüfmoment $M_{prüf}$ und dem zur Haltung der momentanen Drehzahl benötigten Moments M_w das Nennmoment des Motors nicht übersteigt.
Da bei diesem Regelungskonzept sowohl die Winkelgeschwindigkeit als auch das Prüfmoment über den Sollwinkel vorgegeben werden und die beiden Komponenten nicht mehr so einfach entkoppelbar sind, kann für den Fall eines $M_{prüf} > M_N - M_w$ die Bevorzugung des Lastmoments nicht mehr garantiert werden. Die Behandlung dieses Falls wird vernachlässigt, da er als nicht praxisrelevant angesehen werden kann.
- Für die Testung des Regelungskonzepts werden keinerlei Langzeitmessungen vorgesehen. Aus diesem Grunde kann auf eine Strategie zur Vermeidung von Zählerüberläufen der aktuellen Positionwiedergabe verzichtet werden.

9.2 Bildung der φ -Führungsgröße

Auch mit Hilfe dieses MIMO-Regelungskonzepts soll die Winkelgeschwindigkeit ω_{soll} des Antriebsstrangs vorgegeben werden können. Der für die Regelung als Führungsgröße relevante Drehwinkel φ_{soll} kann in weiterer Folge durch Integration der Winkelgeschwindigkeit ermittelt werden.

Es ist jedoch darauf zu achten, dass die Winkelgeschwindigkeit als stetige Funktion

vorzugeben ist, da sich die Drehzahl des Antriebsstrangs nicht sprunghaft ändern kann. Weiters muss die Steigung der Führungsgröße so begrenzt werden, dass ihre Änderung auch vom Antriebsstrang quasi synchron übernommen werden kann. Hierfür ist das den beiden Motoren zur Verfügung stehende maximale Beschleunigungsmoment laut Tabelle 1 zu beachten, wobei nun noch zusätzlich das Lastmoment infolge der momentanen Reibung aus Abbildung 8 berücksichtigt wird. Die momentane Winkelgeschwindigkeit sowie das Vorzeichen des Drehzahlsprungs sind hierbei zu beachten.

Aus diesen Beschleunigungsmomenten kann mit Hilfe der bekannten Massenträgheitsmomente sowie den Gleichungen (43) bis (45) die von beiden Motoren maximal erreichbare Winkelbeschleunigung $\dot{\omega}$ errechnet werden. Dieser Wert stellt nun jene Steigung der Rampenfunktion dar, mit welcher sich die beschränkte Führungsgröße $\tilde{\omega}_{soll}$ dem gewünschten Wert ω_{soll} annähert. Diese beschränkte Größe $\tilde{\omega}_{soll}$ wird in weiterer Folge einem zeitdiskreten Integrator zugeführt um den gewünschten Soll-Drehwinkel zu ermitteln, welcher als Führungsgröße der Positionsregler dient.

Wird die Forderung nach einer stetigen, beschränkten Führungsgröße missachtet, so spiegelt sich dies in einem starken Überschwingen von ω_{ist} gegenüber ω_{soll} wider. Die Begründung liegt in der Tatsache, dass der Sollwinkel φ_{soll} von Anfang an einen Zuwachs von $\Delta\varphi_{soll} = \omega_{soll} \cdot T_a$ aufweist, wobei T_a der Abtastzeit des Regelkreises entspricht. Da der Antriebsstrang diesem Drehzahlsprung auch unter Einsatz des maximalen Beschleunigungsmoments nicht folgen kann, ergibt sich ein großer Regelfehler $e = \varphi_{soll} - \varphi_{ist}$. Die Positionsregler versuchen in weiterer Folge, die Regelabweichung zu minimieren. Diese Forderung bedingt allerdings zumindest kurzzeitig einen Drehwinkelzuwachs $\Delta\varphi_{ist} > \Delta\varphi_{soll}$ was seinerseits nur durch ein $\omega_{ist} > \omega_{soll}$ erzielbar ist. Da die Positionsregler ihrerseits ebenfalls ein Überschwingen aufweisen und um die ständig steigende Sollposition einschwingen, spiegelt sich dies, wie in Abbildung 20 ersichtlich ist, auch enorm in der Drehzahl wider. Aus diesem Grund ist eine Begrenzung von $\dot{\omega}_{soll}$ unerlässlich. Aus Sicherheitsgründen wurde Abbildung 20 nur mit Hilfe der Simulation ermittelt.

Auch die hier beschriebene Begrenzung von ω_{soll} auf $\tilde{\omega}_{soll}$ ist noch nicht perfekt. Es wird dabei nämlich davon ausgegangen, dass zum Zeitpunkt des Drehzahlsprungs bereits die Beschleunigungsmomente $M_{beschl,1}$ und $M_{beschl,2}$ zur Verfügung stehen. Dies ist jedoch nicht der Fall, da der Strom i_{sq} innerhalb der Wicklungen nicht unendlich schnell ansteigen kann. Somit ergibt sich auch für den Beginn der $\tilde{\omega}_{soll}$ -Rampe ein geringer Regelfehler e , welcher seinerseits zu einem kurzzeitigen Schwingen von ω_{ist} führt. Da dieses Phänomen jedoch bei $\omega_{ist} \ll \omega_{soll}$ auftritt, muss dieser Fall nicht weiter betrachtet werden. Wird beispielsweise ein Drehzahlsprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf die Nennwinkelgeschwindigkeit $\omega_N = 171$ [rad/s] bei $M_{Prüf} = 0$ [Nm] betrachtet, so sind die oben geschilderten Auswirkungen in Abbildung 21 ersichtlich. Hierbei wird eine Messung am realen Antriebsstrang-Prüfstand betrachtet.

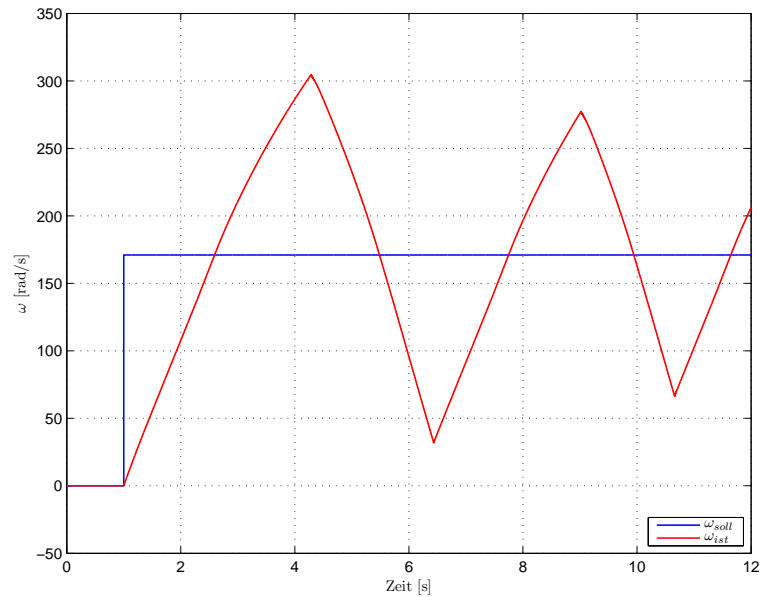
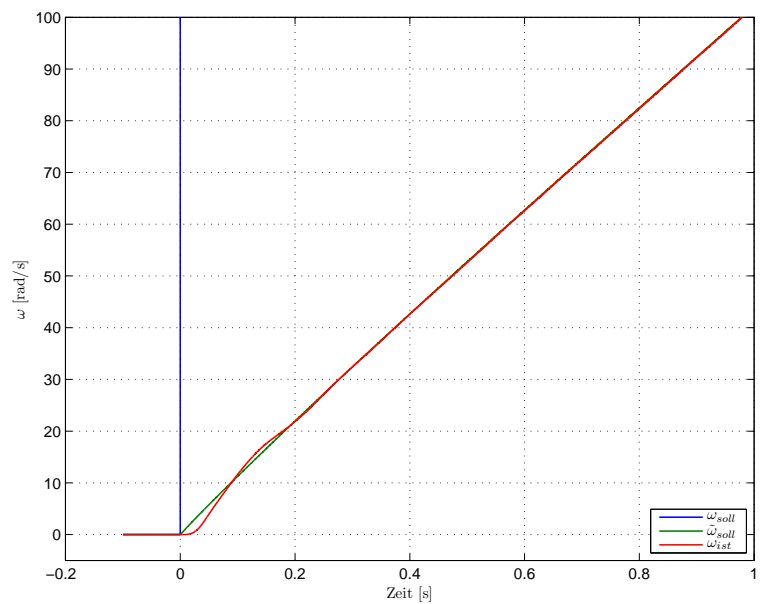
Abbildung 20: Verlauf von ω bei Missachtung der Stellgrößenbeschränkung

Abbildung 21: Verbleibende Schwingung der Winkelgeschwindigkeit

Da die beiden Motoren aufgrund ihres anteilmäßig zu beschleunigenden Massenträgheitsmomentes die Sollposition unterschiedlich schnell erreichen, hat dieser Einschwingvorgang auch ein geringes Schwingen des Prüfmomentes zur Folge.

Ein ähnlicher Effekt ist auch am oberen Ende der $\tilde{\omega}_{soll}$ -Rampe zu beobachten, da hier die Steigung der Führungskennlinie ruckartig stoppt. Der für das Beschleunigungsmoment verantwortliche i_{sq} -Strom kann jedoch nicht schlagartig abgebaut werden, wodurch es an diesem Ende der Anstiegsrampe zu einem Überschwingen der realen Winkelgeschwindigkeit des Antriebsstrangs kommt. Soll dieses verhindert werden,

so können die Ecken der Anstiegsrampe beispielsweise mit einem PT1-Glied abgerundet werden. Da die gemessenen Drehwinkel φ_1 und φ_2 bereits durch ein solches Verzögerungsglied mit einer Grenzfrequenz bei $\omega_c = 2\pi \cdot 20$ [rad/s] gefiltert werden, wurde selbiges auch zur Glättung der Führungsrampe verwendet. Der erhoffte Effekt der Reduktion des Überschwingens bleibt hierbei jedoch weitgehend aus, da zu diesem Zwecke die Grenzfrequenz demnach weiter zu senken wäre. Die Anstiegszeit des Gesamtsystems steigt unter Einsatz des Filters bei einem vorgegebenen Drehzahl-sprung nur minimal an. Deshalb wurde es trotzdem als Bestandteil des Regelkreises beibehalten.

9.3 Momentenregler

Bei der MIMO-Reglung mit der Vorgabe des Drehwinkels φ sowie des Prüfmoments $M_{Prüf}$ soll zweiteres, laut Abbildung 19, mit Hilfe einer Momentenregelung realisiert werden. Dabei wird das Belastungsmoment in Form einer Winkelabweichung vorgegeben.

Es ist angedacht, eine Grobabschätzung des benötigten Verdrehwinkels mittels einer Vorsteuerung über ein Kennfeld vorzugeben. Etwaige verbleibende Regelabweichungen sollen in weiterer Folge noch mittels eines PI-Reglers beseitigt werden.

Die lookup-table der Vorsteuerung ist über Messungen am Antriebsstrang ermittelbar. Dabei wird das gewünschte Prüfmoment vorgegeben und die Winkeldifferenz $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ zwischen den beiden Wellenenden im eingeschwungenen Zustand aufgezeichnet. Durch Wiederholung dieses Vorganges für mehrere Belastungsmomente ergibt sich der in Abbildung 22 gezeigte Zusammenhang. Hierbei ist die Anfangsposition des Antriebsstranges so vorgegeben, dass das Getriebespiel, von Motor 2 aus betrachtet, an seinem rechten Anschlag steht.

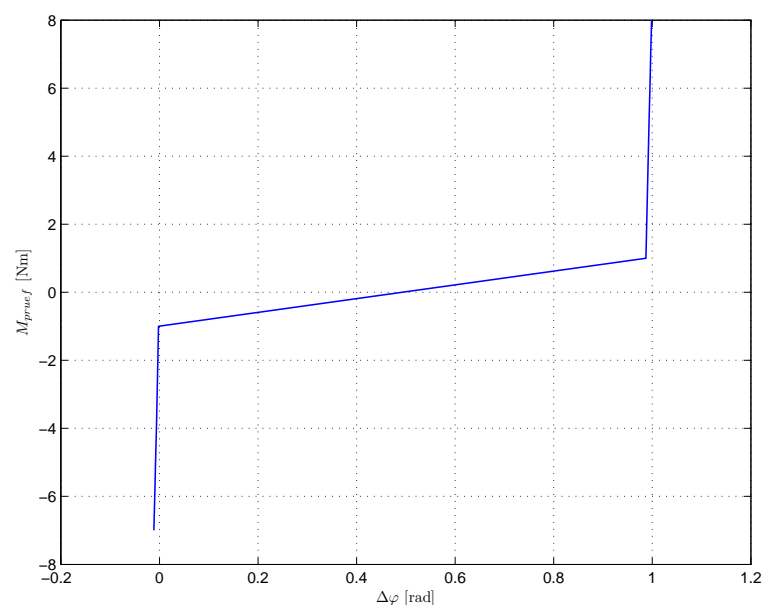


Abbildung 22: Zusammenhang zwischen $\Delta\varphi$ und $M_{Prüf}$

Wie schon zuvor angemerkt wurde, bedingt der Einsatz der Vorsteuerung ein Wissen über die Ausgangsposition des Antriebsstrangs. Soll der linke Anschlag als Anfangsposition gewählt werden, ist von $\Delta\varphi$ aus Abbildung 22 noch der Drehwinkel des Getriebespiels φ_Δ abzuziehen.

Für die Ansteuerung des dSpace Systems ist es jedoch nicht sinnvoll, die in Abbildung 22 gezeigte Kennlinie zu verwenden. Sie wurde stattdessen insofern modifiziert, als dass ihre beiden Momentenflanken durch Extrapolation von $1 < |M_{Prüf}| < 7$ auf $M_{min} < |M_{Prüf}| < M_N$ erweitert wurden. Die untere Grenze wurde dabei mit $M_{min} = 0,1$ [Nm] festgelegt. Solch kleine Prüfmomente können mit dem vorhandenen Antriebsstrang zwar aufgrund der Reibung nicht mehr realisiert werden, diese Grenze dient jedoch dem nächsten Schritt der Vorsteuerungsadaption:

Wird $M_{prf} = 0$ [Nm] vorgegeben, so ergibt sich laut Abbildung 22 ein Verdrehwinkel von $\Delta\varphi \approx 0,5$ [rad]. Die Beseitigung eines vormals noch gewünschten Prüfmoments wäre aber schon durch eine Drehung von einigen 0,01 [rad] zu bewerkstelligen gewesen. Da nun aber stattdessen jedes Mal in die Mitte des Getriebespiels gedreht wird, hat dies eine Beunruhigung des Gesamtsystems zur Folge, was durch die Kopplung der Schwungmassenhälften infolge der Reibung erklärt werden kann. Aus diesem Grund wird von nun an bei einer Forderung nach $|M_{prüf}| < M_{min}$ die zu M_{min} passende Winkelauslenkung $\Delta\varphi$ der zuletzt aktiven Flanke der lookup-table vorgegeben. Die exakte Momentenkorrektur wird in weiter Folge durch den PI-Regler übernommen. Als Initialisierungswert der Vorsteuerung dient bei einem geforderten $M_{prüf} = 0$ [Nm] ein $\Delta\varphi = 0$ [rad].

Die Parameter des PI-Reglers wurden manuell und iterativ gewählt. Dabei wird der Verstärkungsfaktor gering gewählt, da die proportionale Regelabweichung bereits durch die Vorsteuerung aufgehoben werden sollte. Somit bleibt nur noch der integrale Anteil übrig. Hier wird eine kleine Nachstellzeit verwendet, um die bleibende Regelabweichung möglichst schnell auszugleichen. Eine zu große Reduktion bewirkt jedoch, dass versucht wird auch das Rauschen, welches dem Rückkopplungswert $M_{Prüf,ist}$ überlagert ist, auszuregeln. Zwar gelingt dies aufgrund der Trägheit der Regelstrecke nicht, der Versuch alleine hat jedoch eine unnötige Beunruhigung des Systems zur Folge.

Als Grenzen der Stellgrößenbeschränkung des PI-Reglers wird der doppelte Wert jener Winkelauslenkung $\Delta\varphi_{max}$ verwendet, durch welche das Motor-Nennmoment als Prüfmoment wirkt. Es muss hier nicht, wie intuitiv erwartet werden würde, die Differenz aus $\Delta\varphi_{max}$ und der bereits durch die Vorsteuerung bedingten Winkelauslenkung $\Delta\varphi_{soll,1}$ verwendet werden, da die beiden Hälften der Schwungmasse, wie bereits angemerkt, miteinander gekoppelt sind. Somit hat eine Auslenkung von φ_2 auch eine Auslenkung von φ_1 zur Folge, obwohl dessen Sollwinkel weiterhin auf $\varphi_1 = 0$ [rad] verharrt. Als Bezugspunkt des Kennlinienfeldes wird jedoch der Sollwinkel von φ_1 verwendet und somit verliert es bis zur vollständigen Ausregelung des auftretenden Regelfehlers $e_{\varphi 1}$ vorübergehend seine Gültigkeit. Da nun die Vorsteuerung nicht mehr passt, hätte dies eine Verlängerung der Anstiegszeit bis zu Erreichen von $M_{Prüf}$ zur Folge. Wird hingegen die Stellgrößenbeschränkung des PI-

Reglers mit $2 \cdot \Delta\varphi_{max}$ initialisiert, und der Rückkopplungsfaktor der Anti-Windup Maßnahme passend gewählt, so kann die Anstiegszeit trotzdem relativ klein gehalten werden.

Weiters soll noch der Fall betrachtet werden, bei welchem nur ein PI-Regler ohne Vorsteuerung zum Einsatz kommt. Dabei wird derselbe PI-Regler verwendet, welcher auch schon zuvor in Verbindung mit der Vorsteuerung zum Einsatz kam. Lediglich die Stellgrößenbeschränkung wird auf $3 \cdot \Delta\varphi$ hinaufgesetzt, um auch jenen Teil, welcher vormals durch die Vorsteuerung beigetragen wurde, abzudecken. Die Führungsgröße φ_2 wird ansonsten laut Abbildung 19 vorgegeben.

Die erzielten Ergebnisse sind besser als jene mit Hilfe der Vorsteuerung. Zwar wird mehr Zeit benötigt, um bei einem Sprung des Prüfmoments den passenden Differenzwinkel als Stellgröße auszugeben, diese Zeitkonstante ist jedoch immer noch viel kleiner als jene der Positionsregler. Der Grund für das bessere Abschneiden dieses Regelungsprinzip liegt darin, dass die vorgegebenen Drehwinkel, bedingt durch die anfangs geringere Stellgröße, langsamer angefahren werden. Dadurch schlagen die Zahnkränze der Schwungmasse nach Aufschalten eines Prüfmoments nicht so stark aufeinander, was sich in einem geringeren Schwingen des berechneten Prüfmoments widerspiegelt.

Der gewünschte stationäre Endwert kann schlussendlich aber mit und ohne Vorsteuerung ähnlich schnell erreicht werden, was auch aus den Messauswertungen des Abschnitts 10.4 hervorgeht.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein Sprung des Prüfmoments mit Hilfe des φ - M MIMO-Regelungskonzepts nicht so schnell ausgeregelt werden kann wie bei der ω - M MIMO-Regelung sowie bei der SISO-Regelung. Der Grund hierfür liegt darin, dass bei den anderen beiden Verfahren der gewünschte Sprung des Moments direkt an die Stromregler der Motoren weitergegeben wird. Bei dem nun verwendeten Regelungskonzept wird das Prüfmoment jedoch über einen Differenzwinkel zwischen den beiden Wellenenden vorgegeben, welcher durch die beiden Motoren erst einzustellen ist. Die hier begrenzende Zeitkonstante wird also durch die Positionsregler vorgegeben.

9.4 Positionsregler

Die Positionsregelung des Antriebsstrangs ist am einfachsten durch eine Erweiterung der Kaskadenstruktur der rotorflussorientierten Regelung realisierbar. Hierbei wird dem Drehzahlregler nochmals ein PI-Regler überlagert, welchem die Soll-Position als Führungsgröße vorgegeben wird. Die Stellgröße dieses Reglers, welche der Soll-Winkelgeschwindigkeit entspricht, bildet in weiterer Folge die Führungsgröße des unterlagerten Drehzahlreglers.

Diese Erweiterung hat jedoch einen gravierenden Nachteil. Um eine gute Funktionalität der Kaskadenstruktur sicherstellen zu können, soll die Durchtrittsfrequenz ω_0 der einzelnen offenen Regelkreise von innen nach außen jeweils um den Faktor 10 abnehmen. Da der Drehzahlregler ein $\omega_0 \approx 70$ [rad/s] aufweist, müsste somit die

Durchtrittsfrequenz des Positionsreglers mit $\omega_0 \approx 7$ [rad/s] gewählt werden, wodurch der gesamte Regelkreis sehr träge werden würde.

Eine Alternative dazu stellt die Idee dar, anstelle des Drehzahlreglers sofort einen Positionsregler zu implementieren, welcher mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens entworfen werden soll.

Ein vorgegebener Drehzahlsprung entspricht auf die Position umgelegt einer Rampenfunktion. Da diese nun die Führungsgröße darstellt, muss der offene Regelkreis $L(s)$ laut Frequenzkennlinienverfahren mindestens zwei Integratoren aufweisen um eine bleibende Regelabweichung $e = 0$ erzielbar zu machen. Diese beiden Integratoren gilt es nun innerhalb des offenen Regelkreises zu identifizieren:

Aufgrund des unsymmetrischen Aufbaus des Antriebsstrangs wurden auch dieses Mal, unter Einsatz des Zweimassenschwinger-Modells, zwei Streckenübertragungsfunktionen $G_1(s) = \varphi_1(s)/i_{Sq,1}(s)$ und $G_2(s) = \varphi_2(s)/i_{Sq,2}(s)$ ermittelt. Deren Struktur $G(s)$ weist bereits, wie unter Abschnitt 7.2 beschrieben, einen integrierenden Anteil auf, welcher jedoch aufgrund des nicht exakt bekannten Lastmoments für Regelungszwecke unbrauchbar ist. Zusätzlich kommt nun aber ein weiterer integrierender Anteil hinzu, durch welchen die aktuelle Winkelgeschwindigkeit in eine Position umgerechnet wird. Dieser Anteil kann sehr wohl als einer der beiden für die Regelung benötigten integrierenden Anteile angesehen werden.

Der zweite integrierende Anteil für die Regelung soll wiederum über eine PI-Reglerstruktur eingebracht werden. Da der offene Regelkreis nun jedoch insgesamt 3 Integratoren aufweist, kann im Bodediagramm die Anfangslage des Frequenzgangs für $\omega = 0$ [rad/s] bei $\phi = -270$ [°] ausfindig gemacht werden. Eine positive Phasendrehung um $\phi_z = 90$ [°] ist wiederum durch geschickte Wahl des Regler-Zählerpolynoms erreichbar. Trotzdem ist über den kompletten Frequenzbereich niemals eine gewünschte positive Phasenreserve ϕ_r vorhanden.

Somit muss ein Weg gefunden werden, wodurch die Phase um weitere $\phi_z = 90$ [°] angehoben werden kann. Dieser Wunsch ist durch eine Reglererweiterung um einen differenzierenden Anteil erfüllbar. In der Realität ist ein rein differenzierendes Glied aber nicht realisierbar und deshalb wird dieser Teil der Reglerstruktur um eine reelle Polstelle erweitert. Der tatsächlich implementierte D-Anteil entspricht somit einem lead-Glied.

Durch die beiden Phasenhebungen ist wieder eine positive Phasenreserve ϕ_r im Bereich der gewünschten Durchtrittsfrequenz ω_c verfügbar. Somit kann auch für diesen Regelkreis der Reglerentwurf mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens durchgeführt werden. Da sich die beiden zu regelnden Strecken unterscheiden, werden unterschiedliche Regler benötigt. Trotzdem wurde darauf geachtet, dass die Durchtrittsfrequenz ω_c sowie die Phasenreserve ϕ_r der offenen, zur Ansteuerung von Motor 1 und Motor 2 dienenden Regelkreise ähnlich sind.

Durch die Wahl der Reglerparameter ergeben sich folgende, die offenen Positionsregelkreise beschreibenden charakteristischen Kennwerte:

- offener Positionsregelkreis von Motor 1:

$$\omega_c = 62 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 40 \text{ [°]}$$

- offener Positionsregelkreis von Motor 2:

$$\omega_c = 62 \text{ [rad/s]}$$

$$\phi_r = 40 \text{ [}^\circ\text{]}$$

Da wiederum nur ein begrenzter i_{sq} -Strom als Stellgröße zur Ansteuerung der Motoren vorhanden ist, die Positionsregler jedoch einen integrierenden Anteil enthalten, muss auch für diese Regler eine Anti-Windup Maßnahme vorgesehen werden. Die maximale Stellgröße wurde abermals über den in Gleichung (16) für die Spannung dargestellten Zusammenhang ermittelt.

Infolge der in der Anti-Windup Maßnahme integrierten Strombegrenzung können die Motoren zu keiner Zeit überlastet werden. Dies gilt auch für den Fall, falls der Momentenregler aufgrund dessen Stellgrößenbegrenzung ein zu hohes Moment fordern würde.

Es sollen zwei Varianten der Vorgabe von φ_2 betrachtet werden. Bei der ersten wird die Sollposition symmetrisch den beiden Positionsreglern vorgegeben, so wie es in Abbildung 19 dargestellt ist. Einzig ein gefordertes Prüfmoment bringt eine geringe Abweichung der beiden Führungsgrößen mit sich. Somit wird ein eventueller Drehzahlsprung gleichzeitig an beide Motoren weitergegeben, wodurch diese symmetrisch beschleunigen. Dadurch bildet sich kein zusätzliches Verspannmoment aus, welches das zu prüfende Bauteil weiter belasten würde.

Bei den Messungen stellte sich jedoch heraus, dass die Eigenfrequenzen des Antriebsstrangs, welche sich auch im Positionssignal niederschlagen, den Regelkreis bei höheren Drehzahlen destabilisieren. Aus diesem Grund werden alle gemessenen Drehwinkelsignale mit Hilfe eines PT1-Glieds gefiltert, wobei hierbei eine Grenzfrequenz von $f = 20 \text{ [Hz]}$ gewählt wurde.

Um das System zusätzlich zu stabilisieren, sollen die Positionsregler möglichst resistent gegenüber schnellen Schwankungen der Regelabweichungen sein. Deshalb wurde bei deren Entwurf darauf geachtet, die Gewichtung des differentiellen Anteils möglichst gering ausfallen zu lassen. Damit geht jedoch einher, dass die Durchtrittsfrequenz ω_c des offenen Regelkreises nach oben hin begrenzt ist und die PID-Regler deshalb nicht schneller gemacht werden können.

Die zweite Variante der Vorgabe des Soll Drehwinkels für Motor 2 über den aktuell gemessenen Drehwinkel φ_1 soll folgendermaßen implementiert werden: $\varphi_2 = \varphi_{1,ist} - \Delta\varphi$. Diese Option bringt jedoch einige Eigenheiten mit sich.

Soll bei konstanter Drehzahl ein Sprung des Prüfmoments vollzogen werden, so kann dieses Regelungskonzept die verbleibende Regelabweichung schneller ausregeln als die erste Variante. Die Begründung hierfür liegt darin, dass der zum Aufbau des Prüfmoments benötigte Differenzwinkel $\Delta\varphi$ relativ zur Winkellage des ersten Motors betrachtet wird. Somit genügt es, dass nur mehr Motor 2 seine Sollposition einnimmt und die vorgegebene Winkeldifferenz konstant hält. Motor 1 kann seine Ausgangslage, aus welcher er infolge des Momentensprungs in Verbindung mit der Kopplung der beiden Schwungmassenhälften ausgelenkt wurde, in weiterer Folge gemächlich einnehmen, ohne das Prüfmoment weiter zu beeinflussen.

Wird hingegen ein Drehzahlsprung verlangt, so schwingt das Prüfmoment deutlich

stärker um den vorgegebenen Sollwert als bei der Variante 1. Dies kommt vor allem in jenem Bereich zum tragen, in welchem die Soll-Drehzahl erreicht wird. Die hier auftretende Ecke der $\tilde{\omega}_{soll}$ -Anstiegsrampe wirkt sich im besagten Überschwingen der Drehzahl aus. Wird ein positiver Drehzahlsprung betrachtet, so wirkt hier der erste Motor aufgrund des positiven Regelfehlers sehr stark verzögernd. Da der Sollwert für φ_2 über den bereits aktuellen Drehwinkel $\varphi_{1,ist}$ vorgegeben wird, kann das benötigte Bremsmoment erst zeitverzögert durch Motor 2 aufgebaut werden. Diese ungleichmäßige Verzögerung hat seinerseits eine Abweichung des wirkenden Prüfmoments von seinem gewünschten Wert zur Folge, weshalb nun zusätzlich der Momentenregler bei der Sollwertbildung von φ_2 eingreift. Dadurch bedingt wird der Regelfehler des Positionsreglers 2 vergrößert. Dies resultiert schlussendlich in einer schnelleren Ausregelung desselben da nun eine größere Stellgröße auf den Motor aufgeschaltet wird.

Der gerade beschriebene Sachverhalt gilt auch für einen negativen Drehzahlsprung bei gleichzeitigem positiven Prüfmoment. Hierbei wird die Führungsgröße φ_2 über die Beziehung $\varphi_2 = \varphi_{1,ist} - \Delta\varphi$ vorgegeben und muss, da ein negativer Drehzahlsprung bei positivem Prüfmoment gefordert wird, somit seiner eigenen Führungsgröße vorauslaufen. Es gilt aber zu beachten, dass der Drehwinkel $\varphi_{1,ist}$ bereits eingestellt ist und der zur Aufrechterhaltung des Prüfmoments benötigte Winkel φ_2 erst mit Hilfe des Positionsreglers erreicht werden muss. Hierfür wird jedoch etwas Zeit benötigt, während der sich $\varphi_{1,ist}$ aber schon wieder weiterbewegt und somit auf einen veralteten Wert φ_2 hin geregelt wird. Dies Prinzip ist für niedrige Drehzahlen trotzdem ausreichend. Ab Drehzahlen $\omega > 2/3 \omega_N$ kann der vorgegebene Drehwinkel φ_2 jedoch nicht mehr rechtzeitig von der Welle erreicht und das Prüfmoment dadurch konstant gehalten werden. In weiterer Folge beginnen die Drehwinkel der beiden Wellenenden mit einer Frequenz von $f \approx 60$ [Hz] und niedriger Amplitude um deren Sollwerte zu pulsieren. Obwohl die Messwerte der Drehwinkel mit einem Verzögerungsglied 1. Ordnung und einer Grenzfrequenz bei $f = 20$ [Hz] gedämpft werden, genügt die noch rückgekoppelte Schwingungsamplitude um das System in einen Grenzzyklus zu versetzen. Dies wirkt sich insofern aus, als dass die Zahnkränze der Schwungmasse beginnen aufeinander zu schlagen. Dieses Verhalten wird in Abschnitt 10.3 veranschaulicht und diskutiert.

Durch Wegschalten des Prüfmoments kann das System jedoch wieder in einen stabilen Systemzustand übergeführt werden. Somit muss dieses Verhalten damit begründbar sein, dass die Gleichung $\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi$ zur Aufrechterhaltung des Prüfmoments für diesen Betriebspunkt nicht mehr erfüllt wird.

10 Gegenüberstellung der Regelungskonzepte

Die in den Kapiteln 7, 8 und 9 vorgestellten Regelungskonzepte wurden, nachdem sie in der Simulation erfolgreich eingesetzt werden konnten, auch am realen Antriebsstrang-Prüfstand implementiert. Um sie miteinander vergleichbar zu machen, kamen bei den anschließenden Untersuchungen der drei Regelungsprinzipien idente Führungsgrößenverläufe zum Einsatz, wobei das jeweilige Verhalten des Gesamtsystems aufgezeichnet wurde.

Da die Winkelgeschwindigkeit sowie das Prüfmoment die Führungsgrößen des Systems darstellen, sollen auch nur diese beiden Größen verglichen werden.

Es sei nochmals darauf hingewiesen, dass die beiden MIMO-Prinzipien das nach Gleichung (40) berechnete Moment als Rückführgröße des Prüfmoments verwenden. Das SISO-Prinzip hingegen verwendet das mittels Momentensensor 2 gemessene Moment als Rückführgröße, da dieses Prinzip auch in allen bisherigen Anwendungen zum Einsatz kommt. Dieses Moment entspricht aber vor allem bei Beschleunigungsvorgängen nicht dem wirklich wirkenden Prüfmoment, da hierbei weitere Verspannmomente auftreten. Deshalb wird für den direkten Vergleich ebenfalls das nach Gleichung (40) berechnete Prüfmoment verwendet, da dieser Wert dem realen Wert sehr nahe kommt.

Zudem ist beachtenswert, dass die berechneten Werte des Prüfmoments nur zu jenen Zeitpunkten Gültigkeit besitzen, an denen das Spiel zwischen den Hälften der Schwungmasse nicht aktiv ist. Nur hier stimmt die Annahme aus Gleichung (39), welche die Grundlage der Momentenmittelung bildet.

10.1 Vergleich: SISO, ω -M MIMO sowie φ -M MIMO

Bei den folgenden Vergleichen werden folgende drei Regelungskonzepte gegenübergestellt:

- SISO-Regelung
- ω -M MIMO-Regelung, bei welcher das gemessene ω_3 als Regelgröße dient.
- φ -M MIMO-Regelung, bei welcher sowohl φ_1 als auch φ_2 direkt über die Führungsgröße vorgegeben werden.

Es sollen nun vier repräsentative Messungen genauer diskutiert werden.

Messung 1

Bei der ersten Messung wurden die Führungsgrößen wie folgt gewählt:

$$\begin{aligned} \omega & \dots \text{ Sprung von } \omega = 0 \text{ [rad/s] auf } \omega_N = 171 \text{ [rad/s]} \\ M_{\text{prüf}} & \dots M_{\text{prüf}} = 0 \text{ [Nm]} \end{aligned}$$

Die in der doppelten Abbildung 23 gezeigten Ergebnisse entsprechen in etwa den Erwartungen.

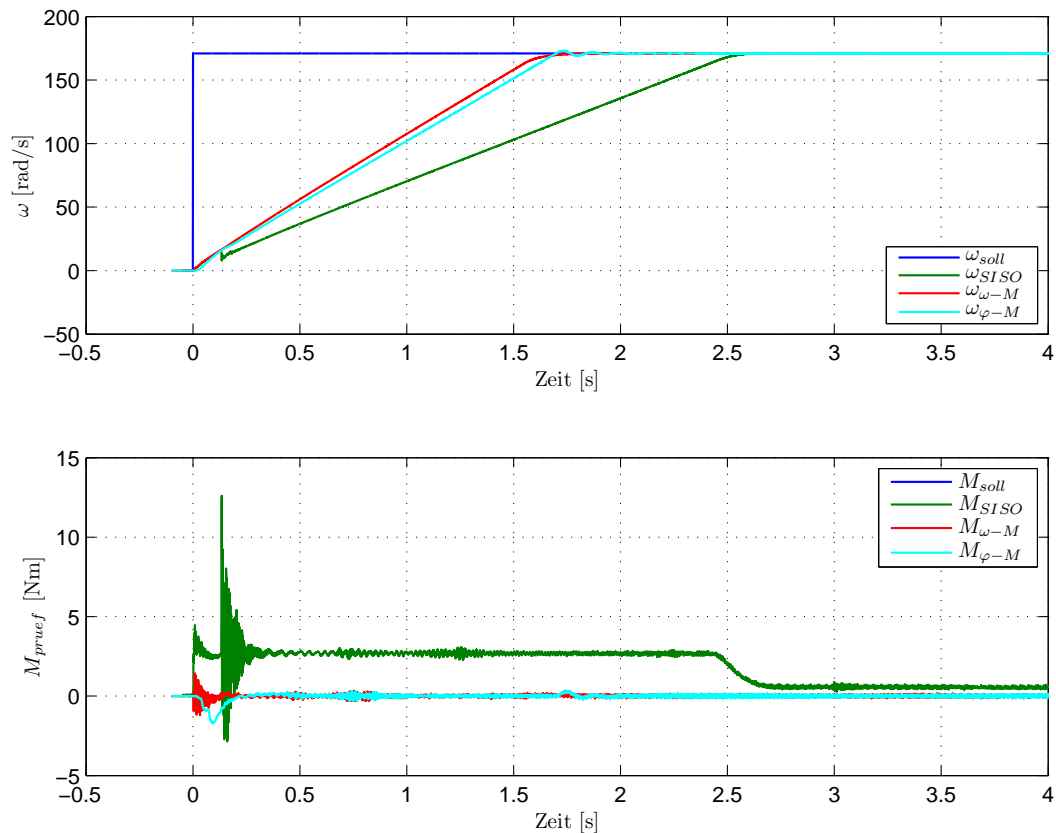


Abbildung 23: Konzeptvergleich: Messung 1

Die beiden MIMO-Regelungskonzepte sind in der Lage, die gewünschte Nenndrehzahl sehr schnell zu erreichen, da hierbei beide Motoren den Antriebsstrang-Prüfstand beschleunigen. Zudem können diese beiden Regelungskonzepte das Prüfmoment aufgrund der gleichmäßigen Beschleunigung beider Antriebsstrangenden relativ konstant bei $M_{prüf} = 0$ [Nm] halten. Dieses Verhalten lässt auf eine gute Entkopplung der Drehzahl von dem Prüfmoment schließen.

Beim SISO-Konzept wird die Beschleunigung nur durch einen Motor ausgeführt und fällt deshalb auch erwartungsgemäß geringer aus. Außerdem kann deutlich erkannt werden, dass das Prüfmoment während der Drehzahländerung, bedingt durch die einseitige Beschleunigung, nicht konstant auf dem Vorgabewert gehalten werden kann.

Zudem ist für die SISO-Regelung ein Drehzahleinbruch bei $t \approx 0,2$ [s] erkennbar, welcher mit einer extremen Erhöhung des Prüfmoments einhergeht. Zu diesem Zeitpunkt wurde von der antreibenden Stranghälfte gerade das Spiel der Schwungmasse vollständig durchlaufen, wodurch es zu einem Aufeinanderschlagen der Zahnkränze kommt. Da sich die andere Stranghälfte jedoch quasi noch in Ruhe befindet, fällt dieser Aufprall etwas heftig aus.

Die Ursache des Schwingverhaltens der φ -M MIMO-Regelung am Beginn und Ende des Beschleunigungsvorgangs wurde bereits in Abschnitt 9.2 erläutert.

Theoretisch müssten die beiden MIMO-Regelungskonzepte dieselbe Beschleunigung aufweisen, wodurch deckungsgleiche Drehzahlverläufe zu erwarten wären. Dies ist nicht der Fall, da anscheinend die Steigung der Winkelgeschwindigkeitsrampe für $\tilde{\omega}$ mit zu viel Vorsicht und deshalb etwas zu niedrig gewählt wurde. Da eine zu hohe Wahl allerdings großes Drehzahlüberschwingen mit sich bringen würde, wurde die verwendete Rampenkonstruktionsvorschrift auch für die weiteren Messungen behalten.

Messung 2

Nun sollte Messung 1 wiederholt werden, jedoch mit einem positiven Prüfmoment:

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

ω ... Sprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega_N = 171$ [rad/s]

$M_{\text{prüf}}$... $M_{\text{prüf}} = 5$ [Nm]

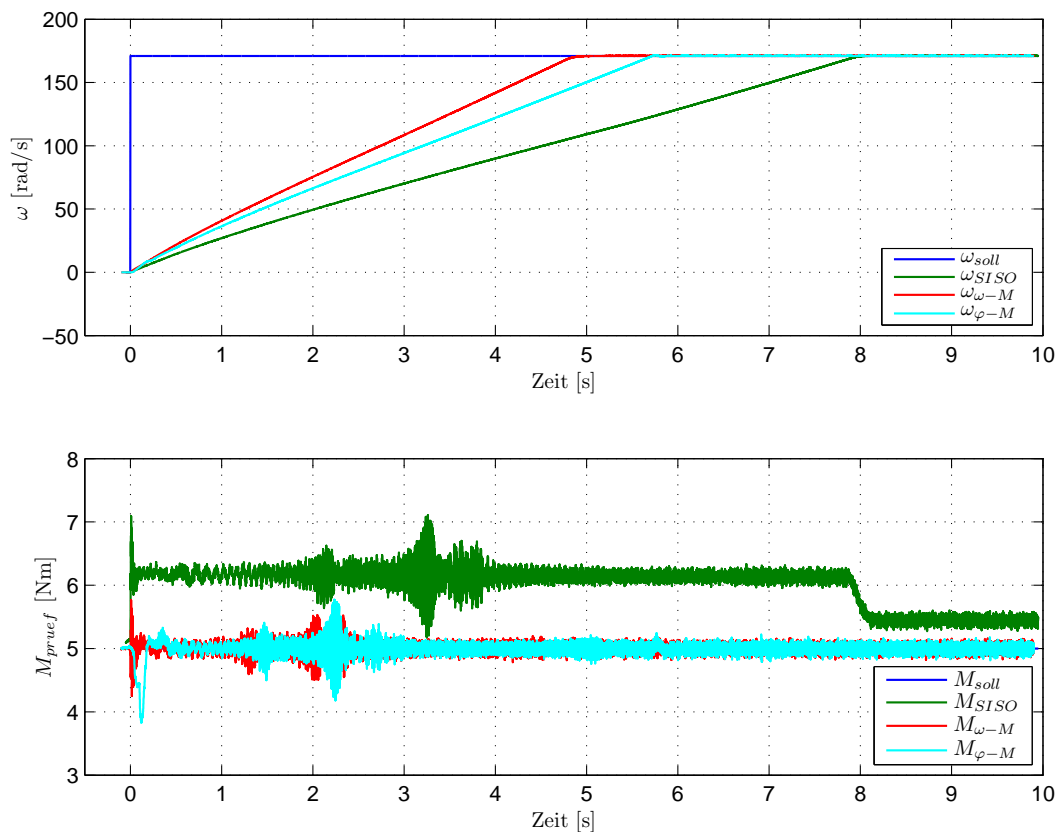


Abbildung 24: Konzeptvergleich: Messung 2

Wie aus den Abbildungen 24 deutlich hervorgeht, sind auch für diesen Fall durch die MIMO-Regelungskonzepte deutlich bessere Ergebnisse erzielbar. So kann zum einen die Söldrehzahl schneller erreicht werden, zum anderen ist dieser Vorgang nahezu komplett von der Aufbringung des Prüfmoments entkoppelt. Wie zuvor schon

erwähnt, ist diese Entkopplung bei der SISO-Regelung aufgrund der unsymmetrischen Beschleunigung nicht gegeben.

Bei diesem Versuch tritt jedoch eine bisher nicht erwähnte Eigenschaft des Antriebsstrang-Prüfstands in Erscheinung. Wird das ermittelte Prüfmoment jeweils bei einer Drehzahl von $\omega \approx 75$ [rad/s] betrachtet, so erkennt man hier unschwer eine Überhöhung des abgebildeten Signals. Dieses durch Schwingungen verursachte Verhalten ist darauf zurückführbar, dass hier Eigenfrequenzen des Prüfstandes angeregt werden.

Messung 3

Bei dieser Messung soll Augenmerk auf das Prüfmoment-Führungsverhalten gelegt werden.

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

$\omega \quad \dots \quad \omega_N = 171$ [rad/s]

$M_{\text{prüf}} \quad \dots \quad \text{Sprung von } M_{\text{prüf}} = 0$ [Nm] auf $M_{\text{prüf}} = 5$ [Nm]

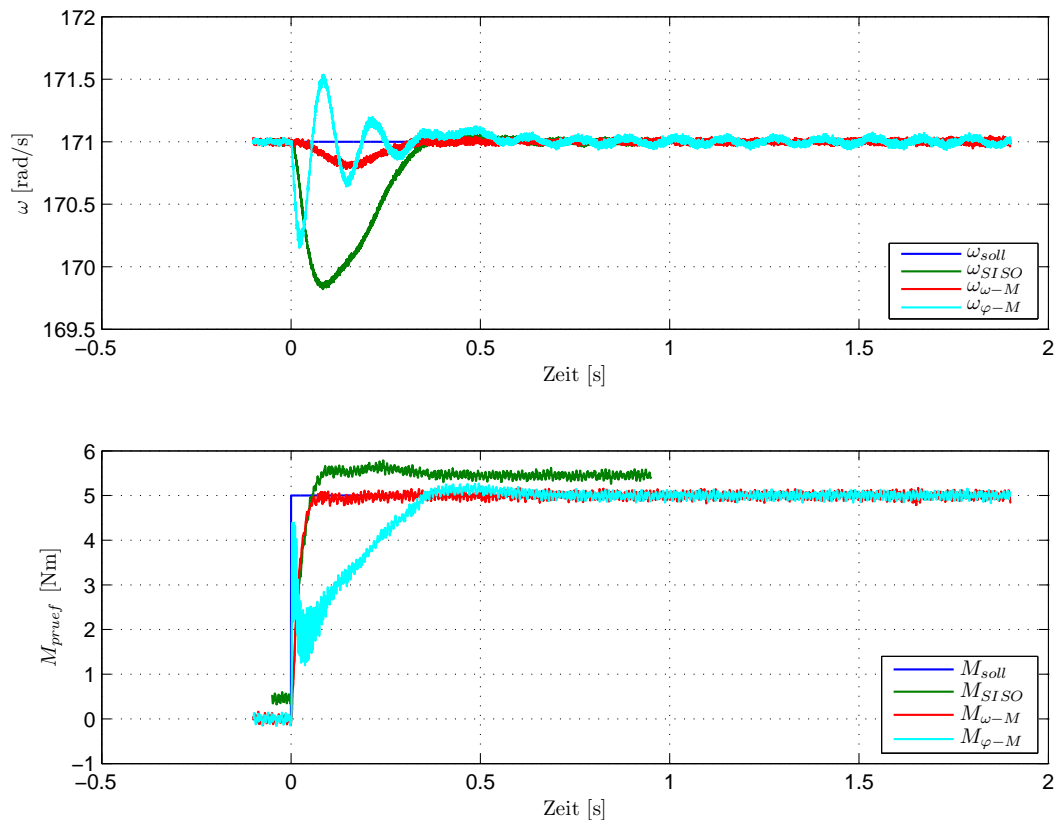


Abbildung 25: Konzeptvergleich: Messung 3

Die in der doppelten Abbildung 25 dargestellten Messwerte sind folgendermaßen interpretierbar:

Für die ω - M MIMO-Regelung gilt auch eine nahezu perfekte Entkopplung zwischen

dem Prüfmoment und der vorgegebenen Drehzahl. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass ein dem Prüfmoment proportionaler Strom völlig getrennt von der Drehzahlregelung den Stromreglern vorgegeben wird. Durch diese direkte Vorgabe ist es auch möglich, die Regelgröße der Führungsgröße innerhalb kürzester Zeit anzugleichen. Der minimale Einbruch der Drehzahl ist lediglich durch die unterschiedliche Momentennichtlinearität der beiden Motoren bedingt.

Die besagte Entkopplung funktioniert für die φ - M MIMO-Regelung nicht so gut, da hierbei das Prüfmoment nur einseitig und indirekt über den Drehwinkel vorgegeben wird. Vor allem der zweitgenannte Grund ist auch die Ursache der langen Anstiegszeit der Momenten-Sprungfunktion.

Die SISO-Regelung verzeichnet einen stark ausgeprägten Drehzahleinbruch für jenen Zeitpunkt, an welchem das Prüfmoment aufgeschaltet wird. Dieses Verhalten ist dadurch begründbar, dass hier schlagartig ein verzögerndes Moment mittels Motor 2 aufgebracht wird, welches erst nach Korrektur der Drehzahlregler-Stellgröße durch Motor 1 kompensierbar ist. Der Prüfmomentvorgabewert selbst kann innerhalb kürzester Zeit erreicht werden, da er auch hier direkt vorgegeben wird. Hierfür fungiert der Momentenregler, dessen Stellgröße an den Stromregler des zweiten Motors weitergegeben wird.

Messung 4

Als letzte Messung soll abermals ein Drehzahlsprung untersucht werden, nun jedoch in negativer Richtung.

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

ω ... Sprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega_N = -171$ [rad/s]

$M_{prüf}$... $M_{prüf} = 5$ [Nm]

Die beiden Abbildungen 26 zeigen für die MIMO-Regelungskonzepte das bisher schon erläuterte Verhalten. So kann der Drehzahlsprung ohne größere Einwirkung auf das Prüfmoment ausgeführt werden.

Bei der SISO-Regelung hingegen kommt es während des Drehzahlsprungs zu einer nahezu vollständigen Aufhebung des wirkenden Prüfmoments. Die Ursache hierfür ist, dass zur Aufrechterhaltung des Prüfmoments im eingeschwungenen Zustand von Motor 1 ein Moment $M_1 = 5$ [Nm] aufgebracht wird und von Motor 2 ein Moment $M_2 = -5$ [Nm]. Wird nun ein negativer Drehzahlsprung gefordert, so wird das durch Motor 1 wirkende Gegenmoment durch ein negatives Beschleunigungsmoment $M_1 = -M_N$ ersetzt. Da nun die Aufteilung der beiden Beschleunigungsmomente in etwa jener der den Motoren zugerechneten Massenträgheitsmomente entspricht, kommt es zu der besagten Aufhebung des Prüfmoments. Die geforderte Drehzahl kann nun rascher erreicht werden, da beide Motoren den Antriebsstrang antreiben.

10.2 Vergleich: ω - M MIMO bei verschiedenen Rückführgrößen

Bei vielen Anwendungen ist es nicht möglich, die Drehzahl ω_3 zu messen. Deshalb soll untersucht werden, ob ihre Abschätzung nach Gleichung (48) zu ähnlich guten

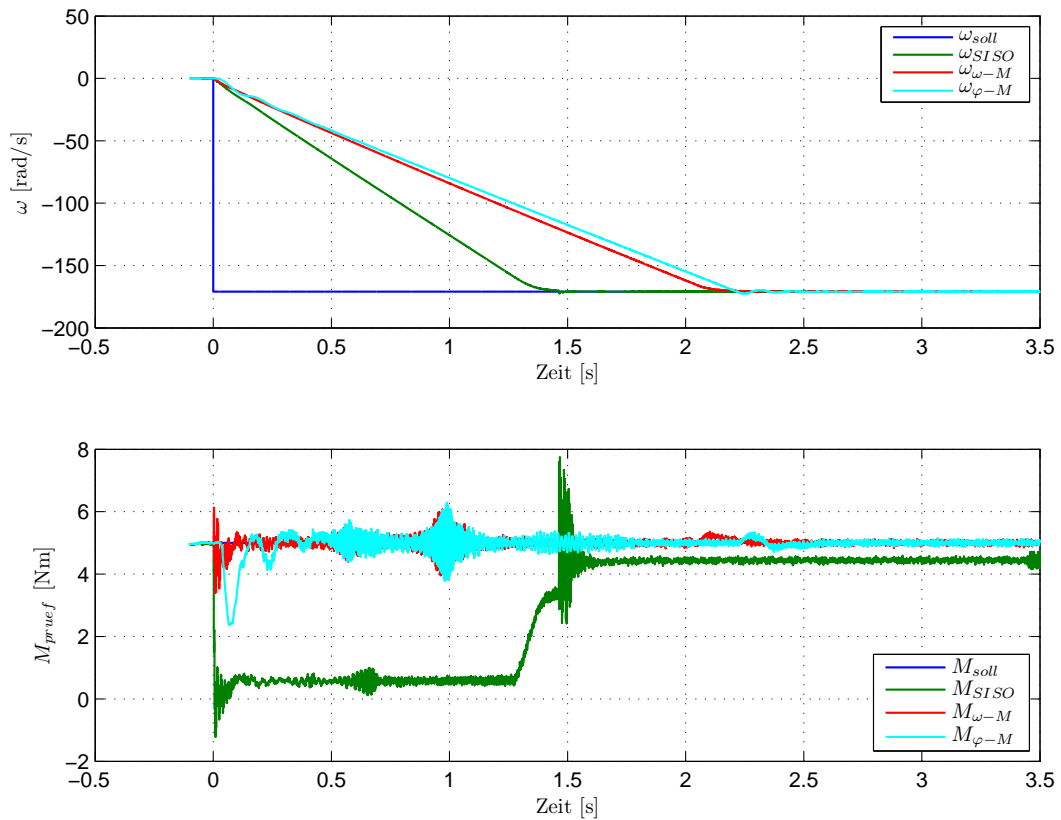


Abbildung 26: Konzeptvergleich: Messung 4

Regelungsergebnissen führt.

Wie bereits in Abschnitt 8.4 erwähnt, muss das gemittelte Drehzahlsignal noch mit einem weiteren Tiefpass gefiltert werden, um die Ausbildung störender Schwingungen zu unterbinden. Wird dies gemacht, so sind mittels dieser abgeschätzten Rückführgröße nahezu dieselben Ergebnisse erzielbar wie durch ihre direkte Messung. Als Grundlage dieser Aussage dienen jene Messungen, welche bereits in Abschnitt 10.1 vorgestellt und lediglich nochmals für die gemittelte Regelgröße wiederholt wurden.

Da die beiden Regelungskonzepte nahezu idente Regelgrößenverläufe liefern und deren Abweichungen durchaus unterschiedlichen Reibmomenten zurechenbar sind, wird an dieser Stelle auf Abbildungen verzichtet.

10.3 Vergleich: φ - M MIMO bei verschiedenen Führungsgrößen

In diesem Kapitel sollen die verschiedenen Wahlmöglichkeiten der Führungsgröße für den Positionsregler des Motors 2 untersucht werden. Zum einen wird die Führungsgröße direkt über die aufintegrierte Rampe von $\tilde{\omega}$ vorgegeben, zum anderen über den gemessenen Wert φ_1 . Die damit verknüpften Regelungseigenschaften wurden bereits in Abschnitt 9.4 behandelt und sollen hier nur noch teilweise in Erinnerung gerufen werden.

Messung 1

Als erstes soll wiederum ein positiver Drehzahlsprung ohne ein gefordertes Prüfmoment vorgegeben werden.

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

ω ... Sprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega_N = 171$ [rad/s]

$M_{\text{prüf}}$... $M_{\text{prüf}} = 0$ [Nm]

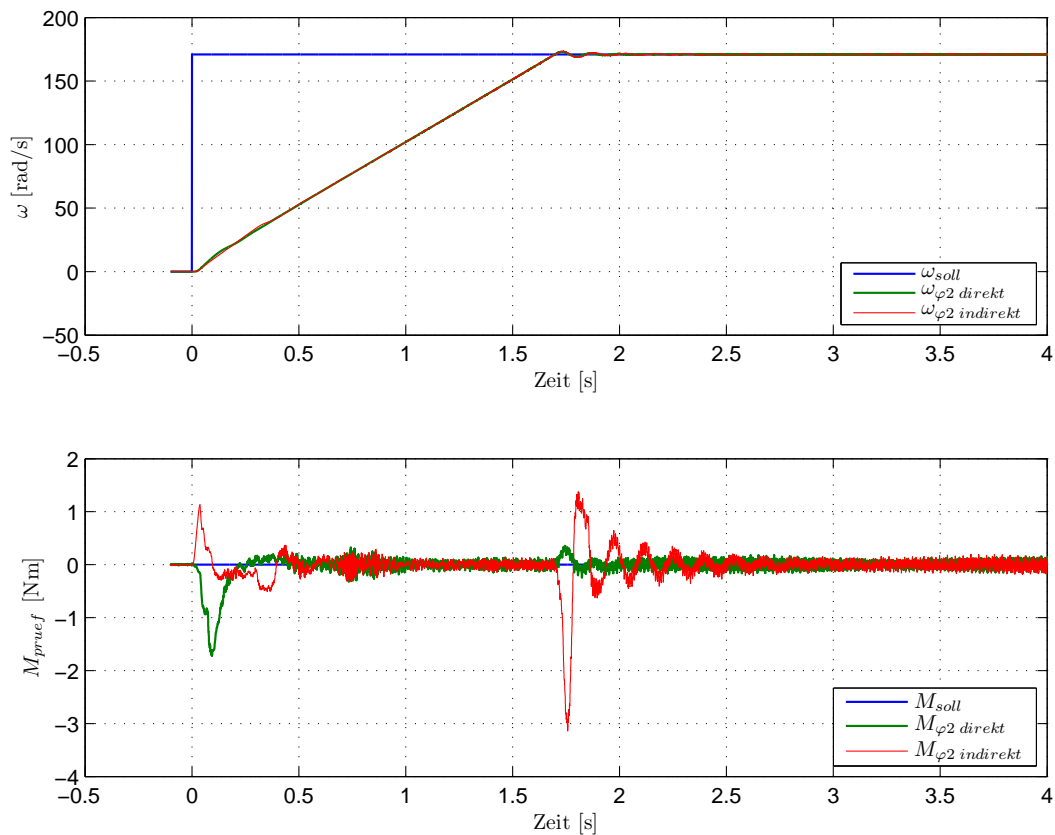


Abbildung 27: φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 1

Auffallend in der doppelten Abbildung 27 ist, dass das Prüfmoment bei Erreichung der Solldrehzahl stark zu schwingen beginnt. Der Grund hierfür ist unter anderem die Wahl der Anstiegsrampe für $\tilde{\omega}$. Wie bereits in Abschnitt 9.2 erwähnt, sollte die Solldrehzahl etwas glatter angenähert werden um dieses Schwingen des Prüfmoments sowie der Drehzahl zu vermeiden. Wird die Führungsgröße von φ_2 über den bereits eingestellten Winkel φ_1 vorgegeben, so hinkt der Drehwinkel von Motor 2 immer um eine bestimmte Verzugszeit jenem von Motor 1 hinterher. Soll zudem kein Prüfmoment vorhanden sein, so wird die Schwingung, bedingt durch diese Verzugszeit, noch zusätzlich verstärkt und benötigt länger um abzuklingen.

Diese eben beschriebene Schwingung ist für einen Drehzahlsprung, welcher bei einer Prüfmomentvorgabe $M_{\text{prüf}} = 5$ [Nm] durchgeführt werden, kaum noch vorhanden.

Messung 2

Nun soll der Grenzzyklus veranschaulicht werden, welcher bei positivem Prüfmoment und negativer Drehzahl auftritt.

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

ω ... Sprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega_N = -171$ [rad/s]

$M_{\text{prüf}}$... $M_{\text{prüf}} = 5$ [Nm]

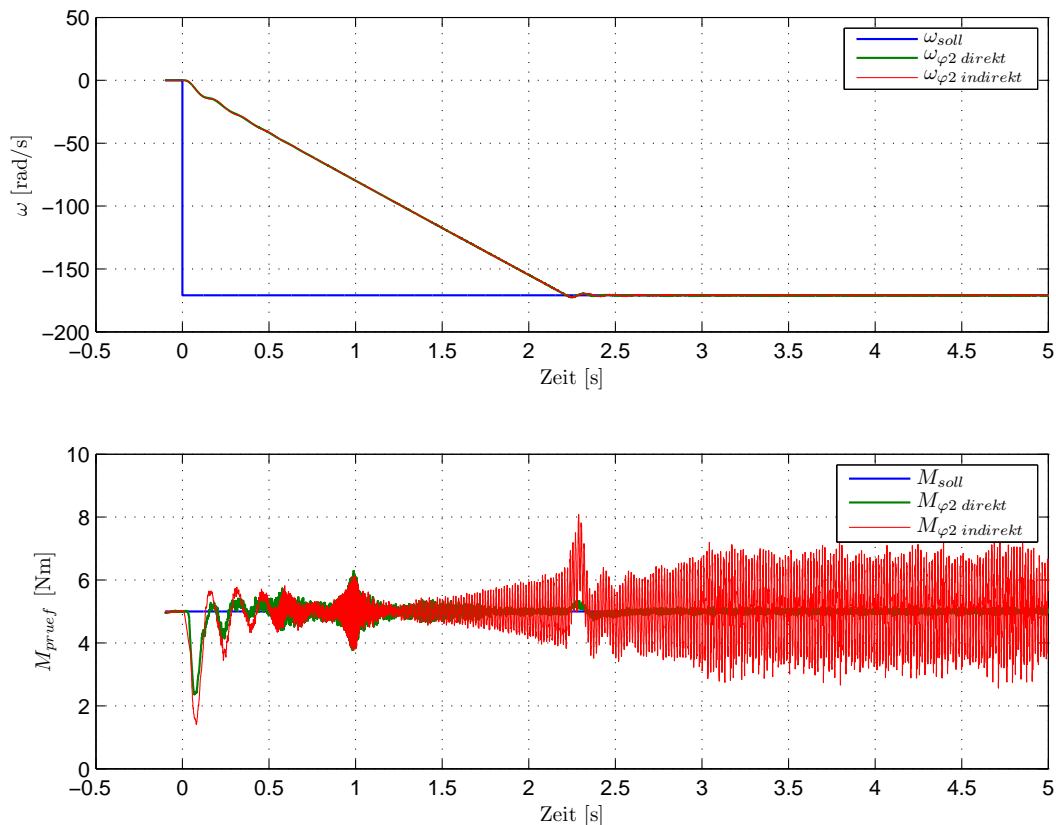


Abbildung 28: φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 2

Das unter Abbildung 28 dargestellte Verhalten wurde bereits in Abschnitt 9.4 behandelt und soll deshalb nur noch kurz angeschnitten werden. Die Winkeldifferenz $\Delta\varphi$ ist nach Erreichen des gewünschten Betriebspunktes nicht dauerhaft aufrecht zu halten. Dadurch beginnen die Zahnkränze der Schwungmasse immer wieder aufeinander zu schlagen, was zu einem stark verrauschten Signal von $M_{\text{prüf}}$ führt. Die Grundwelle dieser $M_{\text{prüf}}$ überlagernden Schwingungen weist hierbei eine Amplitude von $M_{\Delta} \approx 2$ [Nm] sowie eine Frequenz von $f \approx 60$ [Hz] auf. Die Winkelgeschwindigkeit erreicht zwar den vorgegebenen Wert von $\omega = -171$ [rad/s], schwingt jedoch ebenfalls um diesen mit einer Amplitude von $\omega_{\Delta} = 0,7$ [rad/s]. Die Schwingfrequenz stimmt mit jener des Prüfmoments überein.

Nach Wegschalten der Forderung von $M_{\text{prüf}} = 5$ [Nm] reduziert sich auch das dem Momentensignal überlagerte Rauschen auf ein Maß, welches den bisherigen Messungen entspricht.

Messung 3

Stellvertretend für die Reaktion des Regelkreises auf einen Momentensprung soll folgende Konstellation gewählt werden:

vorgegebene Verläufe der Führungsgrößen:

$\omega \quad \dots \quad \omega_N = 171 \text{ [rad/s]}$

$M_{pruef} \quad \dots \quad \text{Sprung von } M_{pruef} = -5 \text{ [Nm]} \text{ auf } M_{pruef} = 5 \text{ [Nm]}$

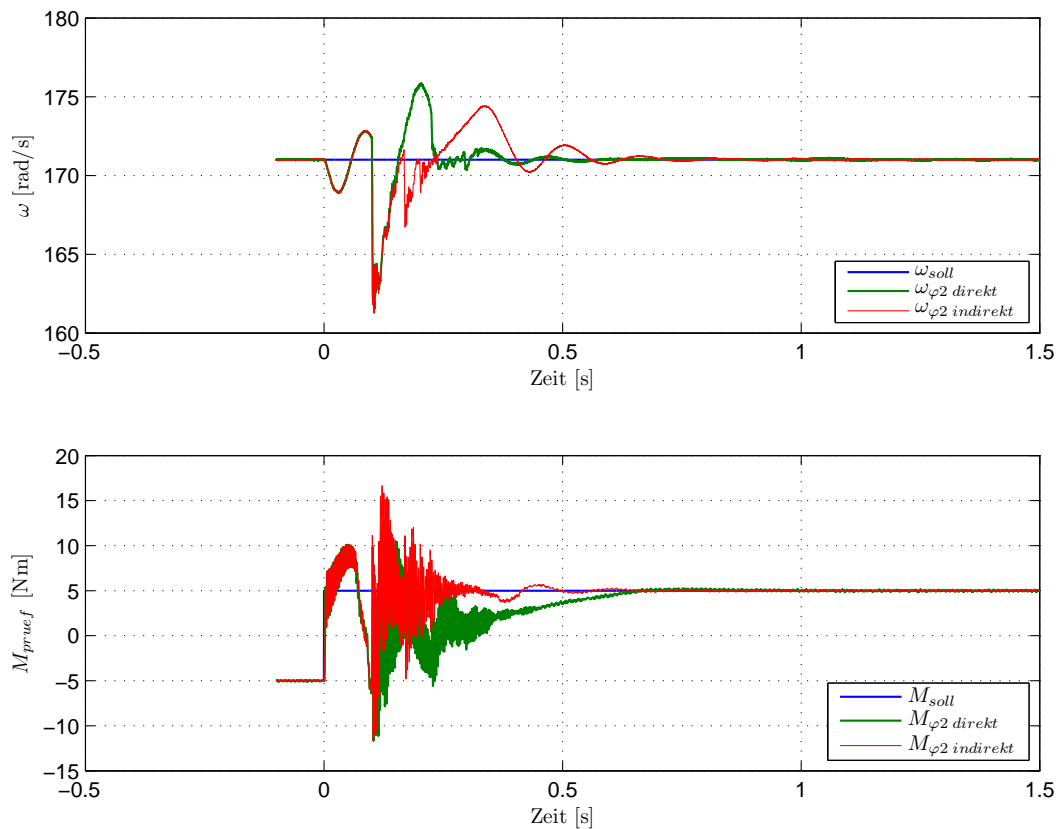


Abbildung 29: φ - M MIMO Führungsgrößenvariation: Messung 3

Beachtenswert in der doppelten Abbildung 29 ist, dass der Sollwert des Prüfmoments bei der indirekten Vorgabe des Winkels φ_2 schneller erreicht werden kann. Die Ursache hierfür ist, dass der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ immer auf den derzeitigen aktuellen Drehwinkel φ_1 bezogen wird und es deshalb keinerlei Rolle spielt, falls φ_1 kurzzeitig aus seiner Sollposition abweicht. Der Verlauf der zugehörigen Drehzahl benötigt in diesem Falle jedoch länger um sich nach dem Momentensprung wieder zu beruhigen.

Wird unter denselben Voraussetzungen ein Momentensprung von $M_{pruef} = 5$ [Nm] auf $M_{pruef} = -5$ [Nm] ausgeführt, so kann das Prüfmoment durch beide Regelungskonzepte ähnlich schnell angenähert werden. Bei der Variante der indirekten Vorgabe von φ_2 ist jedoch ein größeres Schwingen der Drehzahl feststellbar.

10.4 Vergleich: φ - M MIMO bei verschiedenen Momentenreglern

Wie bereits in Abschnitt 9.3 angemerkt wurde, soll noch der Einfluss der Vorsteuerung untersucht werden. Es wird vermutet, dass durch ihren Einsatz die Regelgröße schneller der Führungsgröße angenähert werden kann.

Hierfür soll nun zum einen die Momentenregelung durch die Vorsteuerung in Verbindung mit dem PI-Regler betrachtet werden. Diese Option wurde auch für alle bisherigen Messungen gewählt. Zum anderen soll die Momentenregelung lediglich durch einen PI-Regler realisiert werden. Die dabei gewählten Stellgrößenbeschränkungen können Abschnitt 9.3 entnommen werden.

Der Drehwinkel φ_2 wird in beiden Fällen direkt durch das Integral über die $\tilde{\omega}$ -Rampe vorgegeben.

Für diesen Vergleich wurden die beiden Führungsgrößen wie folgt gewählt:

$$\begin{aligned} \omega & \dots \omega_N = 171 \text{ [rad/s]} \\ M_{\text{prüf}} & \dots \text{Sprung von } M_{\text{prüf}} = 5 \text{ [Nm]} \text{ auf } M_{\text{prüf}} = -5 \text{ [Nm]} \end{aligned}$$

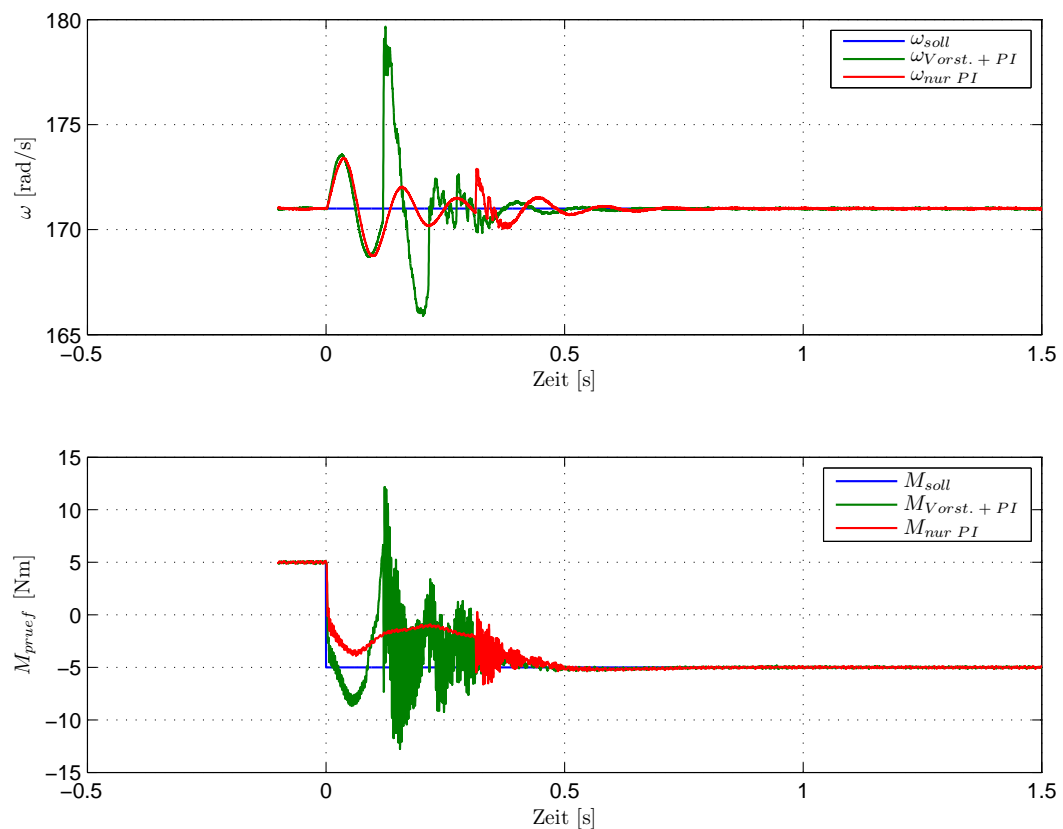


Abbildung 30: φ - M MIMO Momentenreglervariation: Messung 1

Wie aus den Abbildungen 30 entnommen werden kann, ist durch die Entfernung der Vorsteuerung ein besseres Regelergebnis erzielbar. Bei Vorgabe eines Prüfmoment-

sprungs schwingt das sich einstellende Prüfmoment nicht so stark und nimmt ähnlich schnell den eingeschwungenen Zustand an wie unter Einsatz der Vorsteuerung. Zudem kann die parasitäre Verkopplung mit der Drehzahl deutlich reduziert werden. Grund für dieses Verhalten dürfte der gemächlichere Anstieg der Stellgröße des Momentenreglers sein. Dadurch bedingt reagiert der Positionsregler des zweiten Motors ebenso ruhiger und daraus folgend nimmt die Winkelgeschwindigkeit ω_2 zur Erreichung der Sollposition geringere Werte an. Da bei dem durchgeführten Versuch das Spiel der Schwungmasse durchlaufen wird, kommt es am anderen Ende zu einem Zusammenschlagen der beiden Zahnkränze. Dieses fällt für den Fall ohne Vorsteuerung schwächer aus und dementsprechend schneller ist eine Beruhigung des Antriebsstrangs feststellbar.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass durch den Einsatz der Vorsteuerung das Spiel der Schwungmasse deutlich schneller durchlaufen werden kann. In diesem Fall schlagen die beiden Zahnkränze jedoch mit einer höheren Differenzwinkelgeschwindigkeit aufeinander, wodurch es eine längere Zeit in Anspruch nimmt, um das System wieder zu beruhigen. Zudem können starke Einstreuungen in die Winkelgeschwindigkeit wahrgenommen werden.

Durch Einsatz des alleinigen PI-Reglers als Momentenregler wird der Momentensprung zwar langsamer als Stellgröße weitergegeben, dies bedingt jedoch eine weniger heftige Reaktion des Antriebsstrangs beim Aufeinanderschlagen der Zahnkränze. Somit kann für beide Fälle das vorgegebene Prüfmoment ähnlich schnell erreicht werden.

11 Regelkonzept zur Prüfung von Sperrdifferentialen

Die bisher entwickelten Regelungskonzepte sollen nun auf eine reale Anwendung übertragen werden. Hierfür wird ein Teilstück eines Antriebsstrangs betrachtet, dessen zentrales Bauteil ein Sperrdifferential [5]¹⁵ [6]¹⁶ darstellt. Ziel ist es, das Sperrdifferential, welches als zu prüfendes Bauteil betrachtet wird, unter betriebsähnlichen Bedingungen testen zu können. Hierfür kommt eine elektrische Eintriebsmaschine zum Einsatz, welche die realen Bedingungen im Fahrzeug gut nachbildet. Um das Gesamtsystem auch unter Belastung testen zu können, wird mittels zweier Abtriebsmaschinen die Rückwirkung der Räder simuliert. Eintriebs- und Abtriebsmaschinen sind hierbei Asynchronmaschinen, welche mit Kurzschlussläufer ausgestattet sind. Die Kopplung zwischen den Motoren und dem Sperrdifferential erfolgt, wie aus Abbildung 31 entnommen werden kann, über elastische Wellen.

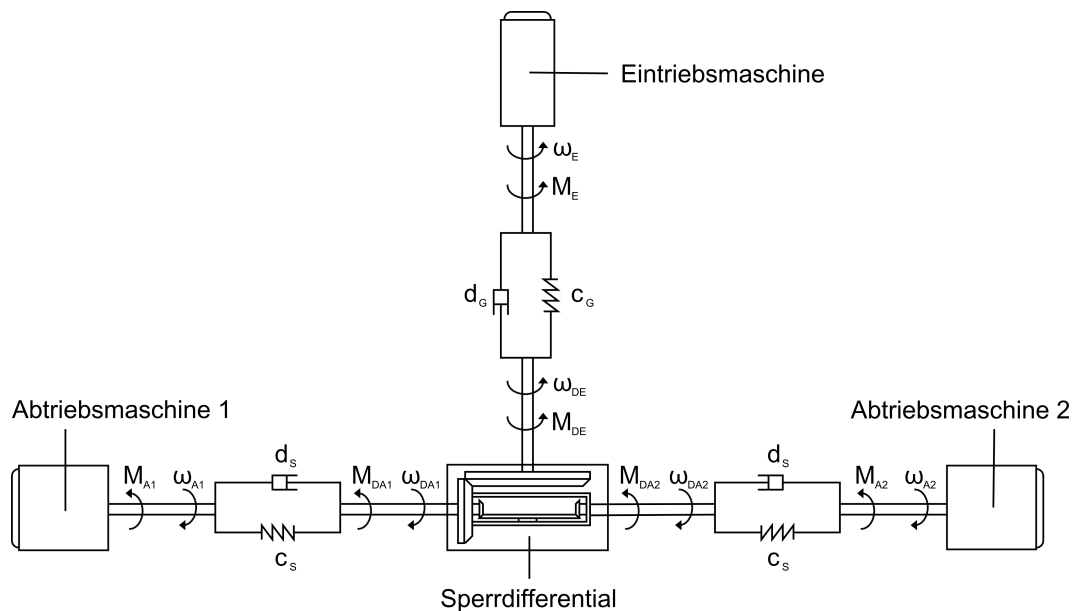


Abbildung 31: Struktur des betrachteten Antriebsstrangs

Die Typenbezeichnungen der Eintriebs- bzw. Abtriebsmaschinen sind in Abschnitt D angeführt.

Im bisher verwendeten SISO-Regelungskonzept wurde die Eintriebsmaschine auf M_E momentengeregelt betrieben und die Winkelgeschwindigkeiten ω_{A1} und ω_{A2} über die beiden Abtriebsmaschinen eingestellt. Diese Struktur birgt aber den Nachteil, dass die beiden Führungsgrößen M und ω miteinander verkoppelt sind.

Unter Einsatz des Wissens der vorherigen Kapitel soll nun ein Weg gefunden werden, diese beiden Führungsgrößen abermals mit Hilfe einer MIMO-Regelung bestmöglich voneinander zu entkoppeln.

¹⁵Das Thema der Ausgleichssperren wird unter Abschnitt 16.9 abgehandelt.

¹⁶Das Verhalten sowie der Zweck dieses Bauteils wird unter der angegebenen URL erklärt.

Da das unter Kapitel 8 vorgestellte Regelungskonzept zu sehr guten Ergebnissen führte, soll dieses nun auf die drei Motoren erweitert werden. Hierbei ist Motor 1 durch die Eintriebsmaschine und Motor 2 durch die Abtriebsmaschinen zu ersetzen. Wie die Momenten- bzw. Drehzahlregelung realisiert wurde, ist in den Abschnitten 11.2 sowie 11.3 ausgeführt. Zudem wird beibehalten, dass das Belastungsmoment den Vorzug gegenüber dem Beschleunigungsmoment erhält.

Auf die Implementierung des φ - M MIMO-Regelungskonzepts musste aus Zeitgründen verzichtet werden.

Dieser Antriebsstrang spiegelt ein Projekt der Firma Kristl, Seibt & Co GmbH wider, welches öfters ausgeliefert wird. Derzeit ist jedoch kein solcher Prüfstand verfügbar. Deshalb sollen alle Untersuchungen lediglich auf Basis von Simulationen durchgeführt werden. Zudem wird auch angenommen, dass keinerlei Reibung vorhanden ist. Dieses Verlustmoment ist in der Realität tatsächlich nur von vernachlässigbarer Größe. Als messbare Signale sollen jeweils die Winkelgeschwindigkeit sowie das Moment aller drei Motoren zur Verfügung stehen.

Das Konzept der rotorflussorientierten Regelung wird für die Regelung der drei Asynchronmaschinen verwendet. Zudem erfolgt die Abschwächung des Flusses über die in Gleichung (32) beschriebene Berechnungsvorschrift, um auch Drehzahlen über der Nenndrehzahl erreichbar zu machen.

11.1 Mathematische Beschreibung des Sperrdifferentials

Eine mathematische Beschreibung, welche das Verhalten des Sperrdifferentials widerspiegelt, stellte Dr. Robert Bauer bereits zu einem früheren Zeitpunkt zusammen. Um, angesichts der fortgeschrittenen Zeit, die Implementierung eines MIMO-Regelungskonzepts ohne weitere Verzögerung zu ermöglichen, wurde dieses mathematische Modell für die Masterarbeit direkt übernommen.

Eine modellhafte Beschreibung des Sperrdifferentials ist in Abbildung 32 dargestellt, wobei die verwendeten Variablen mit jenen aus der Abbildung 31 übereinstimmen. Durch das schlupffreie Verbindungsband ergeben sich idente Drehrichtungen für Eintrieb und Abtrieb, womit eine vereinfachte Vorstellung der Wirkungsweise gegeben ist. In der Realität hingegen wird dieses Band durch Zahnräder ersetzt sein.

Wie aus Abbildung 32 unschwer zu erkennen ist, beinhaltet das betrachtete Sperrdifferential noch zusätzlich ein Übersetzungsverhältnis i_D . Da die übertragene mechanische Gesamtleistung konstant bleibt, kann folgender mathematischer Zusammenhang zur Beschreibung des Übersetzungsverhältnisses gebildet werden:

$$\begin{aligned}
 P_E &= P_A \\
 \omega_{DE} M_E &= \omega_{DA} M_A \\
 i_D &= \frac{\omega_{DE}}{\omega_{DA}} = \frac{M_A}{M_E}
 \end{aligned} \tag{49}$$

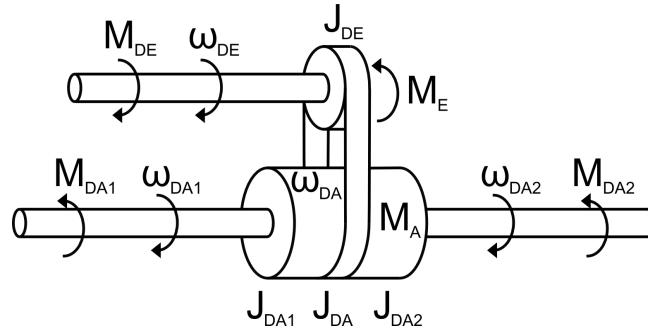


Abbildung 32: Modell eines Sperrdifferentials

Um die das System beschreibenden Differentialgleichungen vergleichbar zu machen, wird die Abtriebsseite als gemeinsames Bezugssystem gewählt. Somit ergibt ein Massenträgheitsmoment $\tilde{J}_{DA} = J_{DA} + i_D^2 J_{DE}$, welches über das umgerechnete Eintriebsmoment zu beschleunigen ist. Unter Anwendung des Drallsatzes können folgende mathematischen Beziehungen aufgestellt werden:

$$\tilde{J}_{DA} \dot{\omega}_{DA} = i_D M_{DE} - M_A \quad (50)$$

$$J_{DA1} \dot{\omega}_{DA1} = M_{A1} - M_{DA1} \quad (51)$$

$$J_{DA2} \dot{\omega}_{DA2} = M_{A2} - M_{DA2} \quad (52)$$

Das Abtriebsmoment M_A wird hierbei vorerst laut den Parametern α_1 und α_2 auf die beiden Abtriebsstränge aufgeteilt, wobei $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ gilt. Die geringe vorhandene Sperrwirkung des Sperrdifferentials kann über ein Verschiebungsmoment M_R beschrieben werden. Somit lassen sich die Momente der Abtriebsstränge schlussendlich wie folgt berechnen:

$$M_{A1} = \alpha_1 M_A - M_R \quad (53)$$

$$M_{A2} = \alpha_2 M_A + M_R \quad (54)$$

Da ein drehzahlführendes Sperrdifferential eingesetzt wird, steigt das Verschiebungsmoment M_R proportional mit der Winkelgeschwindigkeitsdifferenz $\Delta\omega = \omega_{DA1} - \omega_{DA2}$ an. Für $|\Delta\omega| \geq \Delta\omega_{max}$ wird das Verschiebungsmoment jedoch absichtlich nicht mehr weiter gesteigert und verharrt auf seinem maximalen Wert $M_{R,max}$.

Bedingt durch die Bauform des Sperrdifferentials hängen alle drei beteiligten Winkelgeschwindigkeiten bzw. Winkelbeschleunigungen wie folgt zusammen:

$$\omega_{DA} = \frac{\omega_{DA1} + \omega_{DA2}}{2} \quad (55)$$

$$\dot{\omega}_{DA} = \frac{\dot{\omega}_{DA1} + \dot{\omega}_{DA2}}{2} \quad (56)$$

Nun wird Gleichung (56) in Gleichung (50) eingesetzt und in weiterer Folge die Variablen $\dot{\omega}_{DA1}$ als auch $\dot{\omega}_{DA2}$ durch die entsprechenden Ausdrücke der Gleichungen (51) und (52) substituiert. Finden nun auch noch die Gleichungen (53) sowie (54) im sich ergebenden Ausdruck Beachtung, so ist das wirkende Belastungsmoment M_A

des Sperrdifferentials wie folgt berechenbar:

$$M_A = \frac{2J_{DA1}J_{DA2}i_D M_{DE} + \tilde{J}_{DA}J_{DA2}M_{DA1} + \tilde{J}_{DA}J_{DA1}M_{DA2} - \tilde{J}_{DA}(J_{DA1} - J_{DA2})M_R}{2J_{DA1}J_{DA2} + \alpha_1\tilde{J}_{DA}J_{DA2} + \alpha_2\tilde{J}_{DA}J_{DA1}} \quad (57)$$

11.2 Momentenregler

Unter Beachtung der in Abschnitt 7.3 beschriebenen Gegebenheiten wird für beide Motorentypen ein Momentenregler mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens entworfen. Es stellt sich nun die Frage, ob nicht ein gemeinsamer Momentenregler ausreichend wäre. Hierfür werden die maximalen Momente der Eintriebs- und Abtriebsmaschine miteinander verglichen:

$$\begin{aligned} \frac{M_A}{M_E} &= i_D = 2,67 \\ \frac{M_{A,max}}{M_{E,max}} &= \frac{2091 \text{ [Nm]}}{444 \text{ [Nm]}} = 4,7 \gg 2,67 \end{aligned} \quad (58)$$

Wie aus Gleichung (58) hervorgeht, übertrifft das Verhältnis $M_{A,max}/M_{E,max}$ den Parameter i_D deutlich. Somit sind alle über die Eintriebsmaschine vorgebbaren Momente bis hin zum maximalen Motormoment $M_{E,max}$ ohne Probleme durch die Abtriebsmaschinen kompensierbar. Aus diesem Grund genügt es, nur einen gemeinsamen Momentenregler zu implementieren, welcher als Stellgröße das Moment $M_{E,M}$ der Eintriebsmaschine vorgibt. Mittels der Abtriebsmaschinen gilt es nun, dieses Moment zu kompensieren um keinerlei störende Beeinflussung der momentanen Winkelgeschwindigkeit herbeizuführen. Hierfür wird $M_{E,M}$ erst durch Multiplikation mit i_D auf die Abtriebsseite umgerechnet und in weiterer Folge laut den Parametern α_1 sowie α_2 auf die beiden Abtriebsmaschinen umgelegt.

Wie bereits erwähnt, tritt beim betrachteten Sperrdifferential bei $\Delta\omega \neq 0$ [rad/s] ein Verschiebungsmoment M_R auf, welches laut den Gleichungen (53) und (54) auf die beiden Abtriebsmotoren wirkt. Um die Drehzahlregelung zu entlasten, kann dieses Verschiebungsmoment schon anteilmäßig zu den Stellgrößen Momentenregelung addiert werden. Hierfür wird das Verschiebungsmoment M_R mittels eines Beobachters abgeschätzt, welchem seinerseits die Winkelgeschwindigkeitsdifferenz $\Delta\omega$ sowie das Eintriebsmoment M_E übergeben wird.

Somit setzt sich die Momentenregelung wie folgt zusammen: Das gewünschte Belastungsmoment stellt die Führungsgröße dar. Als Rückführgröße dient das mittels Gleichung (57) berechnete Moment, welches vom Sperrdifferential übertragen wird. Die Stellgröße $M_{E,M}$ wird zuerst noch auf die Abtriebsmaschinen umgerechnet um anschließend auf die Momentensummierstellen aus Abbildung 16 geführt zu werden. Die Struktur der eben beschriebenen Momentenregelung ist nochmals in Abbildung 33 visuell zusammengefasst.

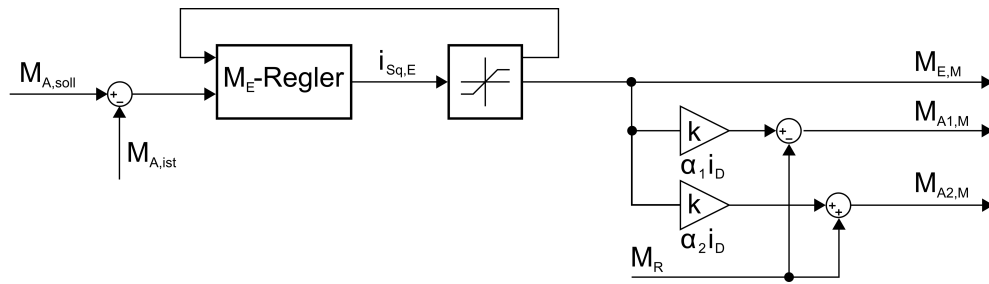


Abbildung 33: Strukturbild der Momentenregelung

11.3 Drehzahlregler

Für die Drehzahlregelung gilt abermals, dass alle beteiligten Motoren exakt gleich beschleunigen müssen um kein zusätzliches Verspannmoment aufzubringen. Diese Vorgabe wird jedoch durch die höchst unterschiedlichen Massenträgheitsmomente der Motoren erschwert. Deshalb soll abermals eine Regelstrategie gefunden werden, welche nach dem in Abbildung 18 dargestellten Prinzip arbeitet.

Ausgangspunkt der Berechnung der maximalen gemeinsamen Winkelbeschleunigung stellt abermals das maximale verfügbare Motormoment dar. Dieses ist über die verfügbare i_{Sq} -Komponente in Verbindung mit Gleichung (7) ermittelbar. Da zudem das Belastungsmoment dem Beschleunigungsmoment vorgezogen wird, kann auch Tabelle 1 aus Abschnitt 8.3 übernommen werden. Hierbei ist Motor 1 durch die Eintriebsmaschine, Motor 2 durch die Abtriebsmaschine sowie $M_{Prüf}$ durch M_A zu ersetzen.

Bei dem unter Abschnitt 8 untersuchten Antriebsstrang war die Winkelgeschwindigkeit, außer während eines Getriebespieldurchlaufs, über die ganze Welle gesehen quasi ident. Diese enorme Vereinfachung fällt nun jedoch weg. Die Winkelgeschwindigkeiten der drei Motoren stehen lediglich über Gleichung (55) zueinander in Relation. Es wird zudem explizit gewünscht, auch Winkelgeschwindigkeiten $\omega_{A1} \neq \omega_{A2}$ vorgeben zu können. Aus diesem Grunde muss die Beschränkung auf ein gemeinsames $\dot{\omega}$ nochmals überarbeitet werden.

Zu diesem Zweck wird eine δ -Umgebung mit $\delta = 5$ [rad/s] um die Führungsgrößen von ω_{A1} und ω_{A2} gelegt. Je nachdem, ob sich die entsprechenden Regelgrößen innerhalb oder außerhalb dieses Bereiches befinden, wird zwischen den 4 implementierten $\dot{\omega}$ -Beschränkungen gewechselt. Anders ausgedrückt entscheiden die Werte der Drehzahlregelfehler $e_{A1,\omega}$ sowie $e_{A2,\omega}$ über die Wahl der gemeinsamen $\dot{\omega}$ -Beschränkung. Die Winkelgeschwindigkeit ω_E findet bei dieser Entscheidung hingegen keinerlei Berücksichtigung, da sie laut Gleichung (55) fix vorgegeben ist und sich ω_{A1} und ω_{A2} entsprechend anpasst.

Die implementierten Beschränkungen der maximalen Winkelbeschleunigung inklusive der entsprechenden Fallunterscheidungen ist in Tabelle 2 zusammengefasst und wird im Anschluss erklärt. Hierbei kennzeichnen mit (*) versehene Winkelbeschleunigungen immer jene Werte, welche mittels Gleichung (46) auf entsprechende Be-

schleunigungsmomente umgerechnet werden. Dazu werden jedoch die Trägheitsmomente entsprechend angepasst.

$ e_{A1,\omega} \geq \delta; e_{A2,\omega} \geq \delta$ $\dot{\omega} = \min(\dot{\omega}_E , \dot{\omega}_{A1} , \dot{\omega}_{A2})$ $\dot{\omega}_E^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_E) \quad \dot{\omega}_{A1}^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_{A1}) \quad \dot{\omega}_{A2}^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_{A2})$
$ e_{A1,\omega} < \delta; e_{A2,\omega} \geq \delta$ $\dot{\omega} = \min(\dot{\omega}_E , \dot{\omega}_{A2})$ $\dot{\omega}_E^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_E) \quad \dot{\omega}_{A1}^* = \dot{\omega}_{A1} \quad \dot{\omega}_{A2}^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_{A2})$
$ e_{A1,\omega} \geq \delta; e_{A2,\omega} < \delta$ $\dot{\omega} = \min(\dot{\omega}_E , \dot{\omega}_{A1})$ $\dot{\omega}_E^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_E) \quad \dot{\omega}_{A1}^* = \dot{\omega} \cdot \text{sign}(\dot{\omega}_{A1}) \quad \dot{\omega}_{A2}^* = \dot{\omega}_{A2}$
$ e_{A1,\omega} < \delta; e_{A2,\omega} < \delta$ $\dot{\omega}_x = \min(\dot{\omega}_E , \dot{\omega}_{A1})$ $\dot{\omega}_y = \min(\dot{\omega}_E , \dot{\omega}_{A2})$ $\dot{\omega} = \max(\dot{\omega}_x , \dot{\omega}_y)$ $-\dot{\omega} \leq \dot{\omega}_E^* = \dot{\omega}_E \leq \dot{\omega} \quad -\dot{\omega} \leq \dot{\omega}_{A1}^* = \dot{\omega}_{A1} \leq \dot{\omega} \quad -\dot{\omega} \leq \dot{\omega}_{A2}^* = \dot{\omega}_{A2} \leq \dot{\omega}$

Tabelle 2: Wahl der $\dot{\omega}$ -Begrenzung gemäß dem aktuellen Arbeitspunkt

Würde nur die erste Begrenzungsvorschrift eingesetzt und $\delta = 0$ [rad/s] gewählt werden, so käme abermals die Beschränkung aus Kapitel 8 zum Einsatz. Der Einsatz dieser alleinigen Variante verliert aber in jenem Moment ihre Berechtigung, ab welchem $\omega_{A1} \neq \omega_{A2}$ gefordert wird. Hier würde der Antriebsstrang nur bis zu jener Söldrehzahl beschleunigen, welche zuerst erreicht wird. Von da an wäre die minimale Winkelbeschleunigung $\dot{\omega} = 0$ [rad/s²] und somit wäre keinerlei weitere Drehzahländerung mehr durchführbar.

Aus diesem Grunde kommt nun die Einführung der δ -Region ins Spiel, welche um die Führungsgrößen gelegt wird. Unterschreitet ein Regelfehler e_A die mittels δ gesetzte Schranke, so wird sie fortan direkt durch ihren Regler der Führungsgröße

angenähert. Hierbei sind keinerlei große Beschleunigungsmomente und daraus folgend parasitäre Verspannmomente mehr zu erwarten. Die relativ großzügige Wahl von δ bringt einen entscheidenden Vorteil mit sich, welcher am besten durch Betrachtung zweier unterschiedlich hoher Sollwertsprünge für ω_{A1} und ω_{A2} aufzeigbar ist. Hierbei soll die Anfangswinkelgeschwindigkeit beider Abtriebsmotoren identisch sein. Durch $\delta = 5$ [rad/s] erfolgt die Umschaltung zwischen den Begrenzungskonzepten noch innerhalb jenes Beschleunigungsabschnitts, in welchem beide Regler der Abtriebsmaschinen identische Stellgrößen vorgeben. Die neue Stellgrößenbeschränkung erlaubt es nun, dass die eine Abtriebsmaschine ihre Solldrehzahl gemäß der von ihrem Regler aufgeschalteten Stellgröße erreicht. Währenddessen kann die zweite Abtriebsmaschine ohne zwischenzeitlicher Verzögerung mit maximal möglicher Beschleunigung ihrer Solldrehzahl entgegensteuern.

Ein $\delta \rightarrow 0$ [rad/s] hingegen hätte zur Folge, dass aufgrund der Beschränkung von $\dot{\omega}$ zumindest kurzfristig auch die Stellgröße jenes Abtriebsmotors mit beschränkt wird, welcher noch nicht seine Solldrehzahl erreichte. Sinkt dann der Regelfehler eines Drehzahlreglers unter die δ -Schwelle, so wird dessen Stellgröße aus der Winkelbeschleunigungsbegrenzung entfernt und der zweite Abtriebsmotor sowie der Eintriebsmotor können wieder mit deren maximalen gemeinsamen Winkelbeschleunigung beschleunigen. Zum Umschaltzeitpunkt auf die neue Begrenzungsstrategie tritt aber ein Sprung des vorgegebenen Beschleunigungsmoments auf, welcher zu einem parasitären Verspannmoment führt. Um einerseits dieses störende Verspannmoment und andererseits die verzögerte Erreichung der Solldrehzahlen zu vermeiden wird ein $\delta = 5$ [rad/s] gewählt.

Bei der ersten Begrenzungsvorschrift genügt es nicht, nur $\dot{\omega}_{A1}$ und $\dot{\omega}_{A2}$ zur Ermittlung von $\dot{\omega}$ zu betrachten. Sobald ein Belastungsmoment M_A gefordert wird, kann $\dot{\omega}_E$ bei einem darauffolgend verlangten Drehzahlsprung unter den Wert der maximalen Winkelbeschleunigung der Abtriebsmaschinen sinken. Würde $\dot{\omega}_E$ in der Stellgrößenbeschränkung jedoch nicht mehr berücksichtigt, so hätte dies ein Verspannmoment während des Beschleunigungsvorgangs zur Folge.

Die vierte Begrenzungsvorschrift wird benötigt um eine bleibende Regelabweichung zu vermeiden, falls die beiden Abtriebsmaschinen zu unterschiedlichen Zeiten ihre Solldrehzahlen erreichen. Dieser Fall tritt z.B. bei der Vorgabe verschieden hoher Sollwertsprünge bei identer Anfangsdrehzahl beider Abtriebsmaschinen auf. Die Sinnhaftigkeit der zusätzlichen Begrenzungsvorschrift soll anhand eines Gegenbeispiels dargelegt werden.

Diese zusätzliche Begrenzungsvorschrift soll bei den folgenden Betrachtungen durch die erste ersetzt werden. Vorgegeben werden unterschiedlich hohe Sollwertsprünge, wodurch anfangs die erste Begrenzung zum Einsatz kommt. Durchbricht eine der Abtriebsmaschinen die δ -Region seiner Führungsgröße, so wird auf die zweite bzw. dritte Begrenzungsvorschrift umgeschaltet. Dadurch kann diese Maschine die Winkelbeschleunigung $\dot{\omega}$ langsam auf $\dot{\omega} = 0$ [rad/s²] reduzieren und die andere Abtriebsmaschine vorerst weiter beschleunigen. Zu jenem Zeitpunkt, da auch die zweite Abtriebsmaschine in die δ -Region eintritt, würde sie trotzdem noch etwas Beschleunigungsmoment benötigen um die vorgegebene Solldrehzahl zu erreichen. Die

Winkelbeschleunigungen werden nun jedoch wieder laut der ersten Begrenzungsvorschrift gebildet, was aufgrund der Dominanz der ersten Abtriebsmaschine in einem $\dot{\omega} \approx 0$ [rad/s²] resultiert. Somit verharrt die zweite Abtriebsmaschine zwar innerhalb der δ -Region, kann jedoch den verbleibenden Regelfehler nicht mehr weiter reduzieren. Zur Vermeidung dieses Szenarios wurde die vierte Begrenzungsvorschrift eingefügt.

Bei dieser zusätzlichen Vorschrift wird auch in Betracht gezogen, dass ein verlangter Führungsgrößensprung von der Eintriebsmaschine in Kombination mit mindestens einer Abtriebsmaschine ausgeregelt wird. Aus diesem Grunde findet sich $\dot{\omega}_E$ bei der Berechnung beider Hilfsgrößen $\dot{\omega}_x$ und $\dot{\omega}_y$ wieder. In weiterer Folge bildet das Maximum dieser beiden Größen die diesmal nur den Maximalwert begrenzende Winkelbeschleunigung $\dot{\omega}$. Hierdurch werden die einzelnen Stellgrößen nicht zu stark abgeschnürt und somit ist es für alle Maschinen möglich, die vorgegebenen Drehzahlen zu erreichen. Zudem kann damit auch sichergestellt werden, dass alle die Drehzahl ändernden Maschinen in etwa dieselbe Winkelbeschleunigung aufweisen. Würde dies nicht beachtet werden, so hätte dies aufgrund der höchst unterschiedlichen Maschinen-Massenträgheitsmomente ein sich einstellendes parasitäres Verspannmoment zur Folge.

Aufgrund der vierten Begrenzungsvorschrift ist es jedoch nicht möglich, gleichzeitig ω_{A1} und ω_{A2} um eine betragsmäßig idente, jedoch entgegengesetzt gerichtete Winkelgeschwindigkeit aus einem momentanen konstanten Arbeitspunkt auszulenken. Hierfür würde ω_E auf seinem Wert verharren und somit die Stellgrößenbeschränkung dominieren.

Die einzelnen Beschleunigungsmomente M_{beschl}^* , welche sich mittels Gleichung (46) aus den jeweiligen Winkelbeschleunigungen $\dot{\omega}^*$ ergeben, werden mit Hilfe von Gleichung (7) in entsprechende Ströme umgewandelt. Diese Ströme entsprechen den wahren Stellgrößen der drei Drehzahlregler. Aus diesem Grunde werden sie auch in weiterer Folge als Vergleichswerte für die Anti-Windup Maßnahme verwendet, und zu diesem Zwecke an die entsprechende Stellen im Regelkreis zurückgeführt.

Noch zu definieren bleiben die verwendeten Führungs- und Regelgrößen. Die Drehzahlswerte der Abtriebsmaschinen können extern vorgegeben werden. Da die Drehzahlen aller drei beteiligten Motoren über Gleichung (55) zueinander in Relation stehen ist es sinnvoll, jene der Eintriebsmaschine über diesen Zusammenhang intern vorzugeben. Somit wird vermieden, dass durch Unachtsamkeit Gleichung (55) zumindest für die Führungsgrößen außer Kraft gesetzt wird. Dieser Fall würde hohe Verspannmomente mit sich bringen.

Als Regelgrößen werden die Drehzahlen der drei Motoren angesehen. Es ist auch sinnvoll, ω_{A1} und ω_{A2} als Rückführgrößen zu wählen, da diese direkt an einem großen Massenträgheitsmoment gemessen werden. Somit kann davon ausgegangen werden, dass diese beiden Drehzahlen keinerlei allzu starken Schwingungen unterliegen. Diese Annahme trifft jedoch, aufgrund des geringen Massenträgheitsmoments des Eintriebsmotors, nicht auf den gemessenen Wert von ω_E zu. Aus diesem Grunde wird die Rückführgröße für ω_E über Gleichung (55) aus ω_{A1} und ω_{A2} ermittelt. Diese Vorgangsweise führt zu einer Beruhigung des Gesamtsystems, was sich beson-

ders bei vorgegebenen Sprüngen des Belastungsmoments positiv auswirkt. Hierbei schwingt der wahre Wert von ω_E aufgrund der elastischen Antriebswelle sehr stark und der dazugehörige Drehzahlregler würde versuchen, dieser Schwingung entgegen zu wirken. Die Überlagerung dieses Moments mit jenem des Momentenreglers hätte daraufhin ein starkes Überschwingen des vorgegebenen Belastungsmoments M_A zur Folge. Dieser Effekt kann jedoch aufgrund der gemittelten Rückführgröße stark reduziert werden.

11.4 Auswertung der Simulationsergebnisse

In diesem Kapitel sollen das SISO-Regelungskonzept sowie das $\omega - M$ MIMO-Regelungskonzept durch Simulationen miteinander vergleichbar gemacht werden. Hierfür werden idente Führungsgrößen sprünge auf die beiden Regelungssysteme geschaltet und die Reaktion der Regelgrößen betrachtet.

Nochmals zu erwähnen ist, dass beim SISO-Regelungskonzept die Eintriebsmaschine auf M_E geregelt wird. Für die Auswertung allerdings wird das tatsächliche vom Sperrdifferential übertragene und dieses somit belastende Moment $M_{prüf} = M_A$ mittels Gleichung (57) berechnet und abgebildet.

Bei den Versuchen werden folgende Führungsgrößen vorgegeben:

- ω_{A1} ... Winkelgeschwindigkeit des ersten Abtriebsmotors
- ω_{A2} ... Winkelgeschwindigkeit des zweiten Abtriebsmotors
- ω ... vorgegebene gemeinsame Winkelgeschwindigkeit bei $\omega_{A1} = \omega_{A2}$
- $M_{prüf}$... Belastungsmoment, welches M_A entspricht

Versuch 1

Beim ersten Versuch wurden die Führungsgrößen wie folgt gewählt:

- ω ... Sprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega_N = 105$ [rad/s]
- $M_{prüf}$... $M_{prüf} = 0$ [Nm]

Die gemeinsame Führungsgröße ω hat idente Winkelgeschwindigkeiten $\omega_{A1} = \omega_{A2}$ zur Folge. Aus diesem Grunde wird in Abbildung 34 nur der Verlauf von ω_{A1} veranschaulicht.

Das in der doppelten Abbildung 34 gezeigte Ergebnis entspricht mit dem Vorwissen des Kapitels 10.1 exakt den Erwartungen.

Das $\omega - M$ MIMO-Regelungskonzept kann sehr schnell zur vorgegebenen Solldrehzahl beschleunigen. Die schlussendlich zaghafte Annäherung an den stationären Endwert ist auf die Anti-Windup Maßnahme zurückzuführen. Der Verstärkungsfaktor der rückgeführten Stellgrößendifferenz wurde scheinbar zu groß gewählt. Eine weitere Reduktion der Größe hätte jedoch ein Drehzahlüberschwingen zur Folge. Aus diesem Grunde wurde der Faktor auf diesem Wert belassen. Zudem ist ersichtlich, dass während der Drehzahländerung kein zusätzliches Verspannmoment aufgebracht wird. Somit verbleibt das Belastungsmoment des Antriebsstrangs mit Ausnahme des Augenblicks des Führungsgrößen sprunges auf dem vorgegebenen Wert

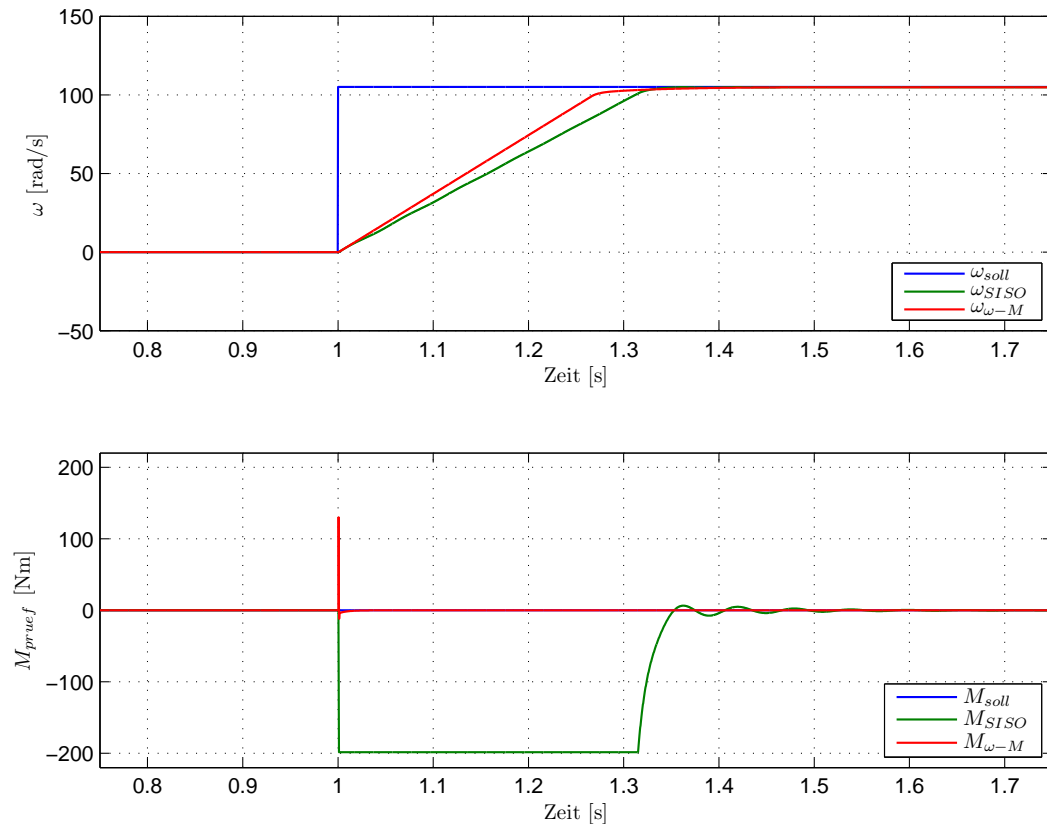


Abbildung 34: Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 1

von $M_{pruef} = 0$ [Nm].

Für das SISO-Regelungskonzept gilt, dass die Regelgrößen den drei vorgegebenen Führungsgrößen ω_{A1} , ω_{A2} sowie M_E direkt und ohne gegenseitige Rücksichtnahme angenähert werden. Somit kommt es während des Beschleunigungsvorgangs innerhalb des Sperrdifferentials zu einem parasitären Verspannmoment, welches als M_A bzw. M_{pruef} in Erscheinung tritt. Dieses Verhalten ist deutlich im Verlauf von M_{SISO} der Abbildung 34 beobachtbar.

Die hier vorgestellte gegenseitige Beeinflussung von ω und M_{pruef} tritt auch für $M_{pruef} \neq 0$ [Nm] in ähnlichem Maße auf.

Das MIMO-Regelungskonzept kann das Belastungsmoment für diesen Fall jedoch nicht dauerhaft konstant auf M_{pruef} halten. Zum einem Zeitpunkt, da die Drehzahl den Sollwert schon nahezu erreicht hat, tritt ein geringes Verspannmoment auf, welches bei $M_{pruef} = 300$ [Nm] eine Amplitude von $M_{verspann} = 5$ [Nm] annimmt und mit einer Zeitkonstanten von $\tau \approx 9$ [ms] exponentiell abklingt. Die Ursache dieses Verhaltens konnte jedoch nicht ausfindig gemacht werden.

Bei der SISO-Regelungsstrategie bewirkt der Drehzahlsprung abermals eine lang andauernde Auslenkung von M_{pruef} welche jener aus Abbildung 34 gleicht. Der Betrag dieser Auslenkung ist jedoch vom momentanen Arbeitspunkt abhängig.

Da das Verhalten der Regelungssysteme mit diesen beiden Beobachtungen beschrieben ist, wird auf die Einbindung weiterer Simulationsergebnisse aus Drehzahlprüf-

gen mit $\omega_{A1} = \omega_{A2}$ für $M_{prüf} \neq 0$ [Nm] verzichtet.

Versuch 2

Bei diesem Versuch wurden die Führungsgrößen wie folgt vorgegeben:

$$\begin{aligned} \omega & \dots \omega = 0 \text{ [rad/s]} \\ M_{prüf} & \dots \text{ Sprung von } M_{prüf} = 0 \text{ [Nm] auf } M_{prüf} = 400 \text{ [Nm]} \end{aligned}$$

Der Momentensprung wird nicht auf $M_N = 444$ [Nm] sondern nur auf $M_{prüf} = 400$ [Nm] durchgeführt, da somit noch eine Momentenreserve zur Ausregelung von Störungen vorhanden bleibt.

Abermals wird infolge der Übereinstimmung der Größen ω_{A1} und ω_{A2} in Abbildung 35 nur erstere dargestellt.

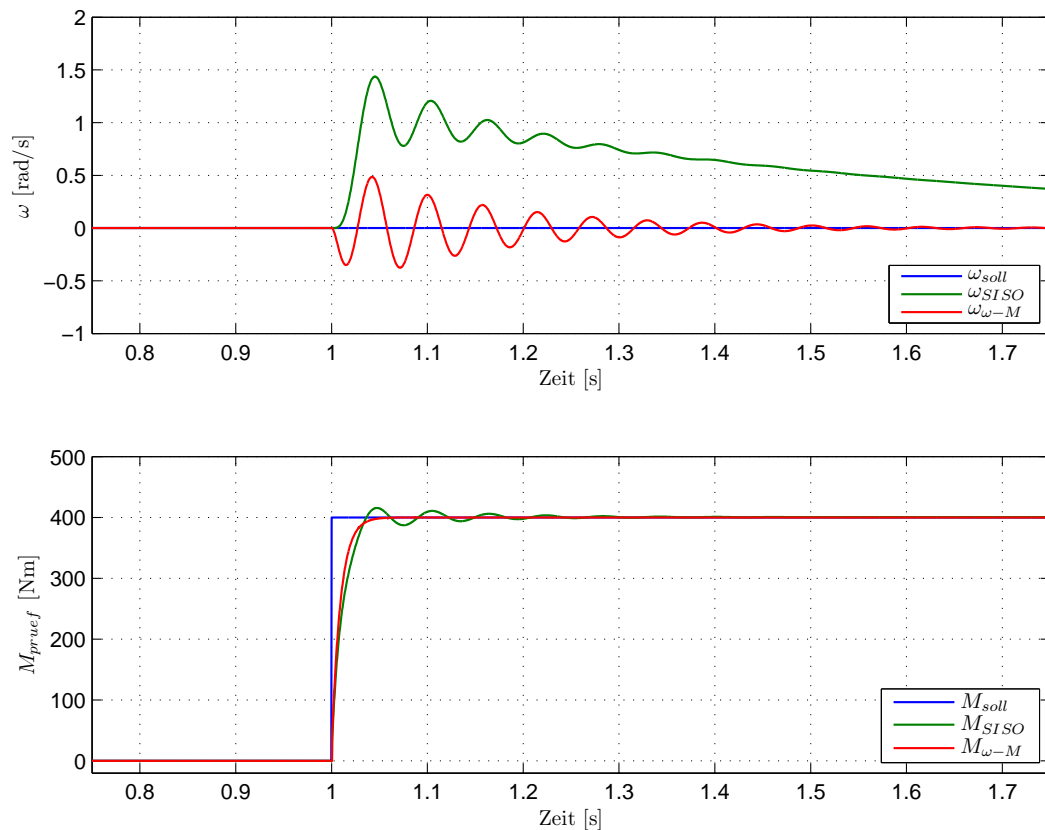


Abbildung 35: Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 2

Aus Abbildung 35 ist zu entnehmen, dass bei dem MIMO-Regelungskonzept ein Momentensprung nur geringfügig in die Winkelgeschwindigkeiten ω_{A1} und ω_{A2} einstreut. Die trotzdem bestehende Abweichung kann zudem relativ rasch wieder ausgeregelt werden. Betrachtet man zusätzlich ω_E , so ist feststellbar, dass diese Größe aufgrund des geringeren Motor-Massenträgheitsmoments mit einer deutlich höheren Amplitude von bis zu $\omega_{A1} \approx 13$ [rad/s] schwingt. Trotzdem klingt auch diese Größe relativ schnell ab und der Regelfehler beträgt bei $t = 2$ [s] lediglich noch $e_{\omega_E} \leq 0,025$ [rad/s]. Das Belastungsmoment $M_{prüf}$ schwingt beim MIMO-Regelungskonzept nicht mit

einem glatten Verlauf auf die Führungsgröße ein, sondern weist einige Spitzen auf. Die Ursache dieser Abnormalität liegt in der zu diesem Zeitpunkt verwendeten Begrenzungsvorschrift der Stellgröße $\dot{\omega}$ begründet. Alle drei eingesetzten Drehzahlregler geben eine schwingende Stellgröße aus um der jeweiligen Rotorschwingung entgegen zu wirken. Hierbei werden idente Beschleunigungsmomente für die Abtriebsmaschinen gefordert. Diese Schwingung ist jedoch nicht in Phase mit jener der Eintriebsmaschinen-Stellgröße. Die Spitzen im Verlauf von $M_{prüf}$ treten nun immer zeitgleich mit dem Nulldurchgang der Eintriebsmaschinen-Stellgröße auf. Zu diesem Zeitpunkt wird, gemäß der vierten Zeile aus Tabelle 2, die Stellgröße der Abtriebsmaschinen kurzzeitig abgeschnürt. Obwohl dadurch das aufgeschaltete Beschleunigungsmoment immer noch einen stetigen Verlauf aufweist, genügt diese vorübergehende Reduzierung des antreibenden Moments um die besagten Spitzen im Verlauf von $M_{prüf}$ hervor zu rufen, wobei die höchste mit $M_{spitze} \approx 1$ [Nm] angegeben werden kann. Würde die Stellgrößenbeschränkung aller drei Maschinen in der vierten Zeile der Begrenzungstabelle aufgehoben, so wäre das Einschwingverhalten auf $M_{prüf}$ des SISO- und des MIMO-Regelungskonzepts nahezu ident.

Diese einen Momentensprung charakterisierenden Regelgrößenverläufe sind auch für Winkelgeschwindigkeiten $\omega \neq 0$ [rad/s] erzielbar. Im Verlauf von $M_{prüf}$ treten dabei abermals die bereits erwähnten Spitzen auf.

Beim Entwurf einer passenden Anti-Windup Maßnahme für die Drehzahlregler ist die Berücksichtigung der Tabelle 2 von entscheidender Bedeutung. Wird sie ignoriert und die zurückgeführten Stellgrößen nur durch die jeweils maximal verfügbaren Ströme begrenzt, so schwingt $M_{prüf}$ bei einem geforderten Momentensprung und $\omega \neq 0$ [rad/s] um ca. 5% über. Dieses Überschwingen übersteigt somit selbst den Wert einer vergleichbaren, mit Hilfe des SISO-Regelungskonzepts durchgeführten Simulation.

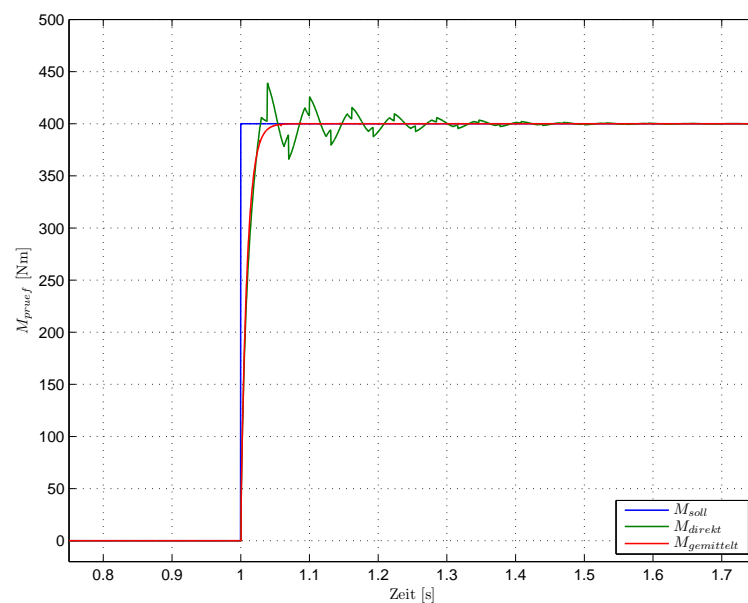


Abbildung 36: Belastungsmoment bei unterschiedlicher Rückführgröße ω_E

Für das ω - M MIMO-Regelungskonzept erweist sich die Rückführung der laut Gleichung 55 gemittelten Winkelgeschwindigkeit ω_E als richtige Wahl, da hierdurch das Gesamtsystem beruhigt werden kann. Dies ist durch nochmaliges Aufschalten des eben betrachteten Momentensprungs unter $\omega_E = 0$ [rad/s] beweisbar. Dabei wird für die Rückführgröße ω_E zum einen direkt das gemessene Signal verwendet, zum anderen wird sie über die gemittelte Winkelgeschwindigkeit gebildet. Welchen Einfluss diese Wahl auf das Belastungsmoment des Sperrdifferentials hat, ist in Abbildung 36 dargestellt. Hierbei sei noch angemerkt, dass für beide Simulationen idente Einstellungen gelten. Lediglich die Quelle des rückgeführten Signals ω_E wird geändert.

Versuch 3

Interessant ist das Verhalten des Sperrdifferentials für ein rutschendes Rad. Hierbei kommen große Drehzahldifferenzen zwischen den beiden Antriebsmaschinen zustande. Um das Verhalten des Antriebsstrangs dabei zu beurteilen, wurden die Führungsgrößen wie folgt vorgegeben:

- ω_{A1} ... Sprung von $\omega_{A1} = 0$ [rad/s] auf $\omega_{A1} = 105$ [rad/s]
- ω_{A2} ... Sprung von $\omega_{A2} = 0$ [rad/s] auf $\omega_{A2} = 105$ [rad/s],
zurück auf $\omega_{A2} = 50$ [rad/s] und wieder auf $\omega_{A2} = 105$ [rad/s]
- $M_{prüf}$... $M_{prüf} = 0$ [Nm]

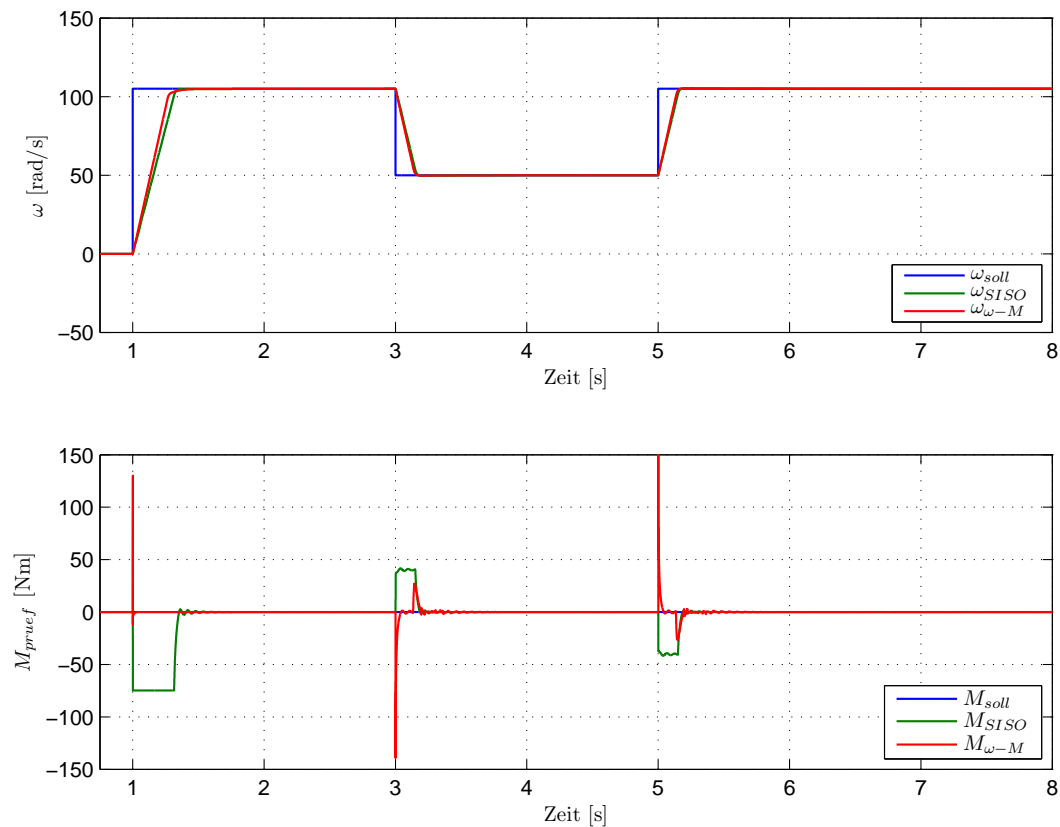


Abbildung 37: Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 3

Der erste Führungsgrößenprung von $\omega = 0$ [rad/s] auf $\omega = 105$ [rad/s] erfolgt zeitgleich. Dadurch steigt die Winkelgeschwindigkeit ω_{A1} anfangs ident mit ω_{A2} an und verharrt danach nahezu konstant auf dem vorgegebenen Wert. Aus diesem Grunde wird in Abbildung 37 nur der Verlauf von ω_{A2} dargestellt.

Aus Abbildung 37 ist zu entnehmen, dass auch für diesen Versuch bei der SISO-Regelung eine starke Verkopplung zwischen ω und M vorherrscht. Durch den Einsatz des ω - M MIMO-Regelungskonzepts kann diese gegenseitige Beeinflussung zwar stark reduziert werden, eine komplette Auslöschung dieses Effekts ist jedoch nicht erzielbar. Auch für den realen Antriebsstrang wäre das Anstreben einer vollständigen Entkopplung der beiden Regelgrößen ein sehr zeitaufwändiges Unterfangen. Dieses wird zudem höchstwahrscheinlich aufgrund ungenauer Daten der beteiligten Massenträgheitsmomente sowie anderer Modellierungsungenauigkeiten nicht zu erreichen sein.

Versuch 4

Zum Abschluss soll das Verhalten des Sperrdifferentials bei einer Kurvenfahrt betrachtet werden. Hierfür wird die Winkelgeschwindigkeit des Innenrads der Kurve geringfügig reduziert. Die vorgegebenen Führungsgrößen werden deshalb wie folgt gewählt:

$$\begin{aligned} \omega_{A1} & \dots \text{ Sprung von } \omega_{A1} = 0 \text{ [rad/s] auf } \omega_{A1} = 105 \text{ [rad/s]} \\ \omega_{A2} & \dots \text{ Sprung von } \omega_{A2} = 0 \text{ [rad/s] auf } \omega_{A2} = 105 \text{ [rad/s],} \\ & \text{ zurück auf } \omega_{A2} = 104 \text{ [rad/s] und wieder auf } \omega_{A2} = 105 \text{ [rad/s]} \\ M_{\text{prüf}} & \dots M_{\text{prüf}} = 0 \text{ [Nm]} \end{aligned}$$

Aus den im vorhergehenden Versuch beschriebenen Gründen wird in der Abbildung 38 abermals nur der Verlauf von ω_{A2} dargestellt und auf ω_{A1} verzichtet.

In den beiden Teilen der Abbildungen 38 wurden bewusst die jeweiligen Nullpunkte unterdrückt, um dadurch die interessierenden Verläufe hervorzuheben.

Die Drehzahlen der beiden Regelungskonzepte steigen anfangs, wie schon zuvor in Abbildung 37 dargestellt, mit unterschiedlichen Steigungen an. Aus Abbildung 38 ist jedoch erkennbar, dass die Sollzahl mittels beider Regelungskonzepte nahezu zeitgleich erreicht wird. Auch im weiteren Verlauf treten nur noch geringfügige Abweichungen auf.

Als nächstes sollen die Verläufe des Belastungsmoments betrachtet werden. Für das SISO-Regelungskonzept ist während des anfänglichen Beschleunigungsvorgangs abermals die schon bekannte große Abweichung des Belastungsmoments von seinem Sollwert feststellbar. Bei der nachfolgenden Drehzahlvariation, welche die Kurvenfahrt nachbildet, ist die Konstanz des Belastungsmoments beider Regelungskonzepte jedoch nahezu äquivalent. Weshalb hier die beiden Führungsgrößen durch den Einsatz des MIMO-Regelungskonzepts nicht noch besser entkoppelt werden können, wurde ebenfalls schon beim vorhergehenden Versuch erläutert. Aus diesem Grunde sollen an dieser Stelle nur nochmals Modellierungsungenauigkeiten als Ursache der gegenseitigen Beeinflussung genannt werden.

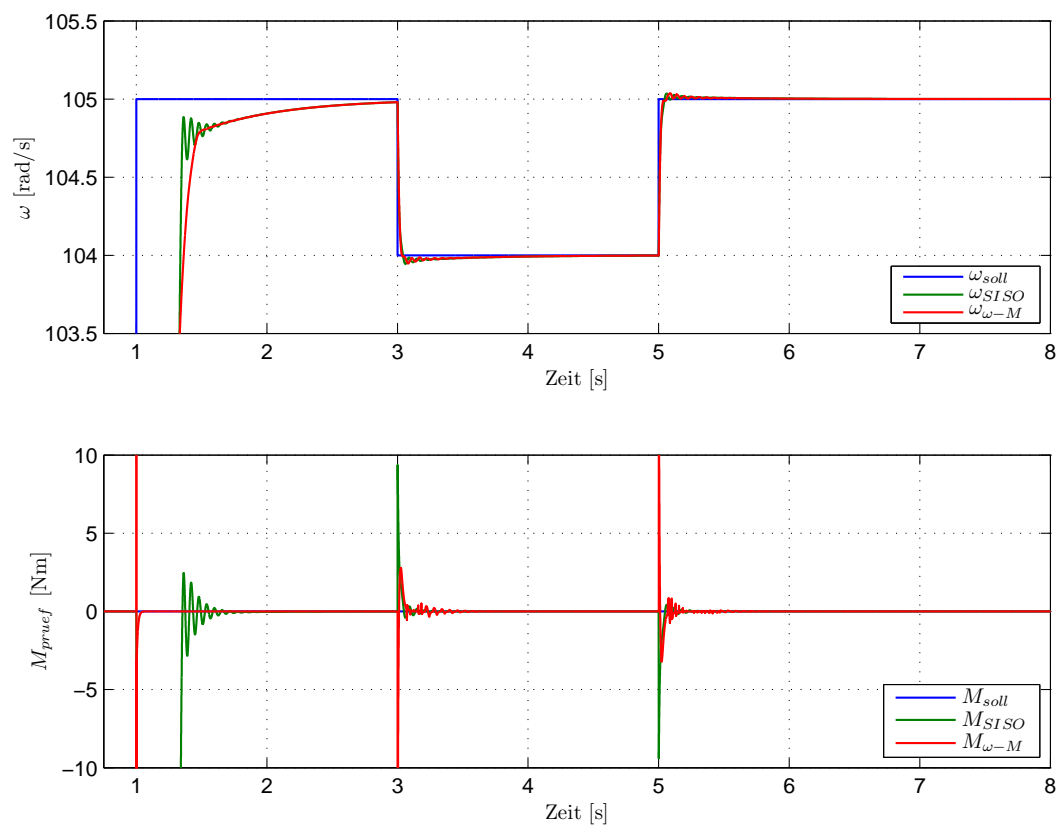


Abbildung 38: Konzeptvergleich mit einem Sperrdifferential: Versuch 4

12 Zusammenfassung und Ausblick

Am Beginn dieser Masterarbeit stand das Verlangen nach einem Regelungskonzept, welches für den betrachteten Antriebsstrang die beiden Regelgrößen ω und $M_{prüf}$ bestmöglich von einander entkoppelt. Vorab soll nochmals angemerkt werden, dass eine vollständige Entkopplung der Regelgrößen aufgrund von Modellunsicherheiten nie erreichbar sein wird.

Hierfür werden anfangs alle Komponenten des Antriebsstrangs identifiziert und dieser anschließend modelliert. Die dazu benötigte Regelung wird von Grund auf konzipiert und anschließend zum SISO-Regelungskonzept erweitert.

Vor der Entwicklung der MIMO-Regelung wird ein einfaches Modell der rotorflussorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine erstellt, wodurch die benötigte Simulationszeit um ca. 80% reduzierbar ist. Die Ergebnisse dieses Modells stimmen mit jenen der rotorflussorientierten Regelung inklusive der Asynchronmaschine gut überein. Lediglich beim Einschaltzeitpunkt kommt es zu Abweichungen, da das einfache Modell den Flussaufbau nicht berücksichtigt.

Die MIMO-Regelungskonzepte werden auf mehrere SISO-Regelungen zurückgeführt. Große Beachtung wird hierbei den ausgegebenen Stellgrößen der Drehzahlregler geschenkt, da diese den Großteil der störenden Verkopplungen verursachen. Durch eine geschickte Wahl der Stellgrößenbeschränkungen kann die gegenseitige Beeinflussung zwischen ω und $M_{prüf}$ bedeutend reduziert werden, ohne dabei eine gravierende negative Beeinflussung des dynamischen Verhaltens der Regelgrößen herbeizuführen. Abschließend wurden zwei Regelungskonzepte noch erweitert, um damit auch Sperrdifferentiale überprüfbar zu machen.

Die nun anschließende Diskussion der einzelnen Regelungskonzepte bezieht sich auf die Ergebnisse des Kapitels 10, die meisten Effekte kehren jedoch ebenso bei den in Abschnitt 11.4 dargelegten Resultaten wieder.

- SISO-Regelungskonzept
Dieses vielfach verbreitete Verfahren birgt den Nachteil, dass die beiden Regelgrößen ω und $M_{prüf}$ sehr stark verknüpft sind. Die Regelgröße des momentenregelt betriebenen Motors bildet hierbei das eigene Motormoment und nicht $M_{prüf}$. Diese Wahl führt vor allem bei vorgegebenen Drehzahlsprüngen zu großen Abweichungen vom verlangten Belastungsmoment. Dabei verharrt der momentenregelt betriebene Motor zwar auf seinem vorgegebenen Wert, das zur Aufrechterhaltung von $M_{prüf}$ entscheidende Gegenmoment des drehzahlregelt betriebenen Motors wird jedoch entweder verstärkt oder reduziert. Dadurch sind auch die Abweichungen von $M_{prüf}$ begründbar.
- ω - M MIMO-Regelungskonzept
Bei diesem Regelungskonzept wird das verlangte Belastungsmoment $M_{prüf}$ mittels eines Momentenreglers eingestellt und die Stellgröße den beteiligten Motoren gegengleich vorgegeben. Dadurch können sehr kurze Zeiten zur Beseitigung des Regelfehlers erreicht werden.
Für die Drehzahlregelung gilt es, unter Berücksichtigung des derzeitigen Prüfmoments, die tatsächliche momentane Stellgrößenbeschränkung zu ermitteln.

Um während des Beschleunigungsvorgangs kein parasitäres Verspannmoment aufzubringen wird darauf geachtet, dass alle Motoren mit derselben Winkelbeschleunigung die Winkelgeschwindigkeit ändern. Diese Forderung kann mit Hilfe der nachgeschalteten gemeinsamen Stellgrößenbeschränkung äußerst gut nachgekommen werden.

- φ - M MIMO-Regelungskonzept

Ein enormer Nachteil dieses Regelungskonzepts ist, dass der Drehzahl-Führungsgrößenverlauf keinerlei Ecken aufweisen darf. Zudem muss die Anstiegsgeschwindigkeit der Soll-Drehzahl auch von allen beteiligten Motoren erreichbar sein. Wird eine dieser Forderungen missachtet, so hat dies eine stärker oder schwächer schwingende Drehzahl zur Folge.

Das Belastungsmoment $M_{prüf}$ kann zudem nur langsam ausgeregelt werden. Die Ursache dieses Verhaltens ist, dass die entsprechende Stellgröße nicht mehr direkt den Motoren übergeben wird. Der stattdessen ermittelte Differenzwinkel wird den Führungsgrößen der Positionsregler überlagert und muss von diesen erst ausgeregelt werden. Somit treten die beiden Positionsregler als Anstiegszeit begrenzende Elemente für einen Belastungsmomentsprung in Erscheinung.

Sinnvoll ist, die Führungsgrößen beider Positionsregler direkt aus dem gewünschten Drehzahlverlauf zu ermitteln. Wird hingegen die Sollposition φ_2 des Positionsreglers von Motor 2 über den aktuellen Drehwinkel φ_1 von Motor 1 vorgegeben, so führt dies unter Umständen zu Komplikationen. Als großer Vorteil dieser Variante kann die schnelle Ausregelung eines gewünschten Prüfmoments genannt werden. Die Ursache hierfür ist, dass der Differenzwinkel $\Delta\varphi$ immer auf den aktuellen Winkel φ_1 bezogen wird. Somit stört auch eine eventuelle Auslenkung von φ_1 aus dessen vorgegebener Ruheposition nicht und das Prüfmoment ist schon aufbaubar, während der Regelfehler des ersten Positionsreglers e_{φ_1} noch ausgeregelt wird. Wird aber ein positives Prüfmoment gleichzeitig mit einem negativen Drehzahlsprung verlangt, so tritt ab einer gewissen Drehzahl ein Grenzyklus auf, welcher sich im Verlauf des Prüfmoments widerspiegelt. Als Grund hierfür ist zu nennen, dass φ_2 , welches über φ_1 vorgegeben wird, seiner Führungsgröße voreilen muss, um das verlangte Prüfmoment aufrecht zu erhalten. Da jedoch φ_1 den aktuell gemessenen Drehwinkel darstellt, φ_2 hingegen erst vorgegeben wird, genügt ab einer gewissen Drehzahl die Zeit nicht mehr, um den zweiten Drehwinkel über den entsprechenden Motor nachzustellen. Dadurch beginnen die beiden Hälften der Schwungmasse aufeinander zu schlagen und in weiterer Folge bildet sich ein stark schwingendes Signal für das wirkende Prüfmoment aus. Die Drehzahl hingegen kann relativ konstant gehalten werden. Sobald die Forderung nach $M_{prüf}$ aufgegeben wird, klingt der Grenzyklus wieder ab und das Rauschen des gemessenen Prüfmoments reduziert sich auf die bisher gemessenen Werte.

Die Verwendung der Vorsteuerung in Verbindung mit einem PI-Regler zur Bildung des Prüfmoments erweist sich als kontraproduktiv. Durch ihren Einsatz kann jene Stellgröße, welche $\Delta\varphi$ entspricht, sehr schnell aufgebaut und an

den Positionsregler weitergegeben werden. Dadurch ergibt sich ein großer Regelfehler des zweiten Positionsreglers und Motor 2 beschleunigt schneller, um diesen zu korrigieren. Durch die damit erreichte höhere Endgeschwindigkeit fällt jedoch auch der Aufprall der beiden Schwungmassenhälften stärker aus, und das System benötigt länger um sich wieder zu beruhigen. Wird hingegen auf die Vorsteuerung verzichtet und nur ein PI- Regler eingesetzt, so wird die vorgegebene Stellgröße, aufgrund der Reglerparameter, gemächlicher bis zu deren Endwert erhöht. Dadurch beschleunigt Motor 2 langsamer und der Aufprall der Schwungmassenhälften fällt schwächer aus. Aufgrund dieser Tatsache kann die Beruhigung des Gesamtsystems auch in kürzerer Zeit wieder erreicht werden. Wird die entsprechende Abbildung betrachtet so ist feststellbar, dass für die Variante mit und ohne Vorsteuerung der Regelfehler nahezu zeitgleich beseitigt werden kann. Somit ist der Einsatz beider Varianten denkbar.

Als Ausblick für weiterführende Arbeiten bleibt anzumerken, dass das φ - M MIMO-System auch für die Überprüfung eines Sperrdifferentials erweitert werden könnte. Zudem wäre der Einsatz aller drei Regelungssysteme an einem realen Versuchsaufbau interessant. Diese Messungen müssten jedoch in einem Zeitfenster durchgeführt werden, in welchem ein Teststand auch verfügbar wäre.

Unter der Zielvorgabe, bei gleich bleibenden Messergebnissen die Anzahl der eingesetzten Sensoren zu reduzieren, könnten nochmals alle Regelungskonzepte überarbeitet werden. Dieses Verlangen ist dadurch begründbar, dass bei tatsächlich gebauten Antriebsstrangprüfständen die Sensoranzahl unter jener der aktuellen Untersuchungen liegt. Bei dieser Masterarbeit stand die Suche nach alternativen Regelungskonzepten zur Entkopplung der Regelgrößen im Vordergrund. Aus diesem Grunde wurde hierbei bewusst auf eine weitere Beschränkung der Messgeberanzahl verzichtet und diese für weiterführende Untersuchungen aufgehoben.

Literatur

- [1] Schröder, Dierk: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen, 3.Auflage, Springer Verlag
- [2] Schröder, Dierk: Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung, 2. Auflage, Springer Verlag
- [3] Horn Martin; Dourdoumas Nicolaos: Regelungstechnik, 2004, Pearson Studium Verlag
- [4] Gausch Felix; Hofer Anton; Schlacher Kurt: Digitale Regelkreise, 1991; Oldenbourg Verlag
- [5] Gscheidle, Rolf: Fachkunde Kraftfahrzeugtechnik, 29. Auflage, Europa-Lehrmittel
- [6] Seite „Sperrdifferential“. In: Wikipedia, Die freie Enzyklopädie. Bearbeitungsstand: 11. März 2010, 21:59 UTC. URL: <http://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Sperrdifferential&oldid=71757589> (Abgerufen: 14. Mai 2010, 07:29 UTC)

Anhang

A Mechanischer Aufbau

- Motoren: Hersteller: Lenze, Typenbezeichnung: MCA14L16
 $U_N = 390$ [V]; $I_N = 4,8$ [A]; $n_N = 1635$ [1/min]; $M_N = 12$ [Nm];
sin-cos-Absolutwertgeber ECN 1313
- Momentensensor: Hersteller: HBM, Typenbezeichnung: T22/50NM
 $M_{mess,max} = 50$ [Nm];
- Inkrementalgeber: Hersteller: Heidenhain, Typenbezeichnung: ECN 113
Auflösung = 2048 [Str/Umdr]; Auswertung = 4fach;
sin-cos- Absolutwertgeber mit 4096-facher Auswertung
- Kupplung: Hersteller: GKN, Typenbezeichnung: 228.30
 $Jm_G = 0,0354$ [kg m²]

B B&R Ansteuerungssystem

- CPU: Hersteller: B&R, Typenbezeichnung: X20CP3486
- Servoverstärker: Hersteller: B&R, Typenbezeichnung: ACOPOS V1090
Dauerstrom = 8,8 [A_{eff}]; Schaltfrequenz = 10 [kHz];
- Verbindung zu PC: Ethernet
- Zusatzmodule: Hersteller: B&R
 - X20DI4371: 2 Stück; 4 digitale Eingänge; $U = 24$ [VDC]
 - X20D04322: 2 Stück; 4 digitale Ausgänge; $U = 24$ [VDC]; $I = 0,5$ [A]
 - X20AI2632: 1 Stück; 2 analoge Eingänge; $U = \pm 10$ [V];
 $I = 0$ bis 20 [mA]

C dSpace Ansteuerungssystem

- CPU: Hersteller: dSpace, Typenbezeichnung: DS1005
- Umrichter:
Modul: Hersteller: SEMIKRON; Typenbezeichnung: SKHI 23/12 (R)
IGBTs: Hersteller: SEMIKRON; Typenbezeichnung: SKM 75GB123D
- Verbindung zu PC: Ethernet
- Zusatzmodule:
 - DS5202: 2 Stück; Motor control Solution
 - DS3002: 1 Stück; Incremental Encoder

D Komponenten des Antriebsstrangs inklusive Sperrdifferentials

- Eintriebsmaschine: Hersteller: emod, Typenbezeichnung: FKFOIN250M/2T
 $U_N = 400$ [V]; $I_N = 440$ [A]; $n_N = 5460$ [1/min]; $M_N = 444$ [Nm];
 $J = 0,2$ [kg m²]
- Abtriebsmaschine: Hersteller: emod, Typenbezeichnung: FKWK315/6-550
 $U_N = 400$ [V]; $I_N = 452,6$ [A]; $n_N = 1000$ [1/min]; $M_N = 2091$ [Nm];
 $J = 5,0$ [kg m²]
- Sperrdifferential: Hersteller: unbekannt
 $i_D = 2,65$; $\Delta\omega_{max} = 10$ [1/min]; $M_{R,max} = 0,0905 \cdot M_E$ [Nm]

E Variablenübersicht

Allgemeine Variablenzuweisung

\vec{U}	Spannungsraumzeiger
\vec{I}	Stromraumzeiger
$\vec{\Psi}$	Flussverkettungsraumzeiger
L_h	Hauptfeldinduktivität
$L_{\sigma S}$	Streifeldinduktivität des Ständers
$L_{\sigma R}$	Streifeldinduktivität des Rotors
R_S	Widerstand der Statorwicklung
R_R	Widerstand der Rotorwicklung
ρ	Winkel zwischen Rotor- und Rotorflusskoordinatensystem
ω_{me}	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
Ψ_h	Hauptfluss
Ψ_{Rd}	Rotorfluss im Rotorkoordinatensystem
\dot{x}	Zeitliche Ableitung der Größe x

Variablenzuweisung bezüglich des Antriebsstrangs

M_1	Motormoment von Motor 1
M_2	Motormoment von Motor 2
$M_{mess,1}$	mittels Momentensensor nahe Motor 1 gemessenes Moment
$M_{mess,2}$	mittels Momentensensor nahe Motor 2 gemessenes Moment
$M_{prüf}$	auf das zu untersuchende Bauteil wirkendes Prüfmoment
ω_1	Winkelgeschwindigkeit von Motor 1
ω_2	Winkelgeschwindigkeit von Motor 2
ω_3	nahe der Schwungmasse gemessene Winkelgeschwindigkeit
φ_1	Drehwinkel von Motor 1
φ_2	Drehwinkel von Motor 2
φ_3	nahe der Schwungmasse gemessener Drehwinkel
φ_Δ	Drehwinkel des Getriebespiels
$\Delta\varphi$	Differenzwinkel zur Aufbringung des Prüfmoments

Variablenzuweisung für das SISO-Regelungskonzept aus Abbildung 15

P	zu prüfendes Bauelement
M_A	Motor 1
R_A	unterlagerter Stromregler von Motor 1
R_n	Drehzahlregler von Motor 1
φ_A	Drehwinkel von Motor 1
n_{soll}	vorgegebene Solldrehzahl
n_{ist}	durch den Inkrementalgeber nahe der Schwungmasse gemessene Drehzahl
M_E	Motor 2
R_E	unterlagerter Stromregler von Motor 2
R_M	Momentenregler von Motor 2
φ_E	Drehwinkel von Motor 2
M_{soll}	vorgegebenes Sollmoment
M_{ist}	durch Momentensensor nahe Motor 2 gemessenes Moment

Variablenzuweisung für das ω -M MIMO-Regelungskonzept aus Abbildung 16

P	zu prüfendes Bauelement
M_A	Motor 1
R_A	unterlagerter Stromregler von Motor 1
n_A	Drehzahl von Motor 1
φ_A	Drehwinkel von Motor 1
M_E	Motor 2
R_E	unterlagerter Stromregler von Motor 2
n_E	Drehzahl von Motor 2
φ_E	Drehwinkel von Motor 2
R_n	gemeinsamer Drehzahlregler
n_{soll}	vorgegebene Solldrehzahl
n_{ist}	gemessene oder gemittelte Drehzahl
R_M	gemeinsamer Momentenregler
M_{soll}	vorgegebenes Prüfmoment
M_{ist}	über Gleichung 40 ermitteltes Prüfmoment

Variablenzuweisung für das φ -M MIMO-Regelungskonzept aus Abbildung 19

P	zu prüfendes Bauelement
M_A	Motor 1
R_{A1}	Positionenregler für Motor 1
SR_A	IGBT-Umrichterbrücken von Motor 1
$\varphi_{A,ist}$	Drehwinkel von Motor 1
M_E	Motor 2
R_{E1}	Positionenregler für Motor 2
SR_E	IGBT-Umrichterbrücken von Motor 2

$\varphi_{E,ist}$	Drehwinkel von Motor 2
R_1	PI-Momentenregler
$n_{A,soll}$	vorgegebene Solldrehzahl
$\dot{\varphi}_{A,soll}$	umgerechnete Sollwinkelgeschwindigkeit ω
$\varphi_{A,soll}$	umgerechneter Solldrehwinkel
$T_{E,soll}$	vorgegebenes Prüfmoment
$T_{E,ist}$	über Gleichung 40 ermitteltes Prüfmoment
$\Delta\varphi_{soll,1}$	Winkeldifferenz aufgrund der Vorsteuerung
$\Delta\varphi_{soll}$	gesamte Winkeldifferenz zur Prüfmomenteneinstellung