



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Masterthesis

Fabian Büssis

Steuerung und Regelung einer  
Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt  
gespeistem Asynchrongenerator

Fabian Büssis

Steuerung und Regelung einer  
Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt  
gespeistem Asynchrongenerator

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Michael Röther  
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Gustav Vaupel

Abgegeben am 6. August 2015

**Fabian Büssis**

**Thema der Masterthesis**

Steuerung und Regelung einer Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator

**Stichworte**

Doppelt gespeister Asynchrongenerator, entkoppelte Regelung, Kaskadenregelung, pulsweitenmodulierter (PWM) Umrichter, Stromversorgungssystemmodellierung, Windenergie

**Kurzzusammenfassung**

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Modellierung eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators und die Entwicklung eines Drehzahlreglers. Der Stator der Maschine ist ans Netz angeschlossen, der Rotor wird über pulsweitenmodulierte, stromgeregelte Wechselrichter gespeist. Durch die Einführung eines synchron umlaufenden feldorientierten Koordinatensystems und der Vernachlässigung des Statorwiderstands sind Blind- und Wirkleistung oder die Drehzahl proportional zu den Komponenten des komplexen Rotorstromvektors. Eine Kaskadenregelung, bestehend aus Drehzahl- und Rotorstromregelung, wurde auf einem echtzeitfähigen Steuerungssystem implementiert und getestet.

**Fabian Büssis**

**Title of the paper**

Control of grid-connected wind power system with doubly fed induction generator

**Keywords**

Cascade control, decoupling control, doubly fed induction generator, power system modeling, pulse width modulation (PWM) converters, wind power

**Abstract**

This thesis describes the modeling of a doubly fed induction generator and the design of the control strategy with a speed controller. The stator of the machine is connected to the grid and the rotor circuit is fed by back-to-back PWM current-source converters. By introducing synchronously rotating field coordinates and neglecting the stator resistance, the reactive and active stator power or the speed of the machine are directly proportional to the direct and quadrature components of the complex current vector of the rotor. A cascade control scheme, consisting of speed and rotor current controllers, is implemented and tested on a real-time system.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>7</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>9</b>
1.1. Nutzung der Windkraft - Vergangenheit und Gegenwart . . . . .	9
1.2. Generatortypen in Windkraftanlagen . . . . .	12
1.3. Geschichte der Asynchronmaschine mit reduziertem Drehzahlbereich . . . . .	13
1.4. Aufgabenstellung . . . . .	14
<b>2. Grundlagen</b>	<b>16</b>
2.1. Grundlagen der Windkraftausnutzung . . . . .	16
2.2. Überlegungen zur doppelt gespeisten Asynchronmaschine . . . . .	19
<b>3. Der Versuchsstand</b>	<b>23</b>
3.1. Aufbau des Versuchsstandes . . . . .	24
3.2. Der Leistungsteil . . . . .	25
3.3. Die Recheneinheit . . . . .	26
3.4. Konstruktive Neugestaltung der Laboranlage . . . . .	28
<b>4. Die doppelt gespeiste Asynchronmaschine</b>	<b>30</b>
4.1. Voraussetzungen und Vereinfachungen . . . . .	31
4.2. Grundgleichungen der Asynchronmaschine . . . . .	31
4.3. Einführung der Raumzeigerdarstellung im Zweiachsensystem . . . . .	36
4.4. Leistungsbilanz . . . . .	39
4.5. Die doppelt gespeiste Asynchronmaschine im feldorientierten Koordinatensystem . . . . .	39
4.6. Vereinfachtes Maschinenmodell . . . . .	45
<b>5. Reglersynthese und Steuerung</b>	<b>48</b>
5.1. Struktur der Regelung . . . . .	48
5.2. Reglersynthese . . . . .	49
5.2.1. Der innere Rotorstromregelkreis . . . . .	50
5.2.2. Der äußere Regelkreis . . . . .	52

---

5.3. Netzwechselrichter . . . . .	61
5.4. Ansteuerung der Umrichter . . . . .	65
5.5. Steuerung . . . . .	68
5.5.1. Starten der Anlage . . . . .	68
5.5.2. Stoppen der Anlage . . . . .	72
<b>6. Simulation und Validierung</b>	<b>75</b>
6.1. Simulation der doppelt gespeisten Asynchronmaschine . . . . .	75
6.2. Validierung an der Laboranlage . . . . .	79
6.2.1. Drehzahlreglerverhalten und Rotorstrom . . . . .	79
6.2.2. Leistungsmessung . . . . .	87
<b>7. Fazit und Ausblick</b>	<b>90</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>92</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>94</b>
<b>A. Anhang</b>	<b>98</b>

# Tabellenverzeichnis

5.1. Zerlegung von $(\alpha, \beta)$ -Koordinaten in benachbarte Spannungszeiger . . . . .	67
5.2. Bestimmung des Tastgrads in den unterschiedlichen Sektoren . . . . .	68
6.1. Leistungsmessung bei 12 N m Belastung . . . . .	88
A.1. Daten der Asynchronmaschine . . . . .	98
A.2. Daten des Transformators . . . . .	99

# Abbildungsverzeichnis

1.1.	Persische Windmühle . . . . .	10
1.2.	Windrad nach La Cour in Vallekilde um 1905 . . . . .	11
1.3.	Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung . . . . .	12
1.4.	Asynchrongenerator mit Vollumrichter . . . . .	12
1.5.	Doppelt gespeister Asynchrongenerator . . . . .	13
2.1.	Leistung-Drehzahl Kennlinie einer Windkraftanlage bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten ( $5 \text{ m s}^{-1}$ - $13 \text{ m s}^{-1}$ ) . . . . .	18
2.2.	Drehmoment-Drehzahlkennlinie . . . . .	20
2.3.	Sankey Diagramm des Leistungsflusses . . . . .	21
2.4.	Idealer Leistungsverlauf bei 12 N m Belastung . . . . .	22
3.1.	Schematischer Aufbau des Versuchsstandes für Windenergie der HAW Hamburg bei Betreiben des doppelt gespeisten Asynchrongenerators . . . . .	23
3.2.	Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg . . . . .	25
3.3.	Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg, Schaltschränke . . . . .	25
3.4.	Schaltplan des Umrichters . . . . .	26
3.5.	Die Recheneinheit . . . . .	27
3.6.	Der alte Versuchsstand . . . . .	28
4.1.	Querschnitt des Maschinenmodells . . . . .	32
4.2.	Komplexer Stromvektor . . . . .	33
4.3.	Elektrisches Schaltbild der Maschine . . . . .	34
4.4.	T-Ersatzschaltbild . . . . .	35
4.5.	Statorfestes Koordinatensystem . . . . .	36
4.6.	Koordinatensysteme und Raumzeiger . . . . .	37
4.7.	Zeigerdiagramm mit Magnetisierungsstromvektor . . . . .	41
4.8.	Zeigerdiagramm mit Winkelbeziehungen . . . . .	43
4.9.	Blockschaltbild . . . . .	44
4.10.	Vereinfachtes Blockschaltbild . . . . .	46
5.1.	Reglerstruktur . . . . .	49
5.2.	Blockschaltbild des Rotorstromregelkreises . . . . .	51
5.3.	Stromregelkreis . . . . .	51

5.4. Proportionaler Zusammenhang zwischen resultierender Rotorkreisfrequenz und Drehzahl . . . . .	54
5.5. Drehzahlregelkreis . . . . .	54
5.6. Blockschaltbild mit Störgrößenaufschaltung . . . . .	57
5.7. Blockschaltbild Bypass- <i>I</i> -Regler . . . . .	58
5.8. Drehzahlregelung mit Führungsglättung . . . . .	59
5.9. Blockschaltbild Leistungsregelkreis . . . . .	61
5.10. Netzwechselrichter . . . . .	62
5.11. Rotorspannung zu Drehzahl . . . . .	63
5.12. Ersatzschaltbild des Netzes . . . . .	63
5.13. Blockschaltbild Zwischenkreisspannungsregelung . . . . .	65
5.14. Raumzeigermodulation . . . . .	66
5.15. Programmablaufplan zum Starten des Versuchsstandes . . . . .	69
5.16. Der Rotorstrom beim Einschalten des Statorschützes . . . . .	71
5.17. Die Zwischenkreisspannung beim Einschalten des Statorschützes . . . . .	72
5.18. Programmablaufplan zum Stoppen des Versuchsstandes . . . . .	73
6.1. Simulation eines Drehzahlsprungs von $1300 \text{ min}^{-1}$ auf $1700 \text{ min}^{-1}$ mit Bypass- <i>I-PD-T<sub>R</sub></i> -Regler und <i>PI</i> -Regler . . . . .	76
6.2. Simulation eines Störgrößensprungs bei $1300 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	77
6.3. Simulation eines Störgrößensprungs bei $1700 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	78
6.4. Drehzahlsprung von $1300 \text{ min}^{-1}$ auf $1700 \text{ min}^{-1}$ mit <i>PI</i> -Regler . . . . .	80
6.5. Drehzahlsprung von $1300 \text{ min}^{-1}$ auf $1700 \text{ min}^{-1}$ mit <i>PD-T<sub>R</sub></i> -Regler . . . . .	80
6.6. Rotorströme bei $1300 \text{ min}^{-1}$ , $1400 \text{ min}^{-1}$ und $1500 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	81
6.7. Rotorströme bei $1600 \text{ min}^{-1}$ und $1700 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	82
6.8. Störgrößensprung von $4 \text{ N m}$ mit <i>PD-T<sub>R</sub></i> -Regler . . . . .	83
6.9. Störgrößensprung von $10 \text{ N m}$ bei $1400 \text{ min}^{-1}$ mit <i>PI</i> -Regler . . . . .	84
6.10. Störgrößensprung von $10 \text{ N m}$ bei $1600 \text{ min}^{-1}$ mit <i>PI</i> -Regler . . . . .	85
6.11. Stationäre Belastung von $12 \text{ N m}$ bei $1600 \text{ min}^{-1}$ mit <i>PI</i> -Regler . . . . .	86
6.12. Drehzahlsprung von $1300 \text{ min}^{-1}$ auf $1600 \text{ min}^{-1}$ mit $8 \text{ N m}$ Belastung . . . . .	87
6.13. Leistungsmessung bei $12 \text{ N m}$ Belastung . . . . .	89
A.1. Schaltplan . . . . .	100
A.2. Übersicht des Simulationsmodells . . . . .	101
A.3. Vorderansicht des Sockels . . . . .	102
A.4. Seitenansicht des Sockels . . . . .	103
A.5. Draufsicht des Sockels . . . . .	104

# 1. Einleitung

## 1.1. Nutzung der Windkraft - Vergangenheit und Gegenwart

Die Windenergie ist eine der ältesten vom Menschen genutzten Energieformen. Vor allem mechanische Arbeiten, wie das Mahlen von Getreide, wurden und werden mit Hilfe von Windmühlen durchgeführt.

Über die historischen Ursprünge der Windmühlen gibt es widersprüchliche Spekulationen. Manche Autoren wollen in Ägypten bei Alexandria die steinernen Überreste von Windmühlen entdeckt haben, die 3000 Jahre alt sein sollen. Wirklich beweiskräftige Belege, daß die Ägypter, Phönizier, Griechen oder Römer Windmühlen gekannt haben, gibt es nicht. [7]

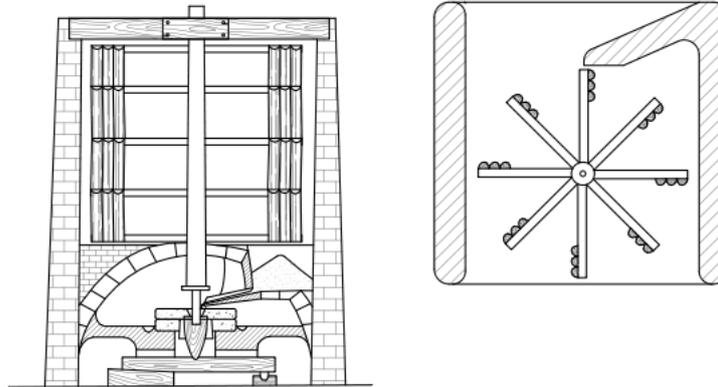
Der älteste bekannte Windmühlentyp stammt aus Persien. Dieser ist als vertikalachsiger Widerstandsläufer konstruiert und wird bis zum heutigen Tag in einigen Regionen in Afghanistan verwendet. Der Wind treibt bei diesem Konzept eine große Fläche langsam vor sich her.

Eine recht frühe Nutzung der Windkraft in Afghanistan ist urkundlich belegt: Schriften des 7. Jh. n. Chr. bekunden, dass dort der Beruf des Mühlenbauers hohes Ansehen genoss. Noch heute kann man im Iran und in Afghanistan Ruinen dieser seit Jahrhunderten betriebenen Windmühlen sehen.

Diese ältesten Windräder der Welt hatten eine vertikale Drehachse. Daran waren geflochtene Matten befestigt, die dem Wind einen Luftwiderstand entgegensezten und daher vom Wind „mitgenommen“ wurden. [5]

Weiterhin wird mit Hilfe einer Mauer eine Rotorhälfte abgeschattet. Hierdurch entsteht eine Asymmetrie, die die Widerstandskraft zum Antrieb des Rotors nutzbar macht. Abbildung 1.1 zeigt den technischen Aufbau einer solchen persischen Windmühle.

Windräder mit horizontal liegender Rotorachse sind wahrscheinlich in Europa im 12. Jahrhundert unabhängig von der Entwicklung im Orient entstanden. Ein sehr bekanntes Beispiel ist die Holländermühle aus dem 16. Jahrhundert. Die Rotorblätter drehen sich dabei wie bei

Abbildung 1.1.: Persische Windmühle<sup>1</sup>

einem Flugzeugpropeller in einer Ebene senkrecht zum Wind. Im Gegensatz zum vertikalachsigen Widerstandsläufer nutzt dieses Konzept ein anderes Antriebsprinzip: das des dynamischen Auftriebs. Die Form der Rotorblätter ist dabei so gestaltet, dass aerodynamisch Auftrieb entsteht. Dadurch steigert sich der Wirkungsgrad beträchtlich. Die theoretische Beschreibung wurde allerdings erst durch Albert Betz in seinen 1922-1925 erschienenen Schriften entwickelt. Das grundlegende Prinzip der horizontal liegenden Rotorachse wird bis heute in modernen Windkraftanlagen beibehalten und stellt das beherrschende Konstruktionsmerkmal dar. Nach [7] haben insbesondere folgende Merkmale zu der Überlegenheit dieser Bauart geführt:

- Durch Verstellen der Rotorblätter um ihre Längsachse kann Leistungsabgabe und Drehzahl geregelt werden.
- Hoher Wirkungsgrad durch die aerodynamisch optimal ausgelegte Form der Rotorblätter.
- Technologischer Entwicklungsvorsprung der Propellerbauart

Die ersten systematischen Versuche, mit Hilfe der Windkraft elektrische Energie zu gewinnen, gehen auf Poul La Cour, Professor an der Askov-Volkshochschule in Dänemark zurück. Die dänische Regierung suchte nach Möglichkeiten, auch die ländlichen Gebiete mit Elektrizität zu versorgen. Er entwickelte dazu 1891 ein 4-flügliges Windrad zur Gleichstromerzeugung. Abbildung 1.2 zeigt ein solches Windrad.

<sup>1</sup>Kaboldy, Wikimedia Commons, lizenziert unter: Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 Unported, URL: <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/legalcode>

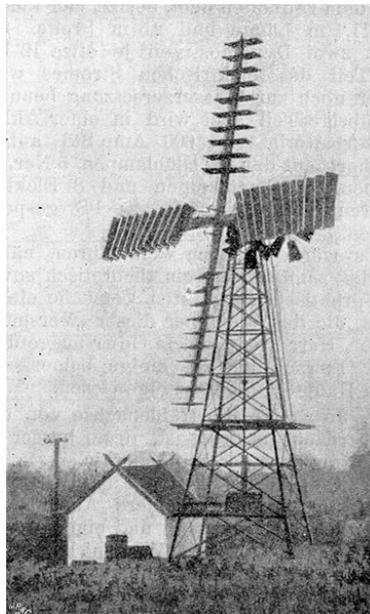


Abbildung 1.2.: Windrad nach La Cour in Vallekilde um 1905<sup>2</sup>

In den 1950er Jahren entwickelte Johannes Juul, ein Schüler Poul La Cour's, das sogenannte „dänische Konzept“. Verwirklicht wurde es mit der Gedser-Anlage (24 m Rotordurchmesser, Nennleistung 200 kW). Der Rotor ist hierbei durch ein Getriebe mit dem direkt auf das Netz geschalteten Asynchrongenerator verbunden. Ein kommerzieller Erfolg blieb allerdings in Folge des billigen Öls in den 1960er Jahren aus.

Dies änderte sich allerdings nach der Ölkrise in den 1970er Jahren. Seitdem wird verstärkt nach Alternativen zur Energieerzeugung geforscht und damit auch die Entwicklung moderner Windkraftanlagen vorangetrieben. Heute gilt die Windenergie aufgrund ihrer weltweiten Verfügbarkeit und ihres technologischen Entwicklungsstandes als eine der vielversprechendsten regenerativen Energiequellen. Außerdem gehört sie zu den umweltfreundlichsten, saubersten und sichersten Energieressourcen.

Mit dem Stromeinspeisungsgesetz im Jahr 1991 und dem nachfolgenden Erneuerbare-Energien-Gesetz (EEG) im Jahr 2000 begann der Aufschwung der Windenergie auch in Deutschland. Seitdem wächst die Zahl der installierten Windkraftanlagen stetig. Dabei werden die Anlagen immer größer und effizienter. Der Offshore-Bereich bildet durch Prototypen mit Rotordurchmessern von 160 - 170 m und bis zu 8 MW Nennleistung im Testbetrieb die Speerspitze dieser Entwicklung. [vgl. 7]

Der konstruktive Aufbau einer modernen Windkraftanlage besteht im Wesentlichen aus Rotor, Turm, Triebstrang, Hilfsaggregaten und sonstigen Einrichtungen. Vollkommen unabhängig von Aufbau, Anwendung oder Bauform ist die Wandlung von kinetischer Energie der bewegten Luft in mechanische Rotationsenergie.

<sup>2</sup>Elektrotechnische Zeitschrift 1907, S. 902, Wikimedia Commons, gemeinfrei

## 1.2. Generatortypen in Windkraftanlagen

Heutzutage werden fast nur noch Drehstromgeneratoren in Windkraftanlagen eingesetzt. Auch wenn letztlich Gleichstrom bereit gestellt werden soll, ist die Drehstrommaschine mit Gleichrichter kostengünstiger im Gegensatz zum Gleichstromgenerator. [vgl. 7] Dabei werden die Generatortypen hauptsächlich in drei Konzepte unterteilt.

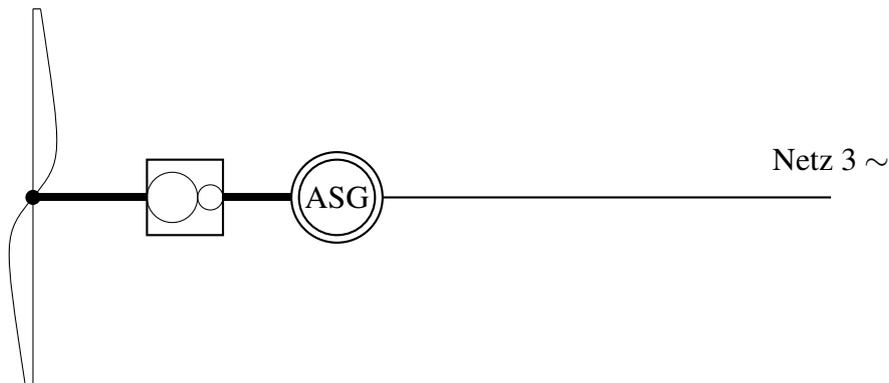


Abbildung 1.3.: Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung

Das erste Konzept stellt der Asynchrongenerator mit direkter Netzeinspeisung dar und ist in Abbildung 1.3 zu sehen. Dies wird auch als „dänisches Konzept“ bezeichnet. Es zeichnet sich durch sein einfaches und robustes Anlagenkonzept aus. Zu einer besseren Ausnutzung der Leistungskennlinien (Leistung zu Drehzahl) werden polumschaltbare Asynchrongeneratoren verwendet. Jedoch können damit nur feste Betriebspunkte erreicht werden. Dies führt insbesondere bei Windböen zu Leistungsfluktuationen und einer hohen Beanspruchung der mechanischen Komponenten. [vgl. 13]

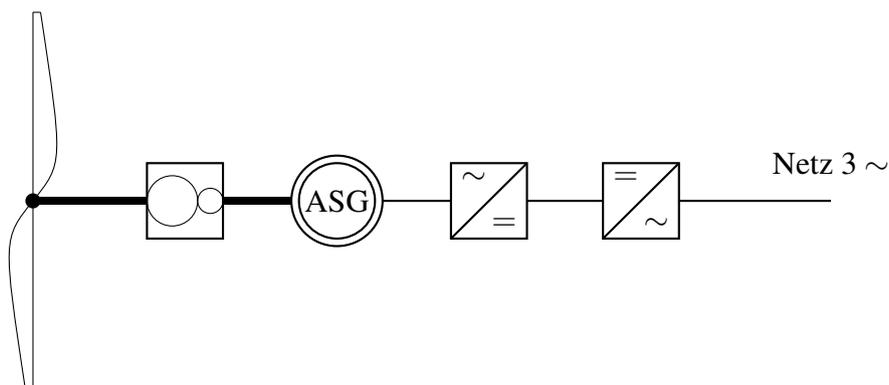


Abbildung 1.4.: Asynchrongenerator mit Vollumrichter

Abbildung 1.4 zeigt den Asynchrongenerator mit Vollumrichter. Anstelle eines Asynchron wird hier auch häufig ein Synchrongenerator verwendet. Das Konzept erlaubt die volle Ausnutzung des Drehzahlbereichs des Generators. Daher gibt es auch Ausführungen ohne Getriebe. Dieses Konzept ermöglicht die Einspeisung konstanter Wirk- als auch Blindleistung im dynamischen Betrieb. Allerdings entstehen hohe Kosten durch die weite Auslegung der Leistungselektronik. [vgl. 13]

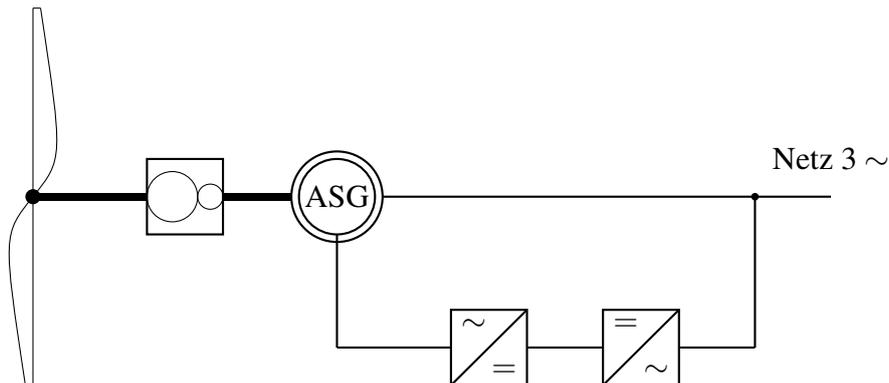


Abbildung 1.5.: Doppelt gespeister Asynchrongenerator

Der doppelt gespeiste Asynchrongenerator aus Abbildung 1.5 stellt das dritte Generatorkonzept dar, welches in dieser Arbeit entwickelt wird. Der typische Drehzahlbereich ist meist um 30% um die Nenndrehzahl des Generators ausgelegt. In diesem Bereich ist ein drehzahl geregelter Betrieb möglich und somit die Einspeisung konstanter Wirk- als auch Blindleistung wie bei einem Asynchrongenerator mit Vollumrichter. Im Gegensatz zum zweiten Konzept kann hier der Teilumrichter auf kleinere Leistungen ausgelegt werden und ist damit weniger kostenintensiv. [vgl. 13]

### 1.3. Geschichte der Asynchronmaschine mit reduziertem Drehzahlbereich

Die erste Methode zur Nutzung der Rotorleistung bei Schleifringläufern ist die Verwendung von Läuferzusatzwiderständen im Rotorkreis zum Anlaufen des Motors und zur Steuerung der Drehzahl. Dieses Verfahren wurde von Michail von Dolivo-Dobrowolsky um 1890 entwickelt, dem Erfinder der Drehstrom-Asynchronmaschine. Das Verfahren flacht die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie ab. Die Rotorleistung wird jedoch nicht genutzt, sondern nur in Wärme in den Widerständen umgewandelt.

Dementsprechend wurden weitere Schaltungen entwickelt, die die Schlupfleistung nutzbar machen sollten. Eine der ältesten Ausführungen ist dabei das Krämer-Prinzip. Mit einem

ungesteuerten Gleichrichter wird die Rotorspannung in eine proportionale Gleichspannung umgewandelt. Somit kann die dem Motor entnommene Schlupfleistung in Form von Gleichspannung verwendet werden. Bei dem Krämer-Prinzip wird diese zusätzliche Leistung mit einem Gleichstrommotor in mechanische Leistung gewandelt. [vgl. 10]

Arthur Scherbius, der als Erfinder der ENIGMA gilt, nutzte in den frühen Jahren des 20. Jahrhunderts eine ähnliche Ausführung. Er ersetzt dabei die Gleichstrommaschine und speist die gewonnene Leistung mit Hilfe eines netzgeführten Wechselrichters ins Netz zurück (Scherbius-Prinzip). Der Entwurf erlaubt den bidirektionalen Leistungsfluss in dem Rotorkreis, womit die Maschine unter- und oberhalb der Synchrondrehzahl betrieben werden kann. [vgl. 10]

Daraus sind unterschiedliche Variationen dieses Entwurfs hervorgegangen. Eine der ersten in der Literatur aufgeführten Arbeiten nutzt eine Auslegung ähnlich der des Krämer-Prinzips, allerdings wird die rotorseitige Diodenbrücke durch einen stromgeführten (natürlich kommutierenden) Gleichstrom Umrichter ersetzt. Eine andere frühe Abwandlung des Scherbius-Prinzips gebraucht einen zwischen Stator und Rotor geschalteten Direktumrichter. Jedoch haben Direkt- und stromgeführte Umrichter den Nachteil, dass sie einen hohen Anteil an Oberschwingungen in den Rotorströmen produzieren. Diese wirken sich aufgrund des transformatorischen Verhaltens der Maschine ebenso statorseitig aus. [vgl. 4]

Die Nachteile der natürlich kommutierenden Umrichter können durch die Benutzung zweier hintereinander geschalteter, pulsweitenmodulierter, spannungsgeführter und stromgeregelter Wechselrichter im Rotorkreis überwunden werden. [4]

## 1.4. Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung ist, den Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg um die Regelung einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine zu erweitern. Als Grundlage dienen hierzu die vorausgegangenen Arbeiten, um möglichst viele Synergien zum bestehenden System zu erzeugen. Dabei sind die Aufgaben im Einzelnen:

- Entwurf einer feldorientierten Regelung für ein Antriebssystem mit doppelt gespeister Asynchronmaschine.
- Test des Regelungsentwurfs und ausführliche Untersuchung vom stationären und dynamischen Betriebsverhalten des Antriebssystems mit doppelt gespeister Asynchronmaschine unter Einsatz von Simulationstools.
- Realisierung, Inbetriebnahme, Test, Validierung und Optimierung des Antriebssystems mit doppelt gespeister Asynchronmaschine unter Einsatz eines echtzeitfähigen Steuergeräts.

Zur strukturierten Umsetzung wird dazu zunächst:

- Ein Maschinenmodell der doppelt gespeisten Asynchronmaschine entwickelt. Dieses soll so gestaltet sein, dass es möglich ist, Drehzahl / Wirk- und Blindleistung als Regelgrößen möglichst unabhängig voneinander zu regeln. Die Stellgröße ist hierbei der Rotorstrom.
- Zur Synthese und Verwendung von „Standardreglern“ wird das Maschinenmodell vereinfacht sowie die Synthese durchgeführt.
- Ein Simulationsmodell wird zur Untersuchung des geregelten Betriebsverhaltens aufgebaut und getestet. Dazu wird das Modell aus [18] als Grundlage verwendet und dahingehend ausgebaut, dass die doppelt gespeiste Asynchronmaschine untersucht werden kann. Das Modell zeichnet sich durch seinen besonders hohen Detailgrad aus, wodurch es möglich ist, auch leistungselektronische Komponenten detailliert zu betrachten.
- Der Test am realen Antriebssystem vorgenommen.

Ferner sind praktische Arbeiten am Versuchsstand auszuführen:

- Die Integrierung der Gleichstrommaschine aus [9].
- Das Einfügen einer neuen Drehmomentmesswelle. Hierzu ist ein Sockel zu konstruieren, der das Messgerät auf Maschinenwellenhöhe bringt.
- Die Einbindung noch nicht integrierter Messwandler für den Betrieb der doppelt gespeisten Asynchronmaschine.

## 2. Grundlagen

Als Wind wird eine gerichtete, stärkere, bewegte Luft bezeichnet. Die Hauptursache ist der räumliche Unterschied der Luftdruckverteilung, der in der Regel durch die thermischen Vorgänge der Sonneneinstrahlung hervorgerufen wird. So ist die Einstrahlungsintensität der Sonne in der Nähe zum Äquator am stärksten und nimmt zu den Polen hin ab. Über dem Erdboden am Äquator bildet sich durch die erwärmte, aufsteigende Luft (verliert an Dichte) eine Tiefdruckrinne. Diesem Druckunterschied wird durch nachströmende Luft von beiden Erdhalbkugeln entgegengewirkt. In Verbindung mit der Erdrotation und der damit auf den Wind wirkenden Corioliskraft entsteht z. B. der bekannte Passat.

Da die auf die Erde wirkende Sonneneinstrahlung nicht homogen verteilt ist, die Erdoberfläche unterschiedliche Höhenstrukturen aufweist und eine schnellere Aufheizung bzw. Abkühlung des Landes im Vergleich zum Meer erfolgt, entstehen überall lokale Luftdruckunterschiede, die entsprechende lokale Winde zur Folge haben.

### 2.1. Grundlagen der Windkraftausnutzung

Eine Windkraftanlage ist ein Energiewandler. Ein Teil der kinetischen Energie in Form von Wind (bewegte Luft) wird in mechanische Arbeit umgesetzt. Die Beschreibung der elementaren physikalischen Vorgänge zur Entnahme mechanischer Leistung aus einem Luftstrom geht auf Albert Betz zurück. Dabei werden Vereinfachungen getroffen, z. B. wird eine reibungsfreie Strömung vorausgesetzt. Dennoch sind die Ergebnisse für praktische Überlegungen brauchbar. In erster Linie stellen sie aber die Grundlage für das Verständnis dar. [vgl. 7] Grundsätzlich kann man die kinetische Energie  $E$  aus einer Luftmasse  $m$ , die mit einer Geschwindigkeit  $v$  bewegt wird, mit folgender Gleichung ausdrücken:

$$E = \frac{1}{2} m v^2 \quad (2.1)$$

Die Luftmasse in Gleichung (2.1) ermittelt sich wie gewohnt aus dem Produkt von Dichte  $\rho$  und Volumen  $V$ :

$$m = \rho V \quad (2.2)$$

Der Volumenstrom  $\dot{V}$  ergibt sich aus einer bestimmten Querschnittsfläche  $A$ , die von der Luft mit der Geschwindigkeit  $v$  durchströmt wird.

$$\dot{V} = vA \quad (2.3)$$

Wird die Gleichungen (2.2) nach der Zeit abgeleitet und der Volumenstrom aus (2.3) eingesetzt, lässt sich der Massenstrom berechnen:

$$\dot{m} = \rho vA \quad (2.4)$$

Die Ableitung nach der Zeit der kinetische Energie  $E$  in Gleichung (2.1) und einsetzen des Massenstroms  $\dot{m}$  aus Gleichung (2.4) ergibt die Energiemenge pro Zeit, die durch eine Querschnittsfläche  $A$  fließt. Energiemenge pro Zeit ist Leistung:

$$P = \dot{E} = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.5)$$

Jedoch kann durch eine Windkraftanlage dem Wind nicht die gesamte Leistung entnommen werden. Der Entzug mechanischer Leistung ist nur durch die kinetische Energieentnahme möglich und bei unverändertem Massenstrom führt dies zur Verringerung der Strömungsgeschwindigkeit des Windes hinter dem Energiewandler. Dies führt zudem zu einer Vergrößerung der Querschnittsfläche (s. Gleichung (2.4)). Durch die Entnahme der gesamten Leistung wird folglich die Luftmasse vollständig abgebremst. Eine Windkraftanlage ist jedoch eine Strömungsmaschine und daher darf der Massenstrom nicht vollständig abgebremst werden. Die Wandlung der kinetischen Energie des Windes in mechanische Energie ist somit physikalisch begrenzt. Betz trägt diesem Umstand Rechnung, indem er einen Leistungsbeiwert  $c_p$  einführt. Dieser Faktor ist das Verhältnis der entziehbaren mechanischen Leistung des Wandlers zu der im Luftstrom enthaltenen Leistung.

$$P = \frac{1}{2} \rho A v^3 c_p(\lambda) \quad (2.6)$$

Der Leistungsbeiwert steht in Abhängigkeit zu der Schnelllaufzahl  $\lambda$ . Bei einer idealen Strömungsmaschine ohne Verluste beträgt der Höchstwert des Leistungsbeiwert  $c_p = 0,593$ . Dies bedeutet, dass die Windgeschwindigkeit in der Durchströmebene des Wandlers ungefähr zwei Drittel der ungestörten Windgeschwindigkeit beträgt und sich hinter dem Wandler auf ein Drittel verringert. Der Leistungsbeiwert wird hauptsächlich durch die Geometrie der Rotorblätter und deren Ausführungsart bestimmt. Moderne Windrotoren erlauben einen Leistungsbeiwert von circa 0,4 bis 0,5. Das ist etwa 67 % bis 84 % des theoretisch Erreichbaren.

Die Schnelllaufzahl  $\lambda$  berechnet sich aus der Drehzahl  $n$  des Generators, dem Außenradius

$R$  des Rotors und der Windgeschwindigkeit:

$$\lambda = \frac{n \pi R}{30v} \quad (2.7)$$

Mit einer entsprechenden  $c_p$ - $\lambda$ -Kennlinie kann der Verlauf der Leistung zur Drehzahl bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten berechnet werden. Abbildung 2.1 zeigt einen solchen exemplarischen Verlauf.

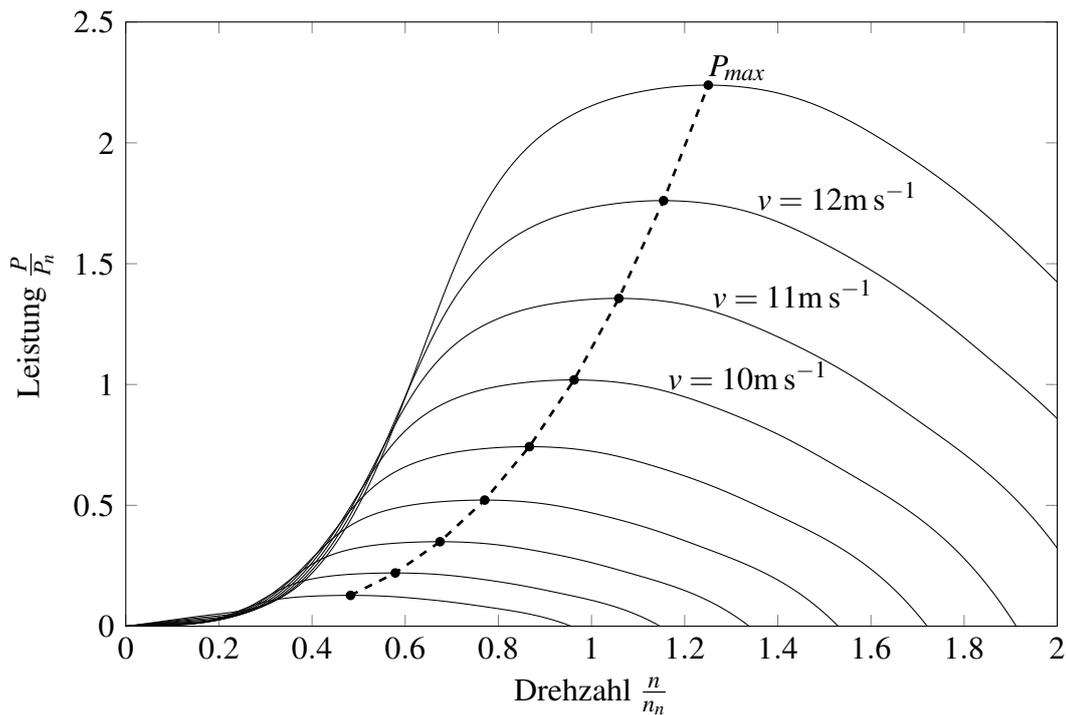


Abbildung 2.1.: Leistung-Drehzahl Kennlinie einer Windkraftanlage bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten ( $5 \text{ m s}^{-1}$  -  $13 \text{ m s}^{-1}$ )

Jede Leistungskurve hat ein Maximum bei einer bestimmten Drehzahl. Die gestrichelte Linie ist die Kennlinie zur maximalen Leistungsabnahme bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten. Zur optimalen Betriebsführung und zur Erzielung des maximalen Leistungsertrags der Windkraftanlage ist es also unabdingbar, den Generator drehzahlvariabel zu betreiben.

Außerdem fällt auf, dass der Drehzahlbereich der Kennlinie zur maximalen Leistungsabnahme eingeschränkt ist. Es reicht vollkommen aus, den Generator nur in einem reduzierten Drehzahlbereich zu betreiben und folglich die Dimensionierung, vor allem unter ökonomischen Gesichtspunkten, auf diesen Bereich zu begrenzen.

## 2.2. Überlegungen zur doppelt gespeisten Asynchronmaschine

Mit einem Umrichter im Rotorkreis kann die Rotorspannung bzw. der -strom quasi beliebig in Frequenz und Amplitude beeinflusst werden. Die doppelt-gespeiste Asynchronmaschine arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip:

$$n = \frac{f_S - f_R}{p} \quad (2.8)$$

Da der Stator ans Netz angeschlossen wird, ist die Statorfrequenz  $f_S$  konstant. Die Rotordrehzahl  $n$  kann somit direkt durch die Frequenz der Rotorströme  $f_R$  beeinflusst werden. Die mechanische Synchrondrehzahl bestimmt sich aus Statorfrequenz (Netzfrequenz) und der Polpaarzahl  $p$ :

$$n_{sync} = \frac{f_S \cdot 60 \frac{s}{min}}{p} \quad (2.9)$$

Mit der Synchrondrehzahl wird der Schlupf definiert. Dieser ist die Differenz aus Synchrondrehzahl und Rotordrehzahl. Üblicherweise als Prozentwert angegeben:

$$s = \frac{n_{sync} - n}{n_{sync}} = \frac{f_R}{f_S} \quad (2.10)$$

Die Beeinflussung der Rotorspannungen und -ströme bei frei wählbarer Frequenz und Amplitude hat zudem Einfluss auf die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der Maschine. Diese wird parallel verschoben. Abbildung 2.2 zeigt diesen Sachverhalt. Die durchgezogene Linie ist die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der Maschine bei gedachtem Kurzschlussläufer. Im negativen Moment arbeitet die Maschine im Generatorbetrieb. Eine Verschiebung der Kennlinie entlang der Abszisse ermöglicht einen weit größeren Arbeitsbereich. Liegt die Drehzahl unterhalb der Synchrondrehzahl und ist das Moment negativ befindet man sich im untersynchronen Generatorbetrieb. Dazu muss Energie in den Rotor gespeist werden um statorseitig Energie zu entnehmen. Im übersynchronen Generatorbetrieb verhält es sich genau andersherum. Hier wird Energie sowohl stator- als auch rotorseitig entnommen.

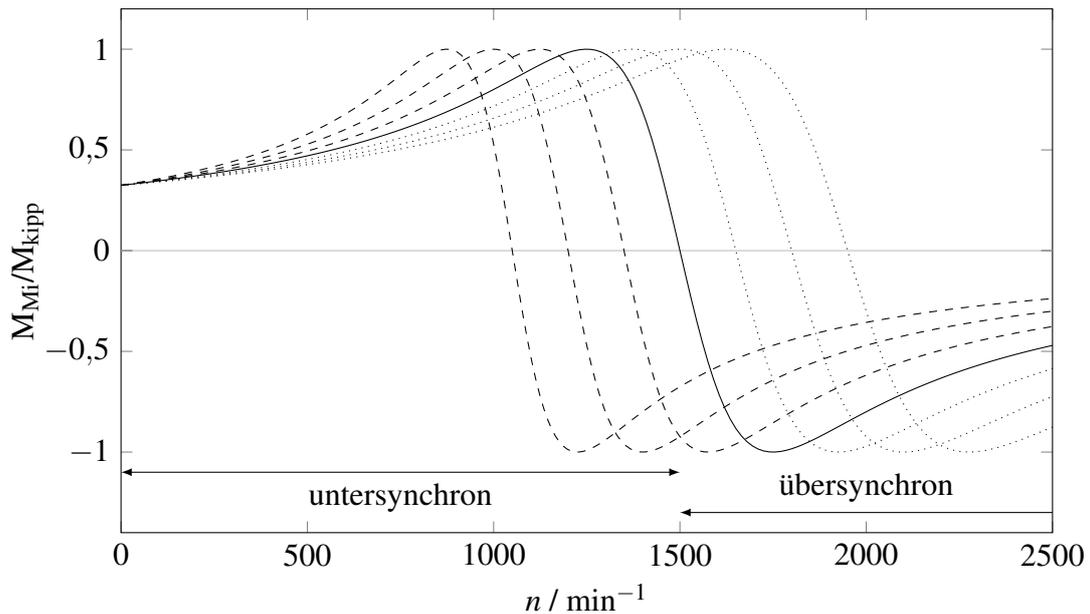


Abbildung 2.2.: Drehmoment-Drehzahlkennlinie

Die Leistungsbilanz der Maschine stellt sich wie folgt dar:

$$P_{mech} = P_S - (P_{cuS} + P_{Fe} + P_f + P_{Rges}) \quad (2.11)$$

Die abgegebene mechanische Leistung  $P_{mech}$  ist die Differenz aus ständerseitiger abgegebener Wirkleistung  $P_S$  und der Summe aus den ständerseitigen Kupferverlusten  $P_{cuS}$ , der Eisenverluste im Ständer  $P_{Fe}$ , den Reibungsverlusten  $P_f$  sowie der „Verluste“ im Läuferkreis  $P_{Rges}$ . Auch die „Verluste“ im Läuferkreis setzen sich in Analogie zum Stator aus der aufgenommenen Wirkleistung, den Kupferverlusten etc. im untersynchronen Betrieb zusammen. Gelangt man nun über Schleifringe an die Leistung des Rotorkreises, kann ein Teil der Leistung im übersynchronen Betrieb in das Netz zurückgespeist werden. Bei Vernachlässigung der Eisen- und Reibungsverluste lässt sich der Leistungsfluss darstellen. Abbildung 2.3 zeigt den Leistungsfluss im unter- und übersynchronen Betrieb exemplarisch in einem Sankey Diagramm.

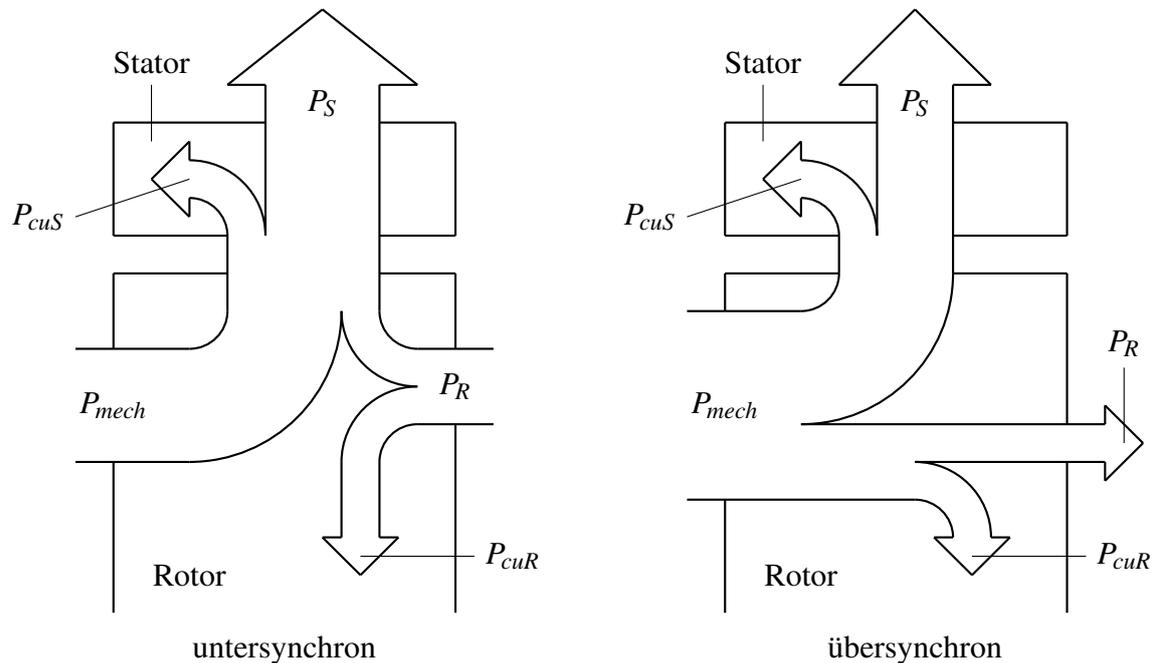


Abbildung 2.3.: Sankey Diagramm des Leistungsflusses

Bei größeren Maschinen sind die ohmschen Ständerverluste vernachlässigbar klein. Wenn zudem auch die Eisen- und Reibungsverluste nicht berücksichtigt werden, ist die innere Leistung  $P_i = P_S$ . Mit  $P_R = s \cdot P_i$  ergibt sich die Leistungsbilanz zu:

$$P_{mech} = P_S - P_R = P_S - s \cdot P_S \quad (2.12)$$

Zum einen erkennt man in der Gleichung (2.12), dass die Leistung des Läuferkreises nur das Schlupffache der des Stators beträgt. Der Umrichter im Rotorkreis kann somit wesentlich kleiner dimensioniert werden als ein vergleichbarer Vollumrichter im Statorkreis. Man kann auch nicht mehr allgemein von Verlusten im Rotorkreis sprechen. Im übersynchronen Betrieb ist der Schlupf negativ, sodass Leistung aus dem Rotorkreis hinausgeführt werden kann.

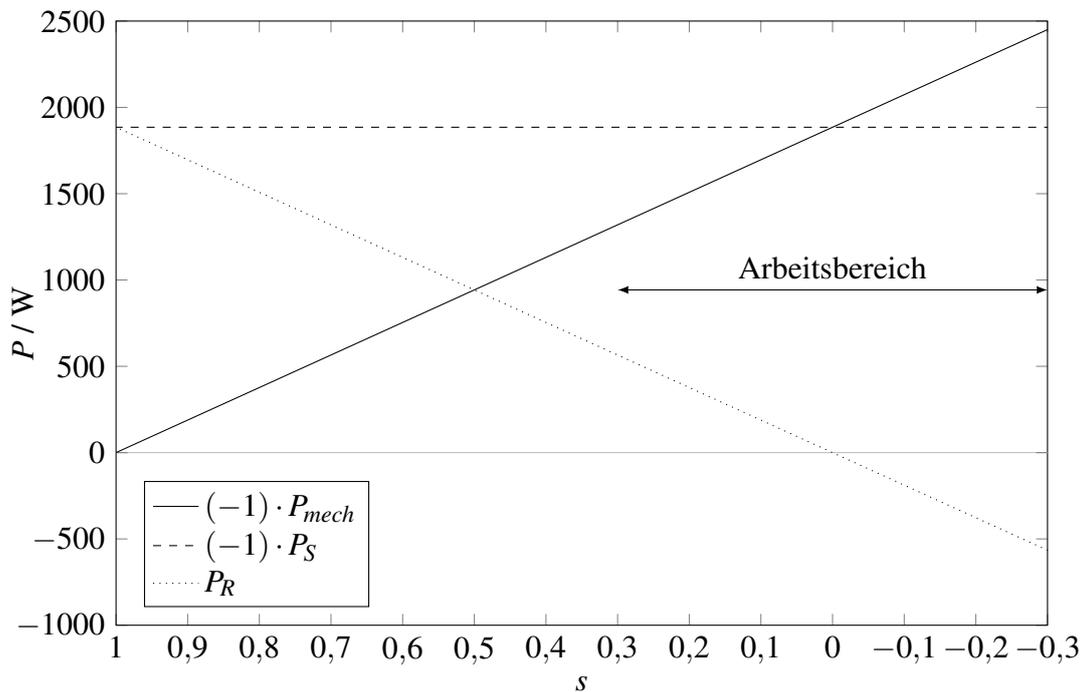


Abbildung 2.4.: Idealer Leistungsverlauf bei 12 N m Belastung

Mit der Leistungsbilanz aus Gleichung (2.12) kann ferner der ideale Leistungsverlauf bei einer festen Belastung bestimmt werden. Die mechanische Leistung berechnet sich wie gewohnt aus:

$$P_{mech} = 2 \pi \frac{n}{60s} \cdot M_W \quad (2.13)$$

In Abbildung 2.4 ist die Leistung im Verbraucher-Zählpeilsystem in Abhängigkeit zum Schlupf bei einem Widerstandsdrehmoment von 12 N m aufgezeichnet. Der Arbeitsbereich ist von  $s = 0,3$  bis  $s = -0,3$  definiert. Im synchronen Betriebspunkt bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  ist die Rotorleistung 0 W, die Statorleistung ist gleich der mechanisch zugeführten Leistung  $P_{mech}$ . Im untersynchronen Arbeitsbereich wird der Maschine Leistung rotorseitig zugeführt. Im übersynchronen Betriebsbereich wird der Maschine Leistung rotorseitig entnommen. Die statorseitige Leistung  $P_S$  bleibt über den kompletten Schlupfbereich konstant.

### 3. Der Versuchsstand

Der Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg bietet den Studierenden die Möglichkeit, alle drei in Abschnitt 1.2 beschriebenen Generatortypen untersuchen zu können. Das System ist dabei derart flexibel gestaltet, dass durch einfache Änderung der Anschlüsse zwischen den Generatortypen gewechselt werden kann. Die Studierenden können dadurch die unterschiedlichen Generatoren kennenlernen, die Vor- und Nachteile der Systeme ergründen und gegeneinander vergleichen. Abbildung 3.1 zeigt den schematischen Aufbau des Versuchsstandes bei Betreiben des doppelt gespeisten Asynchrongenerators.

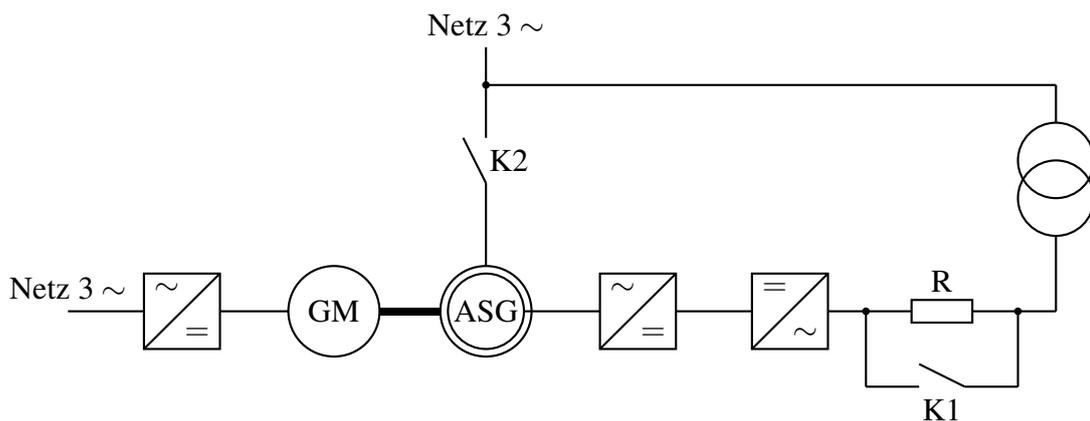


Abbildung 3.1.: Schematischer Aufbau des Versuchsstandes für Windenergie der HAW Hamburg bei Betreiben des doppelt gespeisten Asynchrongenerators

Der Versuchsstand besteht aus einer Asynchronmaschine, die als Generator dient und einer Gleichstrommaschine, die den Generator antreibt und somit den Wind simuliert. Zwischen den beiden Maschinen ist eine Drehmomentmesswelle montiert (in der Abbildung nicht eingezeichnet), die Drehzahl und Drehmoment des Triebstrangs misst und die Anzeige über ein externes Messgerät ermöglicht.

Die Gleichstrommaschine wird mit Hilfe eines 4-Quadranten-Stromrichters betrieben. Der Stator der Asynchronmaschine wird über ein Schütz K2 (Statorschütz) direkt ans Netz geschaltet. Rotorseitig wird die Asynchronmaschine durch einen Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis gespeist. Zum Laden des Zwischenkreises sind dem Umrichter Vorladewiderstände in jeder Phase vorgeschaltet. Die Widerstände werden mit dem Schütz

K1 (Vorladeschütz) nach dem Aufbau der Zwischenkreisspannung überbrückt. Da der Rotorkreis ein geringeres Spannungsniveau benötigt, ist zwischen Rotorkreis und Netz ein Drehstrom-Transformator geschaltet.

Der Konzeptentwurf und die Komponentenbeschaffung dieses Versuchsstandes wird in der Arbeit [6] untersucht. In der Thesis [16] erfolgt eine Konzepterweiterung und ein erster Aufbau und Test des Umrichters. [18] entwickelt die Regelung des Asynchrongenerators mit Vollumrichter. Der Aufbau und der Entwurf der Regelung der Gleichstrommaschine wird in der Arbeit [9] behandelt.

Das System der Asynchronmaschine umfasst neben der Maschine einen Schaltschrank, in welchem das Leistungsteil zur Ansteuerung untergebracht sind. Hinzu kommen Netzteile, Sicherungen und Messwandler sowie die dazugehörige Signalanpassung. Die Steuerung und Regelung erfolgt auf einer externen Recheneinheit, die wiederum mit einer Bedienoberfläche auf einem PC verbunden ist. In den nachfolgenden Abschnitten wird näher auf diese Komponenten eingegangen, eingangs erwähnte Umbaumaßnahmen an dem Versuchsstand erklärt sowie Verbesserungsmöglichkeiten aufgezeigt.

### 3.1. Aufbau des Versuchsstandes

Der Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg besteht im Wesentlichen aus zwei Systemen, der Gleichstrommaschine als Antriebsmaschine und der Asynchronmaschine als Generator. Beide sind auf einem Maschinentisch fest miteinander verkoppelt. Zwischen beiden ist außerdem eine Drehmomentmesswelle montiert. Abbildung 3.2 zeigt den Laboraufbau. Auf der linken Seite des Bildes ist die Asynchronmaschine, auf der rechten Seite die Gleichstrommaschine zu sehen. Die Drehmomentmesswelle ist zwischen den beiden Maschinen angebracht. In Abbildung 3.3 sind die Schaltschränke zu sehen, die die Leistungselektronik enthalten. Der linke Schrank enthält die Ansteuerung für die Gleichstrommaschine, der rechte die für die Asynchronmaschine. Ganz rechts sieht man auf dem Bild außerdem den Bremswiderstand sowie ganz links, als weißer Kasten, die Recheneinheit.

Die Schleifring-Asynchronmaschine hat eine Nennleistung von 5 kW und wird rotorseitig durch einen Umrichter mit Zwischenkreis gespeist. Bei der Antriebsmaschine handelt es sich um eine Gleichstrom-Nebenschlussmaschine mit einer Nennleistung von 6,9 kW mit Fremdlüfter. Statorseitig schaltet ein Schütz (Statorschütz) den Stator ans Netz. Zwischen netzseitigen Wechselrichter und Netz sind zudem in jeder Phase Vorladungswiderstände geschaltet, die mit Hilfe eines Schützes (Vorladeschütz) überbrückt werden können. Ein Drehstrom-Transformator mit einer Nennleistung von 2,5 kW senkt das Netzspannungsniveau von 400 V auf 100 V und speist damit den Umrichter. Ein Aufbau ohne Transformator mit höherer Zwischenkreisspannung wäre ebenso möglich. Allerdings entstehen dadurch bei niedriger Ausgangsspannung höhere Stromüberschwingungen im tiefen Frequenzbereich. [vgl. 3] Die Nennleistung des Transformators darf daher geringer sein als die der Asynchronmaschine, da nur das Schlupffache der Statorleistung auf der Rotorseite wirkt.

Jede Maschine hat zudem einen Inkrementalwertgeber zu Drehzahlerfassung. Die Hardware der Gleichstrommaschine wird ausführlich in [9] beschrieben und ist daher nicht Teil dieser Arbeit.

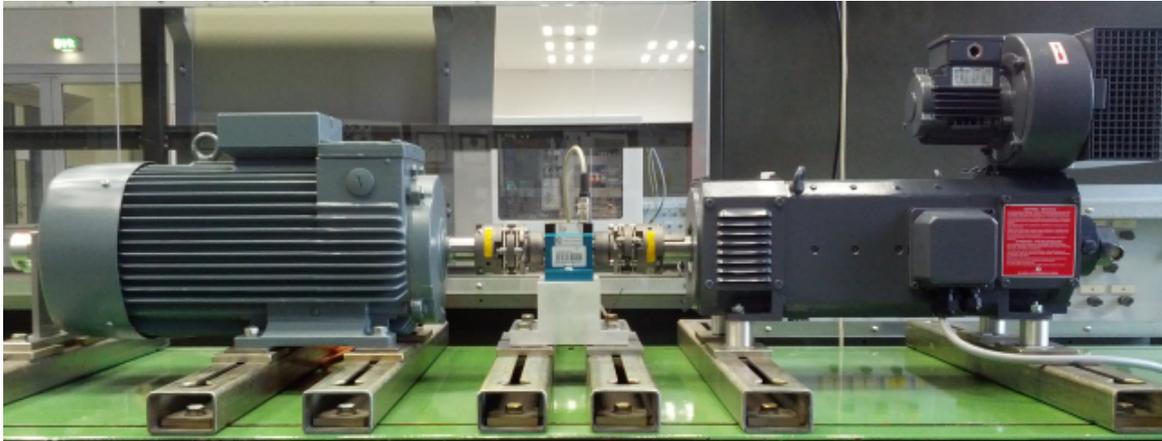


Abbildung 3.2.: Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg



Abbildung 3.3.: Versuchsstand für Windenergie der HAW Hamburg, Schaltschränke

## 3.2. Der Leistungsteil

Die Umrichter bestehen jeweils aus einer selbstgeführten B6 IGBT-Brücke, die einen Gleichstrom-Zwischenkreis umschließen. In dem Zwischenkreis ist zusätzlich eine selbst-

gesteuerte B2 IGBT-Brücke installiert, die als Bremschopper dient und mit deren Hilfe Energie über einen Bremswiderstand abgeführt werden kann. Die Ansteuerung der drei Brücken erfolgt jeweils durch eine eigene Treiberplatine. Auf ihr befindet sich unter anderem eine galvanische Trennung zwischen Steuer- und Leistungsebene. Daneben wird intern die Ausgangsspannung überwacht und Fehler wie z. B. Unterspannung diagnostiziert.

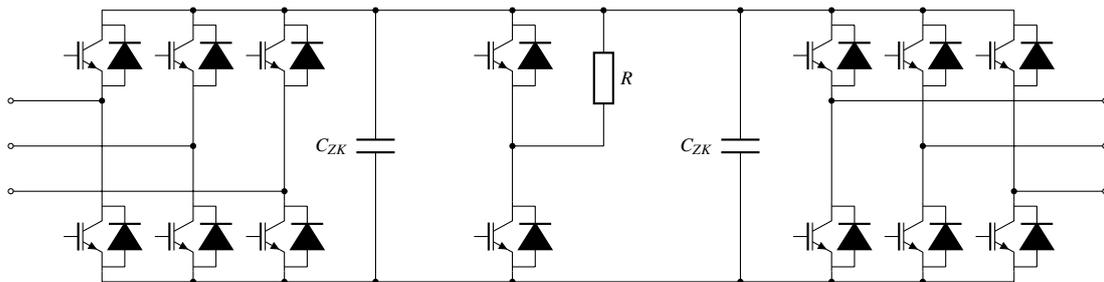


Abbildung 3.4.: Schaltplan des Umrichters

Abbildung 3.4 zeigt den Schaltplan des Umrichters. Auf jeder Seite ist eine B6 IGBT-Brücke mit Zwischenkreiskapazität zu sehen. In der Mitte schaltet die selbstgesteuerte B2 IGBT-Brücke den Bremswiderstand an den Zwischenkreis, um überschüssige Energie im Zwischenkreis in thermische Energie umzuwandeln. Die Auslegung des Bremswiderstandes findet sich in [18].

### 3.3. Die Recheneinheit

Auf der Recheneinheit wird der Steuerungs- und Regelungsalgorithmus in Echtzeit ausgeführt. Die Recheneinheit ist nach einem modularen Hardware-Konzept aufgebaut und bietet somit eine möglichst hohe Flexibilität. Sie besteht aus einer Prozessorplatine DS1006 der Firma dSPACE, welche einen AMD Opteron™ 252, 2,6GHz, 64-Bit-Server-Singlecore-Prozessor beinhaltet und kann bei Bedarf um weitere Prozessorplatinen zu einem Multiprozessorsystem erweitert werden. Neben der hohen Rechenleistung zur Echtzeitanwendungen werden außerdem I/O-Kapazitäten zur Verfügung gestellt. Die Programmierung erfolgt vollständig aus Simulink®. Das Modell wird auf dem Prozessorboard ausgeführt.

Abbildung 3.5 zeigt die Recheneinheit. Jeweils vertikal verlaufen die einzelnen Platinen. Ganz rechts befindet sich z. B. die Prozessorplatine DS1006 neben dem Netzteil.



Abbildung 3.5.: Die Recheneinheit

Neben dem Prozessorboard werden insbesondere für die hochauflösende Signalverarbeitung weitere Boards verwendet. Hierzu zählt das DS5202 mit den Erweiterungen EV1048 und EV1062. Die DS5202 FPGA-basierende Platine ist für die Low-Level-Verarbeitung der hochauflösenden Signale verantwortlich. Dies ist z. B. die Berechnung der Geschwindigkeit und der Rotorposition aus den Encodernsignalen. Über einen PHS-Bus (Peripheral High-Speed) ist die FPGA-basierende Platine mit der Prozessorplatine DS1006 verbunden. Die EV1048 Huckepackplatine dient zur Signalkonditionierung, d.h. es können eine Vielzahl an Sensor- und Signaltypen angeschlossen werden. Sie stellt digitale Ein- und Ausgänge, RS485-Schnittstellen sowie Digital-Analog-Umsetzer als auch Analog-Digital-Umsetzer zur Verfügung. So bildet sie z. B. die Schnittstelle zum Inkrementalwertgeber der Asynchronmaschine. Mit der Erweiterungsplatine EV1062 wird das System überdies um PWM-Ausgänge ergänzt. Über diese Platine werden die beiden Wechselrichter der Asynchronmaschine angesteuert.

Daneben wird die Recheneinheit mit der DS2004 High-Speed A/D und der DS4003 Digital I/O Platine komplementiert. Die DS2004 Platine stellt weitere Analog-Digital-Schnittstellen zur Verfügung. Die Platine erfasst die analogen Signale der Messwandler, um Spannungen und Ströme einzulesen. Mit der DS4003 werden eine Vielzahl digitaler I/O-Kanäle bereitgestellt. Damit werden z. B. die Schütze angesteuert, deren Schaltzustand überwacht und mögliche Fehler z. B. der Wechselrichter erfasst.

### 3.4. Konstruktive Neugestaltung der Laboranlage

Neben den theoretischen Überlegungen, die letzten Endes in dem Steuerungs- und Regelalgorithmus wirken, sind praktische Umbaumaßnahmen an dem Versuchsstand notwendig. Diese umfassen den kompletten Neuaufbau. Abbildung 3.6 zeigt den Laborversuch vor dem Umbau. Hier wird eine Servomaschine als Antrieb und eine andere Drehmomentmesswelle benutzt (vgl. aktuellen Aufbau in Abbildung 3.2). Die Servomaschine wird durch die in [9] entwickelte Gleichstrommaschine ersetzt, ferner werden neue drehsteife Wellenkupplungen verwendet. Da die Wellenhöhe der Gleichstrommaschine geringer ausfällt als die Höhe der Asynchronmaschine werden Abstandshalter in Form von Zylindern gefertigt, die diesen Höhenunterschied ausgleichen. Zusätzlich fällt die neue Drehmomentmesswelle in ihrer Bauform deutlich kleiner aus. Daher wird hierfür ein Sockel gefertigt, der diesen Höhenunterschied ausgleicht. Die Konstruktionszeichnungen des Sockels sind im Anhang in den Abbildungen A.3 - A.5 zu finden.

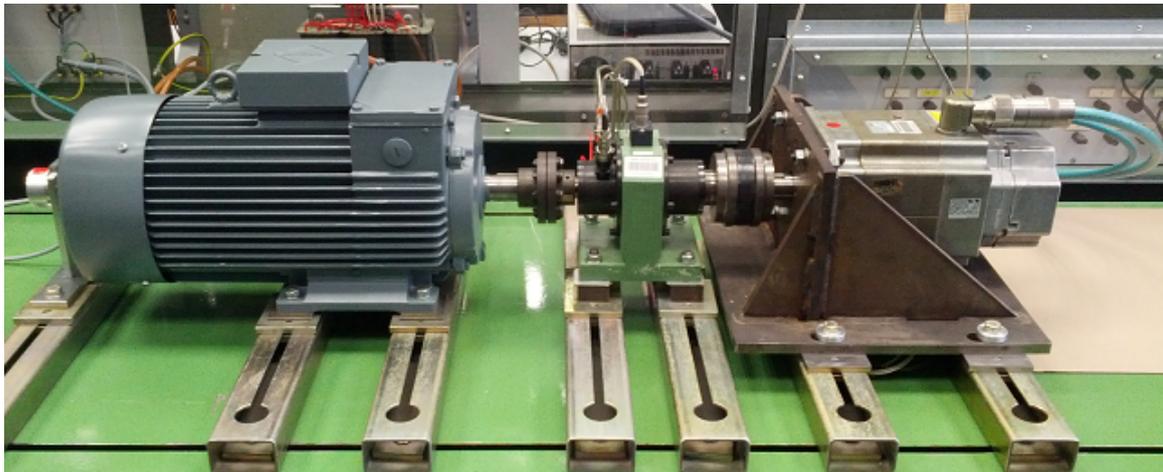


Abbildung 3.6.: Der alte Versuchsstand

Die Abgriffspunkte der Messwandler zur Erfassung von Strom und Spannungen werden in dem Schaltschrank der Asynchronmaschine ebenso neu gestaltet. Bisher wurden die Spannungen und Ströme des Stator- und Rotorzweigs gemeinsam direkt hinter dem Hauptschalter gemessen. Bei statorseitiger Regelung der Wirk- und Blindleistung muss zur Bestimmung der Regelgröße zunächst die Differenz aus Gesamtströmen /-spannungen und Rotorströmen /-spannungen erfolgen. Dabei können die rotorseitigen Größen verrauscht sein. Dies führt ebenso zu einem Verrauschen der statorseitigen Größen und der damit verbundenen Regelgrößen. Dies ist für eine gute Regelung nicht erwünscht. Daher werden diese Messwandler in dem Statorzweig verdrahtet. Damit können auch alle vorherigen Auslegungen, wie Betrieb mit Vollumrichter, ohne Änderungen durchgeführt werden. Trotzdem wird

eine möglichst verrauscharme Generierung der Regelgrößen zugelassen. Der entsprechende Schaltplan mit den neu platzierten Messwandlern findet sich im Anhang in Abbildung A.1. Der alte Schaltplan findet sich in [16].

Auch das Sicherungskonzept im Statorkreis wird überarbeitet. Vorgesehen waren hierfür Sicherungseinsätze der Betriebsklasse gRL. Diese setzt sich aus zwei Betriebsklassen gR (Ganzbereichs-Halbleiterschutz) und gL (Ganzbereich-Leitungsschutz) zusammen und resultiert in einem ultra-flinken Verhalten. Bei dem Betrieb der Asynchronmaschine mit Vollumrichter befindet sich zwischen der Sicherung und der Maschine der Vollumrichter. Hier ist eine solche Sicherung notwendig und zweckdienlich. Im Betrieb der doppelt-gespeisten Asynchronmaschine befindet sich die Sicherung allerdings unmittelbar vor dem Stator. Die hohen Anlaufströme der Maschine bei Zuschaltung des Satorschützes führen zu einem sofortigen Auslösen der Sicherung. Daher werden diese durch träge Sicherungen ersetzt.

Das Sicherungskonzept des Rotorkreises bietet bei dem aktuellen Laboraufbau nicht den maximalen Schutz. Primärseitig ist die Leitung des Transformators durch eine träge Sicherung vor Überlast und Kurzschluss geschützt. Sekundärseitig und insbesondere zur Absicherung des Umrichters kann momentan kein Schutz gewährleistet werden. Der Aufbau des Schaltschranks lässt die Erweiterung der Sicherungen nicht zu.

## 4. Die doppelt gespeiste Asynchronmaschine

Wird eine Schleifringläufer-Asynchronmaschine statorseitig an ein Netz mit konstanter Frequenz angeschlossen und der Rotorkreis mit Gleichstrom erregt, so nimmt die Maschine bekanntlich Synchronverhalten an. Ein konstantes Drehmoment kann nur erzeugt werden, wenn der Rotor synchron mit dem Ständerdrehfeld umläuft. Die Maschine kann dann Blindleistung liefern aber zugleich werden die Probleme einer netzgespeisten Synchronmaschine offensichtlich. Hierzu zählen das Anlaufen und die Synchronisierung ebenso wie die Schwingungsfähigkeit des Systems und das ausgeprägte Kippmoment. Dies trifft auch dann zu, wenn anstelle von Gleichstrom ein Wechselstrom mit vorgegebener Schlupffrequenz zur Erregung auf die Rotorwindungen gespeist wird. Es ändert sich lediglich die Drehzahl. Aus diesen Gründen ist der Betrieb einer doppelt-gespeisten Asynchronmaschine mit konstanter Rotor-Frequenz unattraktiv. [vgl. 10]

Die Situation ändert sich jedoch, wenn die Drehstromdurchflutung des Rotors von der Lage des Netzspannungsvektors und der Winkelposition des Rotors abhängig ist. Die Maschine verliert dann ihre „synchronen“ Eigenschaften vollkommen und kann mit beliebigen Drehzahlen und netzseitigem Blindstrom betrieben werden. Die Schwingungsneigung besteht nun nicht mehr. [vgl. 10]

Mit einem Umrichter im Läuferkreis, der die Vorgabe der sinusförmigen Rotorströme nach der Rotor-Winkelposition und der Lage des Vektors der Netzspannungen betreibt, kann eine überlagerte Drehzahl- bzw. Wirk- und Blindleistungsregelung ermöglicht werden. [vgl. 10]

Das mathematische Modell einer symmetrischen Drehstrom-Asynchronmaschine kann mit verschiedenen vereinfachten Annahmen hierzu verwendet werden. Es muss nur an die neuen Randbedingungen angepasst werden. Die Rotorwindungen werden dabei von dem Umrichter gespeist. Dadurch wird von Rotorstrom-Einprägung ausgegangen. Das hat den Vorteil, dass der Rotorkreis keinen Einfluss mehr auf die Dynamik der Maschine hat und die mathematische Behandlung einfacher wird. [vgl. 10]

## 4.1. Voraussetzungen und Vereinfachungen

Für die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine bildet der Schleifringläufermotor die Grundlage. Der Motor besteht aus zwei Teilen. Dem äußeren, feststehenden Stator oder Ständer und dem darin drehenden Läufer bzw. Rotor. Stator und Rotor bestehen wiederum aus drei um  $120^\circ$  symmetrisch angeordneten Wicklungen. Die Läuferwicklungen werden über Schleifringe nach außen geführt.

Zur Beschreibung werden zunächst folgende Vereinfachungen getroffen:

- konstante Luftspaltbreite  $\delta$
- symmetrische Verteilung der Wicklungen in Ständer und Rotor
- Feldverteilung längs des Umfangs der Maschine ideal sinusförmig, entlang der Maschinenachse konstant
- Vernachlässigung der End- und Nutungseffekte
- keine Eisenverluste, keine Eisensättigung, unendliche Permeabilität des Eisens
- keine Temperatur- und Frequenzabhängigkeit der elektrischen Größen
- die dreiphasigen Wicklungen in Rotor und Stator sind sternförmig verschaltet, die Sternpunkte sind nicht angeschlossen

## 4.2. Grundgleichungen der Asynchronmaschine

Abbildung 4.1 zeigt den Querschnitt der Asynchronmaschine. In Stator und Rotor sind jeweils die Ersatzschaltbilder der einzelnen Wicklungen abgebildet. Diese sind symmetrisch um  $120^\circ$  zueinander angeordnet.

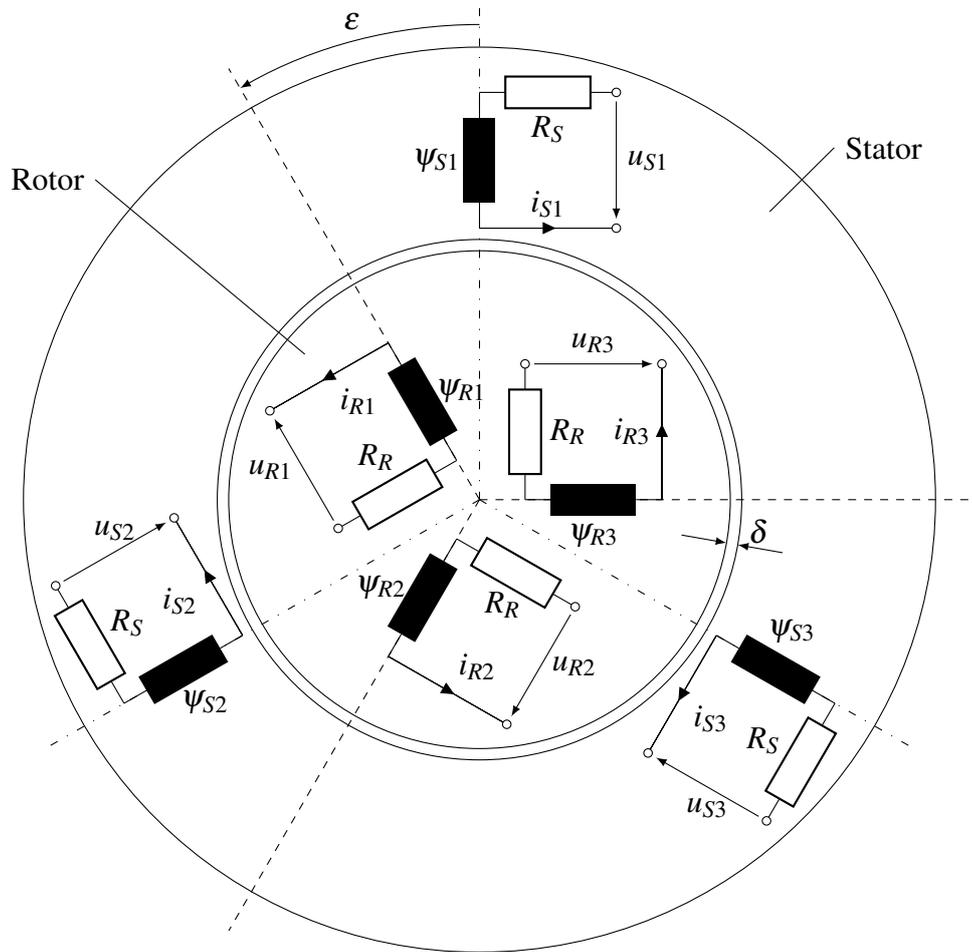


Abbildung 4.1.: Querschnitt des Maschinenmodells

Im dreiphasigen Originalsystem beschreiben Spannungsgleichungen des Ständers und des Rotors das elektrische Verhalten der Asynchronmaschine in Form von Differentialgleichungen. Dabei gelten für Abbildung 4.1:

$$u_{Si}(t) = R_S \cdot i_{Si} + \frac{d\vec{\psi}_{Si}}{dt} \quad (4.1)$$

$$u_{Ri}(t) = R_R \cdot i_{Ri} + \frac{d\vec{\psi}_{Ri}}{dt} \quad (4.2)$$

mit  $i = 1, 2, 3$ .

Durch die Einführung von komplexen Spannungs- und Stromvektoren (Raumzeiger) anstelle der skalaren Größen können die Spannungsgleichungen des Ständers (4.1) und des Rotors

(4.2) übersichtlicher dargestellt werden:

$$\vec{u}_S = R_S \cdot \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \quad (4.3)$$

$$\vec{u}_R = R_R \cdot \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} \quad (4.4)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{\Theta} (M_{el} - M_W) \quad (4.5)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega_m \quad (4.6)$$

Neben den Differentialgleichungen, die das elektrische Verhalten beschreiben, sind hier die Differentialgleichungen angegeben, die das mechanische Verhalten beschreiben (4.5 und 4.6). Die Gleichungen sind im Verbraucher-Zählpeilsystem aufgestellt. Weiterhin ergeben sich die Spannungs- und Stromvektoren in den Gleichungen aus den jeweiligen drei Größen in den einzelnen Wicklungen. Für den komplexen Stator- und Rotorstrom gilt z. B.:

$$\vec{i}_S(t) = i_{S1}(t) + i_{S2}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{S3}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (4.7)$$

$$\vec{i}_R(t) = i_{R1}(t) + i_{R2}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{R3}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (4.8)$$

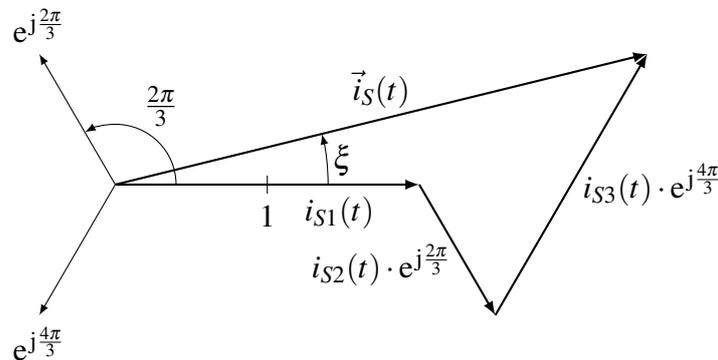


Abbildung 4.2.: Komplexer Stromvektor

Abbildung 4.2 zeigt die Konstruktion des komplexen Statorstromvektors  $\vec{i}_S(t)$ . Betrag und Winkel variieren jeweils mit der Zeit gemäß:

$$\vec{i}_S(t) = |i_S(t)| \cdot e^{j\xi(t)} \quad (4.9)$$

Für den komplexen verketteten Flussvektor in Ständer und Rotor gilt:

$$\vec{\psi}_S(t) = L_S \cdot \vec{i}_S(t) + M \cdot \vec{i}_R(t) \cdot e^{j\varepsilon} \quad (4.10)$$

$$\vec{\psi}_R(t) = L_R \cdot \vec{i}_R(t) + M \cdot \vec{i}_S(t) \cdot e^{-j\varepsilon} \quad (4.11)$$

$L_S$  und  $L_R$  sind hierbei die Eigeninduktivitäten der Stator- bzw. Rotorwicklung,  $M$  kennzeichnet die Gegeninduktivität von Stator- zur Rotorwicklung und  $\varepsilon$  den resultierenden Winkel zwischen der ersten Stator- zur ersten Rotorachse.

Aus den Gleichungen lässt sich zudem ein Schaltbild konstruieren. Dieses entspricht einem Transformator:

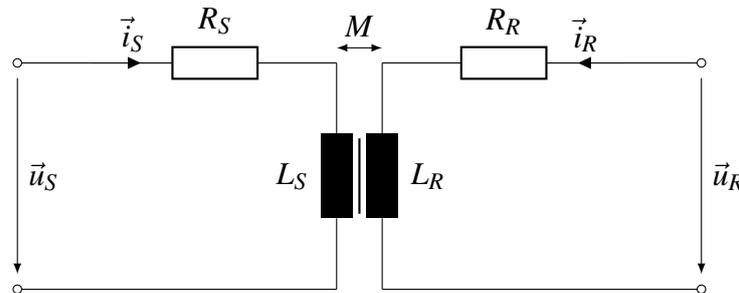


Abbildung 4.3.: Elektrisches Schaltbild der Maschine

Für die Statorinduktivitäten gilt dabei:

$$L_S = L_{hS} + L_{\sigma S} \quad (4.12)$$

$$L_S = (1 + \sigma_S) \cdot L_{hS} \quad (4.13)$$

$$\sigma_S = \frac{L_S}{L_{hS}} - 1 \quad (4.14)$$

$L_{hS}$  ist die Drehfeldinduktivität,  $L_{\sigma S}$  die ständerseitige Streuinduktivität. Zusammen ergeben beide die Eigeninduktivität des Stators.  $\sigma_S$  kennzeichnet die Ständerstreuiziffer.

In Analogie gilt für die Rotorinduktivitäten:

$$L_R = L_{hR} + L_{\sigma R} \quad (4.15)$$

$$L_R = (1 + \sigma_R) \cdot L_{hR} \quad (4.16)$$

$$\sigma_R = \frac{L_R}{L_{hR}} - 1 \quad (4.17)$$

Aus diesen Größen kann die Gegeninduktivität von Stator- zur Rotorwicklung  $M$  und der Blondelscher Streukoeffizient  $\sigma$  bestimmt werden:

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad (4.18)$$

$$M = \sqrt{L_{hS} \cdot L_{hR}} \quad (4.19)$$

Die Gegeninduktivität  $M$  verhindert einen anschaulichen Überblick über das Verhalten der Maschine in Abbildung 4.3. Deshalb wird ein Ersatzschaltbild eingeführt, in dem die galvanische Trennung aufgehoben wird und das Verhalten trotzdem in allen Betriebsfällen der

Originalschaltung entspricht. Hierzu wird üblicherweise die T-Schaltung benutzt. Die elektrische Betrachtung der Asynchronmaschine in den Systemgleichungen erfolgt zweckmäßig „statorseitig“. Deshalb werden alle elektrischen Größen und Parameter des Rotors bezogen auf den Stator mit Hilfe des Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  umgerechnet.

Das Übersetzungsverhältnis bestimmt sich aus den wirksamen Windungszahlen  $w$  von Stator zu Rotor:

$$\ddot{u} = \frac{w_S}{w_R} \quad (4.20)$$

Daraus ergeben sich folgende Zusammenhänge und Vereinfachungen:

$$\vec{u}_R'(t) = \ddot{u} \cdot \vec{u}_R(t) \quad (4.21)$$

$$\vec{i}_R'(t) = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \vec{i}_R(t) \quad (4.22)$$

$$R_R' = \ddot{u}^2 \cdot R_R \quad (4.23)$$

$$L_R' = \ddot{u}^2 \cdot L_R \quad (4.24)$$

$$L_{hR}' = \ddot{u}^2 \cdot L_{hR} = L_{hS} \quad (4.25)$$

$$M = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot L_{hS} \quad (4.26)$$

Mit den Gleichungen (4.21) - (4.26) kann das Ersatzschaltbild in T-Schaltung aufgestellt werden:

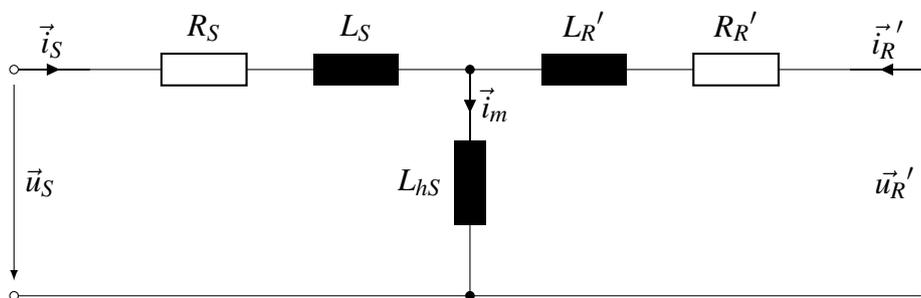


Abbildung 4.4.: T-Ersatzschaltbild

Durch das T-Ersatzschaltbild wird der Magnetisierungsstrom  $\vec{i}_m$  eingeführt. Dieser besteht nach dem 1. Kirchhoff'schen Gesetz (Knotenregel) aus Stator- und Rotorstrom.

### 4.3. Einführung der Raumzeigerdarstellung im Zweiachsensystem

Die Raumzeigerdarstellung wird im allgemeinen in Dreiphasen-Systemen angewendet. Der Grundgedanke dieser Darstellung beruht darauf, dass die Nullbedingung erfüllt ist: In einem symmetrischen Dreiphasen-System ohne Neutralleiter ist die geometrische Summe einer Größe, wie z. B. des Rotorstroms, gleich Null. Das heißt, durch die Kenntnis von zwei Signalen einer Größe kann das dritte Signal berechnet werden.

Durch Transformation können somit auch die dreiphasigen Größen in ein gleichwertiges zweiphasiges Koordinatensystem  $(\alpha, \beta)$  als Zeiger überführt werden. Dabei ist es zweckmäßig, die Achse der ersten Ständergröße in Richtung der  $\alpha$ -Achse auszurichten (s. Abbildung 4.5). Das Koordinatensystem wird auch als statorfest bezeichnet.

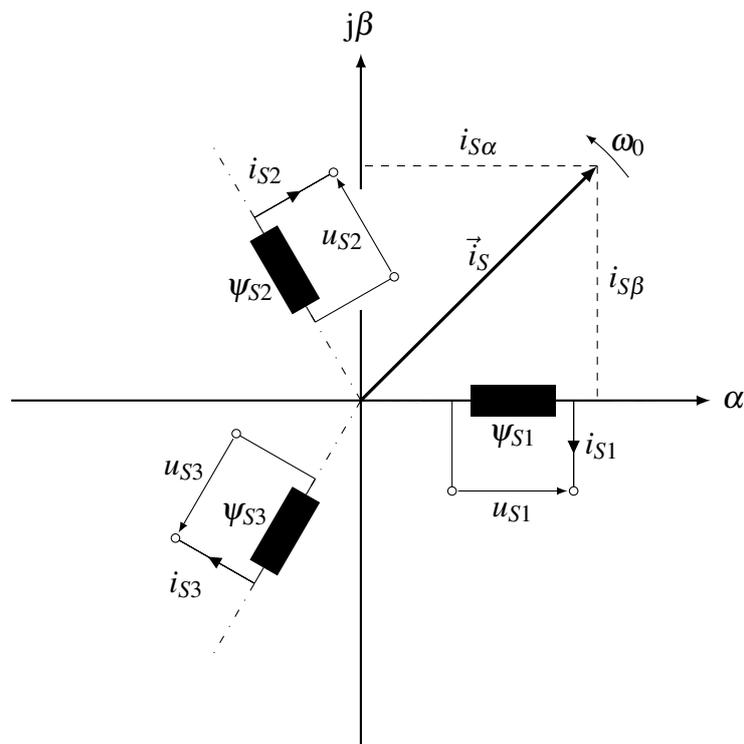


Abbildung 4.5.: Statorfestes Koordinatensystem

Die Transformation wird als Clarke-Transformation bezeichnet. In Matrixschreibweise lautet sie:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Der Raumzeiger rotiert in dem Koordinatensystem mit einer Kreisfrequenz. Diese ist im Fall der Ständerströme  $\omega_0$ . Die transformierten Komponenten  $(i_\alpha, i_\beta)$  bleiben weiterhin Wechselgrößen. Rotiert aber das Koordinatensystem mit der gleichen Kreisfrequenz, bleibt der Raumzeiger starr und besteht aus zeitlich konstanten Größen. Die Drehung erfolgt dabei durch eine Rotationsmatrix. Zusammengefasst mit der Clarke-Transformation wird diese auch als Park-Transformation bezeichnet. Allgemein ausgedrückt:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Grundsätzlich ist es möglich das Koordinatensystem mit jedem beliebigen Winkel rotieren zu lassen. Üblicherweise orientiert sich die Rotation an dem Stator-/Rotorfluss. Die häufigste Bezeichnung der Achsen ist hierbei  $d$  und  $q$  (direct / quadrature axis). Auch ein rotorfestes Koordinatensystem  $(a, b)$  ist möglich.

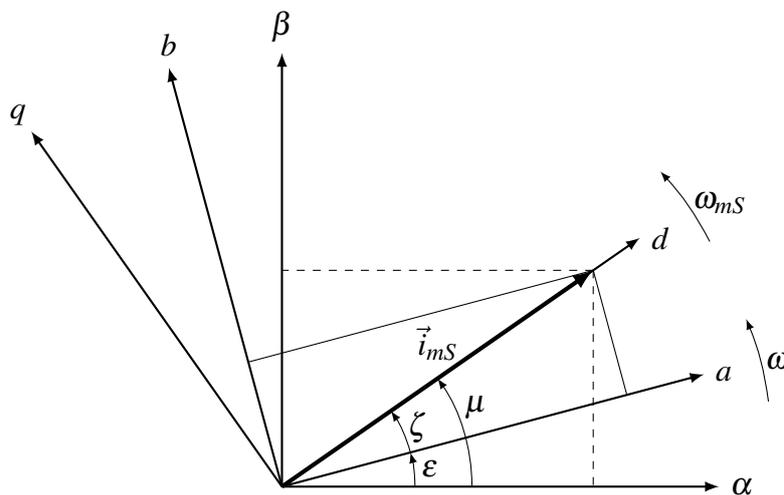


Abbildung 4.6.: Koordinatensysteme und Raumzeiger

In Abbildung 4.6 ist der „erweiterte Magnetisierungsstromvektor“  $\vec{i}_{mS}$  exemplarisch in die bisher genannten Koordinatensysteme eingezeichnet. Der Raumzeiger rotiert dabei genauso wie das  $(d, q)$ -System mit der Kreisfrequenz  $\omega_{mS}$ . Der Stromvektor ist zudem in Richtung der  $d$ -Achse ausgerichtet, sodass diese den Betrag des Vektors aufweist. Der  $q$ -Anteil beträgt somit Null. Die Hilfslinien zeigen die jeweiligen gleichwertigen Komponenten im rotorfesten und statorfesten Koordinatensystem.

Die geeignete Wahl des Koordinatensystems wird bei der Ableitung der Signalflußpläne einen wesentlichen Einfluß auf die Komplexität der Signalflußpläne haben. [15]

Die Transformation ist nicht nur auf die elektrischen Ströme beschränkt, sondern kann auch auf alle anderen elektrischen Größen wie Spannung oder Flussverkettung angewandt werden. Durch die Inversion der Transformationsmatrizen (4.27) und (4.28) können in analoger Weise die dreiphasigen Wechselgrößen aus den Komponenten des Raumzeigers berechnet werden. Die Inverse der Rotationsmatrix lautet:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

und die inverse Clarke-Transformation:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Die ständerbezogenen, komplexen Vektoren  $\vec{u}_S$  und  $\vec{i}_S$  können durch die Transformation in das ständerfeste Koordinatensystem ( $\alpha, \beta$ ) in Real- und Imaginärteil aufgespalten werden:

$$\vec{u}_S(t) = u_{S\alpha} + ju_{S\beta} = \frac{3\sqrt{2}}{2} U_S \cdot e^{-j\omega_0 t} \quad (4.31)$$

$$\vec{i}_S(t) = i_{S\alpha} + ji_{S\beta} \quad (4.32)$$

Aufgrund der Annahme, dass zu jedem Zeitpunkt die Summe der drei Ständerströme null ist, lässt sich die Clarke-Transformation weiter vereinfachen. Dabei liegt die reelle Achse in Richtung der Ständerphase 1, es gilt dadurch für die einzelnen Stromkomponenten:

$$i_{S\alpha} = \frac{3}{2} \cdot i_{S1}(t) \quad (4.33)$$

$$i_{S\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{S1}(t) + \sqrt{3} \cdot i_{S2}(t) \quad (4.34)$$

Ähnliche Beziehungen ergeben sich, wenn die Rotorgrößen in ein rotorfestes Koordinatensystem ( $a, b$ ) transformiert werden. Auch hier fällt die reelle Achse des Koordinatensystems in Richtung der Rotorphase 1:

$$\vec{u}_R(t) = u_{Ra} + ju_{Rb} \quad (4.35)$$

$$\vec{i}_R(t) = i_{Rb} + ji_{Rb} \quad (4.36)$$

## 4.4. Leistungsbilanz

Mit der komplexen Darstellung der Ströme und Spannungen wird die Wirkleistung des Ständers und des Rotors aus den Realteilen der Vektoren berechnet:

$$P_S = \frac{3}{2} \Re \left\{ \vec{u}_S \cdot \overline{\vec{i}_S} \right\} \quad (4.37)$$

$$P_R = \frac{3}{2} \Re \left\{ \vec{u}_R \cdot \overline{\vec{i}_R} \right\} \quad (4.38)$$

$$P_{cuS} = \frac{3}{2} |\vec{i}_S|^2 R_S \quad (4.39)$$

$$P_{cuR} = \frac{3}{2} |\vec{i}_R|^2 R_R \quad (4.40)$$

$P_{cuS}$  und  $P_{cuR}$  entsprechen dabei den ohmschen Kupferverlusten im Stator bzw. Rotor. Analog ergibt sich die Blindleistung des Ständers und des Rotors aus den Imaginärteilen der Vektoren:

$$Q_S = \frac{3}{2} \Im \left\{ \vec{u}_S \cdot \overline{\vec{i}_S} \right\} \quad (4.41)$$

$$Q_R = \frac{3}{2} \Im \left\{ \vec{u}_R \cdot \overline{\vec{i}_R} \right\} \quad (4.42)$$

Das elektrische Moment  $M_{el}$  berechnet sich nach [3]:

$$M_{el} = \frac{2}{3\ddot{u}} \cdot p L_{hS} \cdot \Im \left\{ \vec{i}_S \overline{\vec{i}_R \cdot e^{j\varepsilon}} \right\} \quad (4.43)$$

## 4.5. Die doppelt gespeiste Asynchronmaschine im feldorientierten Koordinatensystem

In Abschnitt 4.3 werden verschiedene Koordinatensysteme (statorfest, rotorfest, stator- oder rotorflussfest) diskutiert, in denen das Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine beschrieben werden kann. In der Literatur finden sich zum überwiegenden Teil Betrachtungen doppelt gespeister Asynchronmaschinen im statorflussfesten oder mit dem Statorspannungsvektor verknüpften Koordinatensystem. Dies ist nur zweckdienlich, da im Generatorbetrieb insbesondere die statorseitigen Größen, wie Spannung, Strom, Wirk- oder Blindleistung, geregelt werden sollen.

Das ständerspannungsorientierte Koordinatensystem wird z.B. in [1] bevorzugt, weil die Regelungsstrategie u. a. vorsieht, direkt die Statorströme zu regeln. Auch in [11] wird auf

dieses Koordinatensystem zurückgegriffen. Die Argumentation ist hierbei, dass die Maschine als Generator betrieben oder mit konstanter Statorspannung gespeist wird. Daraus folgend sind Statorspannung und -strom beide gegeben oder Regelgrößen.

In [10] wird hingegen die Verwendung eines statorflussfesten Koordinatensystems vorgeschlagen. Insbesondere für die Regelung treten durch die Betrachtung der Maschinengleichungen in einem feldorientierten Koordinatensystem Vorteile auf:

- Ständer- und Rotorströme sind im stationären Zustand auch im nichtsynchrone Betrieb Gleichgrößen
- Weitgehende Entkopplung von Wirk- und Blindleistung im Ständer
- Entkoppelte Regelung zwischen elektrischem Moment und Rotorstromerregung

Die aufgeführten Vorteile bieten sich besonders für diese Arbeit an, da das Ziel eine Betriebsführung der Maschine mit Drehzahlregelung ist. Durch die Entkopplung des elektrischen Moments erfolgt dementsprechend eine Entkopplung der Drehzahl. Zusätzlich kann die Ständerblindleistung geregelt werden oder zwischen Drehzahl- und Ständerwirkleistungsregelung umgeschaltet werden. Anwendung findet dies z. B. in [12]. Auch gibt es weiterführende Untersuchungen im feldorientierten Koordinatensystem, wie z. B. die Regelung unter unsymmetrischer Netzbelastung [17], die eine Perspektive zum weiteren Ausbau dieser Anlage liefern können.

Die Lage der reellen  $d$ -Achse des feldorientierten Koordinatensystems orientiert sich dabei allgemein räumlich an der Lage des Magnetisierungsstroms  $\vec{i}_m$ :

$$\vec{i}_m = \vec{i}_S + \vec{i}_R' \cdot e^{j\varepsilon} \quad (4.44)$$

Für die Berechnung der ständerseitigen Wirk- und Blindleistung vereinfacht sich zudem das Maschinenmodell, wenn in Gleichung (4.44) auch der Ständerstreufuss mit einbezogen wird. [vgl. 2] Ausgehend von Gleichung (4.10) wird der „erweiterte statorbasierende Magnetisierungsstrom“  $\vec{i}_{mS}$  mit Hilfe von den Gleichungen (4.13), (4.26), (4.22) definiert:

$$\vec{\psi}_S = L_{hS} \underbrace{[(1 + \sigma_S) \vec{i}_S + \vec{i}_R' \cdot e^{j\varepsilon}]}_{\vec{i}_{mS}} \quad (4.45)$$

Speziell in dieser Betrachtung orientiert sich nun die reelle  $d$ -Achse des Koordinatensystems an der Lage des „erweiterten statorbasierenden Magnetisierungsstrom“  $\vec{i}_{mS}$ :

$$\vec{i}_{mS} = i_{mS}(t) \cdot e^{j\mu(t)} = |\vec{i}_{mS}| \cdot e^{j\mu} = (1 + \sigma_S) \vec{i}_S + \vec{i}_R' \cdot e^{j\varepsilon} \quad (4.46)$$

$$\omega_{mS} = \frac{d\mu}{dt} \quad (4.47)$$

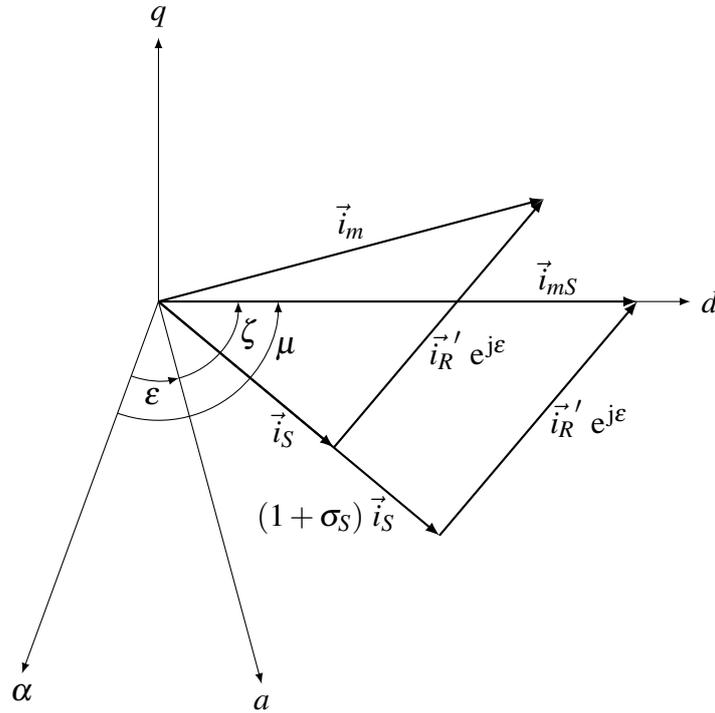


Abbildung 4.7.: Zeigerdiagramm mit Magnetisierungsstromvektor

Abbildung 4.7 zeigt die Konstruktion der beiden Magnetisierungsströme, die Winkelbeziehungen und die Ausrichtung des Koordinatensystems an  $\vec{i}_{mS}$ . Der „erweiterte statorbasierende Magnetisierungsstrom“ ersetzt zudem den statorseitigen verketteten Fluss  $\psi_S$  in der Spannungsgleichung (4.3):

$$\vec{u}_S = R_S \cdot \vec{i}_S + L_{hS} \cdot \frac{d\vec{i}_{mS}}{dt} \quad (4.48)$$

In der Gleichung (4.48) kann der Ständerstromvektor  $\vec{i}_S$  durch die Gleichung (4.46) eliminiert werden. Nach der Transformation in Feldkoordinaten und dem Aufspalten in Real- und Imaginärteil erhält man folgende Gleichungen für Betrag und Winkel des Magnetisierungsstromvektors:

$$\frac{L_S}{R_S} \cdot \frac{di_{mS}}{dt} + i_{mS} = \frac{1 + \sigma_S}{R_S} u_{Sd} + i_{Rd}' \quad (4.49)$$

$$\frac{d\mu}{dt} = \omega_{mS} = \frac{R_S}{L_S i_{mS}} \cdot \left( \frac{1 + \sigma_S}{R_S} u_{Sq} + i_{Rq}' \right) \quad (4.50)$$

$\frac{L_S}{R_S}$  ist hierbei die Zeitkonstante des Ständerkreises und wird mit  $T_S$  bezeichnet. Mit den Gleichungen (4.43) und (4.46) kann eine einfache Beziehung für das elektrische Moment in

Feldkoordinaten hergestellt werden:

$$M_{el} = -\frac{2}{3\ddot{u}} p \frac{L_{hS}}{1 + \sigma_S} i_{mS} i_{Rq} = -\frac{2p}{3} (1 - \sigma) L_R i_{mS} i_{Rq}' \quad (4.51)$$

Auch die Gleichungen für die statorseitige Wirk- (4.37) und Blindleistung (4.41) werden in die Feldkoordinaten transformiert:

$$P_S = \frac{2}{3} (u_{Sd} i_{Sd} + u_{Sq} i_{Sq}) \quad (4.52)$$

$$Q_S = \frac{2}{3} (u_{Sd} i_{Sq} - u_{Sq} i_{Sd}) \quad (4.53)$$

Die Ströme und Spannungen können mit den folgenden Gleichungen in das  $(d,q)$ -Koordinatensystem umgerechnet werden:

$$\vec{u}_S(d, q) = \vec{u}_S \cdot e^{-j\mu} = u_{Sd} + j u_{Sq} \quad (4.54)$$

$$\vec{i}_S(d, q) = \vec{i}_S \cdot e^{-j\mu} = i_{Sd} + j i_{Sq} \quad (4.55)$$

$$\vec{u}_R(d, q) = \vec{u}_R \cdot e^{-j\zeta} = u_{Rd} + j u_{Rq} \quad (4.56)$$

$$\vec{i}_R(d, q) = \vec{i}_R \cdot e^{-j\zeta} = i_{Rd} + j i_{Rq} \quad (4.57)$$

$\zeta = \mu - \varepsilon$  ist dabei die Differenz aus Feldachse zu Rotorachse. Mit Hilfe der Gleichung (4.31) erfolgt:

$$u_{Sd} = \frac{3\sqrt{2}}{2} U_S \cdot \cos(\omega_0 t - \mu) \quad (4.58)$$

$$u_{Sq} = \frac{3\sqrt{2}}{2} U_S \cdot \sin(\omega_0 t - \mu) \quad (4.59)$$

Im feldorientierten Koordinatensystem erhält man aus (4.46) nach Multiplikation mit  $e^{-j\mu}$  einen einfachen Zusammenhang zwischen Ständer- und Rotorstrom:

$$i_{Sd} = \frac{i_{mS} - i_{Rd}'}{1 + \sigma_S} \quad (4.60)$$

$$i_{Sq} = \frac{i_{mS} - i_{Rq}'}{1 + \sigma_S} \quad (4.61)$$

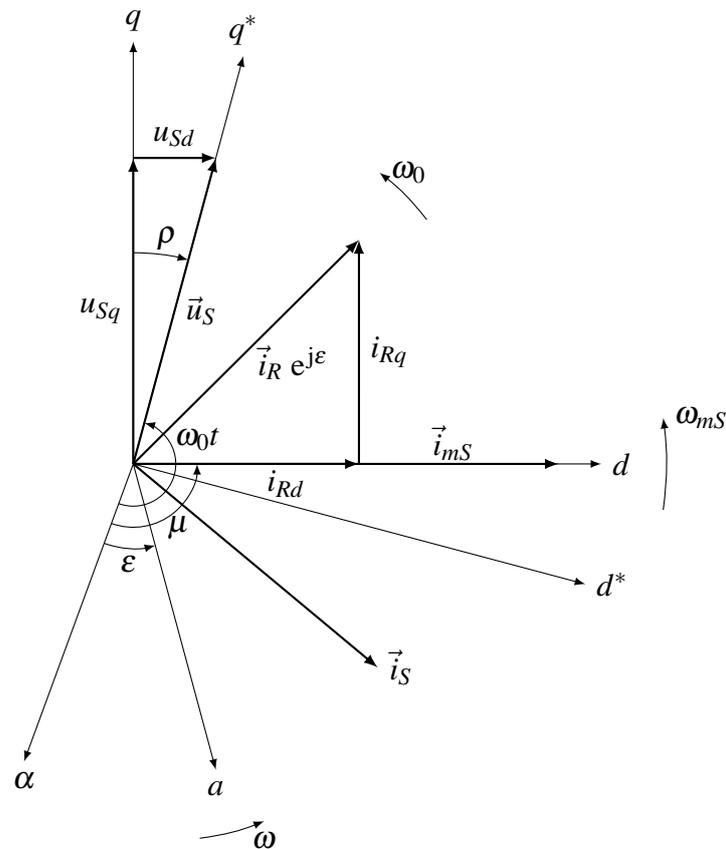


Abbildung 4.8.: Zeigerdiagramm mit Winkelbeziehungen

Abbildung 4.8 veranschaulicht die entstehenden Winkelbeziehungen der verschiedenen Koordinatensysteme. Das zusätzlich eingeführte ständerspannungsorientierte  $(d, q)^*$ -Koordinatensystem ist so ausgerichtet, dass die  $q^*$ -Achse mit der Statorspannung  $\vec{u}_S$  zusammenfällt.

Unter der Voraussetzung, dass die Maschine an einem starren Netz (sehr niedrige Impedanz) betrieben wird, ist der Winkel  $\rho$  dynamisch bei Flussänderungen nach [3] sehr klein. Auch fällt der Winkel  $\rho$  stationär relativ klein aus und beträgt bei Vernachlässigung des Ständerwiderstands ( $R_S \approx 0$ ) gleich Null. Die Querkomponente der Statorspannung entspricht somit näherungsweise dem Betrag der Spannung. Weiter argumentiert [3], dass durch diesen Sachverhalt die Vernachlässigung des Ständerwiderstandes in einem vereinfachten Modell keinen nennenswerten Fehler verursacht.

In Abbildung 4.9 sind die Laplace-transformierten Differentialgleichungen in einem Blockschaltbild zusammengefasst. Zur besseren Übersicht wird auf die Darstellung von Wirk- und Blindleistung zunächst verzichtet.

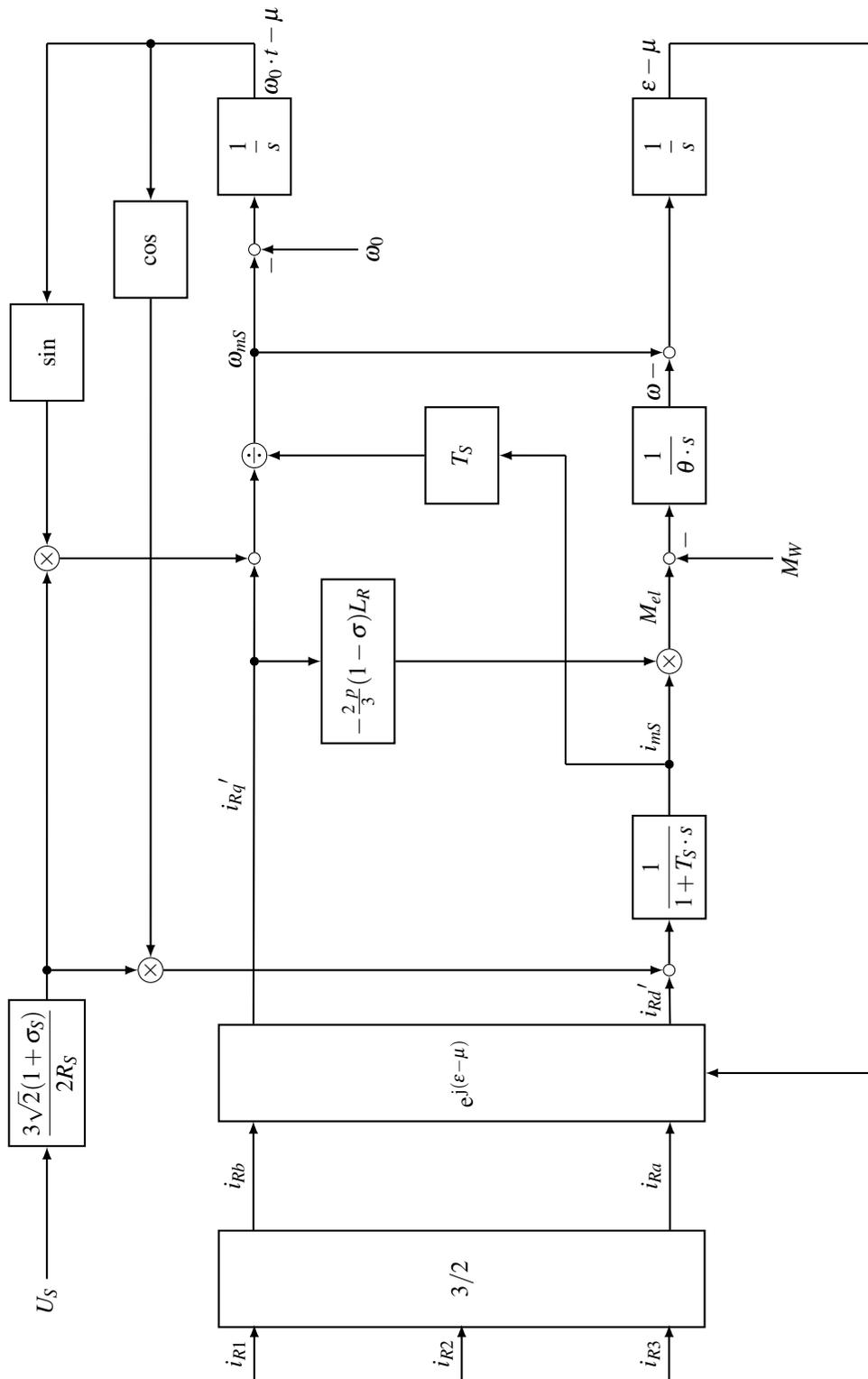


Abbildung 4.9.: Blockschaltbild

Im linken Bereich der Abbildung 4.9 erfolgt zunächst die Transformation der Rotorströme in das feldorientierte Koordinatensystem. Neben den Rotorströmen sind der Betrag  $U_S$  und die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_0$  der Ständerspannung sowie das mechanische Moment  $M_W$  Eingangsgrößen des Modells.

Das Blockschaltbild veranschaulicht die direkte Beeinflussung des elektrischen Moments  $M_{el}$  durch die Rotorstromkomponente  $i_{Rq}$ . Die Dynamik des Moments hängt also nur von der Änderungsgeschwindigkeit des eingepprägten Rotorstroms ab. Die Amplitude des Statorflusses kann nur mit der Verzögerung  $T_S$  verändert werden. Diese ist in der Regel groß ( $> 100$  ms). Die Winkelgeschwindigkeit des Flusses wird wiederum hauptsächlich durch  $u_{Sq}$  eingepragt. Dadurch ist sie stationär gleich der des Netzes. Man steuert also über die Rotorstromkomponenten  $i_{Rd}$  und  $i_{Rq}$  in erster Linie nicht Betrag und Phase von  $\vec{i}_{mS}$ , wie man zunächst aus (4.49) und (4.50) vermuten könnte, sondern die Ständerblindleistung und das elektrische Moment (wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird).

## 4.6. Vereinfachtes Maschinenmodell

Trotz der Einführung von Feldkoordinaten bleibt das Maschinenmodell ein vermaschtes System. Die Reglersynthese wird hierdurch wesentlich erschwert. Deshalb wird ein vereinfachtes Maschinenmodell entwickelt mit dessen Hilfe die Regler ausgelegt werden können. Durch die Vernachlässigung des ohmschen Ständerwiderstandes, wie in Abschnitt 4.5 erwähnt, ergeben sich besonders übersichtliche und einfache Verhältnisse. Aus (4.46) erkennt man, dass der Magnetisierungsstromvektor  $\vec{i}_{mS}$  einen konstanten Betrag hat und dieser mit Netzfrequenz umläuft. [vgl. 10]

Wird nun dieser Stromvektor aus (4.46) in (4.48) eingesetzt und nach der Kettenregel abgeleitet, entsteht nach [3]:

$$\omega_{mS} = \omega_0 \quad (4.62)$$

$$i_{mS} = \frac{|\vec{u}_S|}{\omega_0 L_{hS}} \quad (4.63)$$

$$u_{Sd} = 0 \quad (4.64)$$

$$\vec{u}_S = j u_{Sq} = j \frac{3\sqrt{2}}{2} U_S \quad (4.65)$$

$$\mu = \omega_0 t - \frac{\pi}{2} \quad (4.66)$$

Mit (4.64) lässt sich der erste Summand bzw. der Minuend in den Leistungsgleichungen in Feldkoordinaten (4.52) und (4.53) eliminieren. Wird dann (4.65) sowie der Zusammenhang zwischen Ständer- und Rotorstromkomponenten in Feldkoordinaten (4.60) und (4.61)

eingesetzt, ergeben sich die Leistungsgleichungen zu:

$$P_S = \sqrt{2} U_S i_{Sq} = -\sqrt{2} U_S \frac{i_{Rq}'}{1 + \sigma_S} \sim -i_{Rq} \quad (4.67)$$

$$Q_S = -\sqrt{2} U_S i_{Sd} = \sqrt{2} U_S \frac{-i_{mS} + i_{Rd}'}{1 + \sigma_S} \sim i_{Rd} \quad (4.68)$$

(4.67) und (4.68) zeigen die vollständige Entkopplung zwischen Wirk- und Blindleistung im Ständer bei eingepprägten Rotorströmen und bei Vernachlässigung des Ständerwiderstands  $R_S$ . Die Wirkleistung des Ständers  $P_S$  ist dabei proportional zur negativen Rotorstromkomponente  $i_{Rq}$ . Die Blindleistung des Ständers  $Q_S$  ist proportional zur Rotorstromkomponente  $i_{Rd}$ .

Ebenso lohnt sich die erneute Betrachtung des elektrischen Moments aus (4.51):

$$M_{el} = -\frac{2}{3} \frac{p L_{hS}}{1 + \sigma_S} i_{mS} i_{Rq}' \sim i_{Rq}$$

Auch hier ist, durch den konstanten Betrag des Magnetisierungsstromvektors, das elektrische Moment  $M_{el}$  der Maschine proportional zur Rotorstromkomponente  $i_{Rq}$ .

Wie eingangs in Abschnitt 4.5 beschrieben, liefern (4.51) oder (4.67) und (4.68) somit die gesuchten Zusammenhänge zum Entwurf der Reglerauslegung.

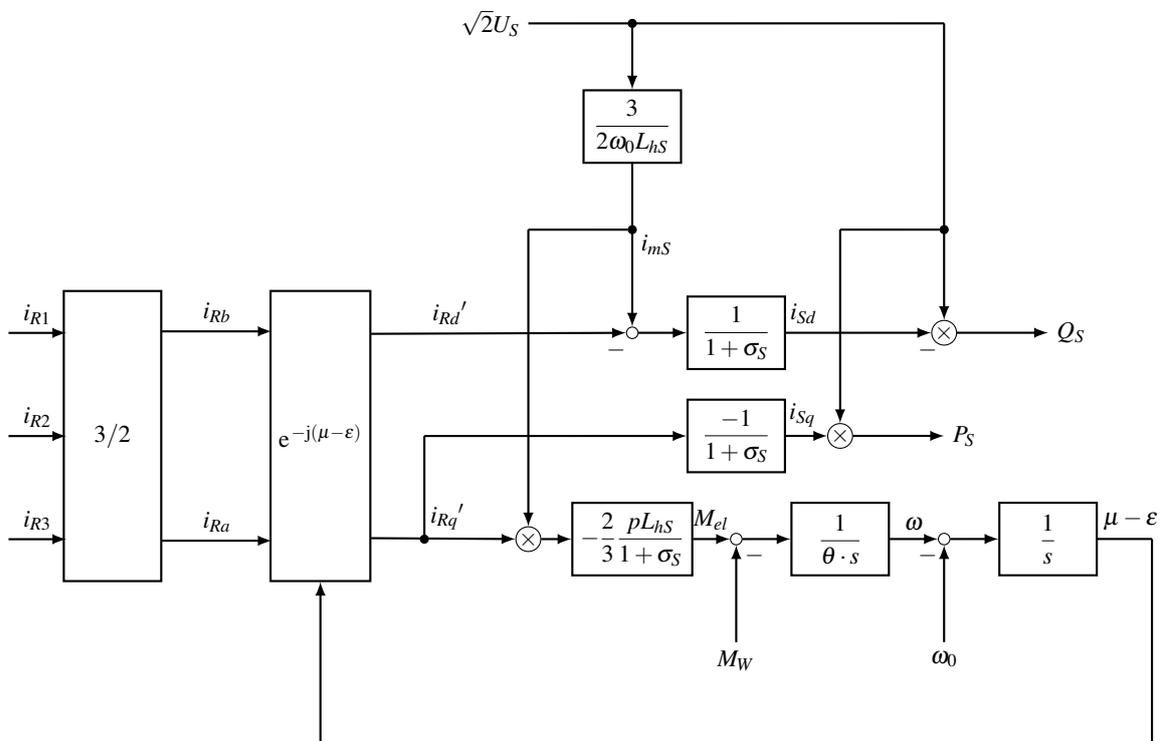


Abbildung 4.10.: Vereinfachtes Blockschaltbild

In Abbildung 4.10 ist das vereinfachte Blockschaltbild nach Laplace-Transformation bei Rotorstromeinprägung und Vernachlässigung vom Statorwiderstand  $R_S$  zu sehen. Eingangsgrößen sind wie in Abbildung 4.9 die Rotorströme, der Betrag sowie die Winkelgeschwindigkeit der Ständerspannung und das mechanische Moment.

Sehr schön zu sehen ist hier die reine Abhängigkeit der Regelgrößen durch eine der Rotorstromkomponenten, da entweder der konstante Betrag der Ständerspannung oder der dadurch ebenso konstante statorseitige Magnetisierungsstrom auf die Ausgangsgrößen wirken. Die Dynamik der Strecke von Moment, Wirk- und Blindleistung wird jeweils durch ein Proportionalglied beschrieben. Das Moment ergibt durch Integration die Winkelgeschwindigkeit der Maschine.

Diese vereinfachten Beziehungen gelten jedoch nur für Maschinen, die am starren Netz betrieben werden und deren Statorwiderstand vernachlässigbar ist. Nach [2] ergaben praktische Untersuchungen mit dem vereinfachten Maschinenmodell auch dann noch brauchbare Ergebnisse, wenn die geforderten Randbedingungen nur teilweise erfüllt wurden.

## 5. Reglersynthese und Steuerung

Wie im vorherigen Kapitel 4 erläutert und dem vollständigen und insbesondere dem vereinfachten Blockschaltbild (Abbildung 4.9 und 4.10) zu entnehmen ist, sind die Rotorstromkomponenten in Feldkoordinaten besonders geeignet als Stellgröße für Drehzahl (Drehmoment) und Blindleistung. Mit ihnen können die Regelgrößen nahezu unabhängig voneinander verstellt werden

Die Regelung erfolgt im ständerspannungsorientierten  $(d, q)^*$ -Koordinatensystem. Wie in Abschnitt 4.5 und 4.6 aufgeführt, ist der Winkel  $\rho$  zwischen ständerspannungsorientiertem und dem Feldkoordinatensystem vernachlässigbar klein. Insbesondere durch die Nichtberücksichtigung des Ständerwiderstands  $R_S$  wird der Unterschied zwischen den beiden Koordinatensystemen aufgehoben. Das feldorientierte Koordinatensystem wird in das spannungsorientierte überführt, wobei der  $*$ -Index nun in der weiteren Ausführung nicht weiter benutzt wird.

Dadurch lässt sich der Winkel  $\mu$  allein aus der Ständerspannung bestimmen (vgl. Gleichung 4.66). Bei Netzstörungen ist dieses Verfahren jedoch nur begrenzt einsetzbar. Dies spielt aber in dieser Arbeit keine Rolle. Auch die  $q$ -Komponente des Ständerstroms ist nun ein Maß für die Statorwirkleistung, ebenso wie die  $d$ -Komponente die Blindleistung beschreibt.

### 5.1. Struktur der Regelung

Aufgrund der Verkettung von Rotorstrom zu den Regelgrößen bietet sich eine klassische zweischleifige Kaskadenregelung an. Der innere Regelkreis soll dabei die beiden Rotorströme regeln, der äußere Regelkreis wiederum Drehzahl / Wirkleistung und Blindleistung. Durch den Einsatz eines umlaufenden Koordinatensystems sind dabei die Größen im stationären Zustand Gleichgrößen. Da die reale Strecke nicht absolut linear ist und in Kapitel 4 viele Vereinfachungen getroffen worden sind, hat die Kaskadenregelung gegenüber der Zustandsregelung ferner den Vorteil, dass sie unempfindlicher bei Parameterabweichungen ist und Störungen schnell ausgeregelt werden. [vgl. 15] Abbildung 5.1 zeigt die Reglerstruktur.



innere Regelkreis so dimensioniert wird, dass er näherungsweise  $P$ - oder mindestens  $PT_1$ -Verhalten aufweist.

### 5.2.1. Der innere Rotorstromregelkreis

In Kapitel 4 wird zur Erstellung des Modells Rotorstromeinprägung vorausgesetzt. Durch den inneren Rotorstromregelkreis soll diese Voraussetzung erfüllt werden. Die Regelstrecke entspricht dabei folglich nicht der des Stators sondern der des Rotors. Hierzu wird, analog zur Statorspannungsgleichung (4.48), in die „statorseitige“ Rotorspannungsgleichung (4.4) der „erweiterte statorbasierende Magnetisierungsstrom“  $\vec{i}_{mS}$  eingesetzt, um den Statorstrom zu eliminieren:

$$\vec{u}_R' = R_R' \vec{i}_R' + \ddot{u}^2 L_R \sigma \frac{d \vec{i}_R'}{dt} + \ddot{u}^2 L_R (1 - \sigma) \frac{d}{dt} \left[ i_{mS} \cdot e^{j\zeta} \right] \quad (5.1)$$

Nach [3] erhält man nach Transformation der Gleichung in Feldkoordinaten und Aufspaltung in Real- sowie Imaginärteil folgenden Zusammenhang:

$$\sigma T_R \frac{d i_{Rd}}{dt} + i_{Rd} = \frac{u_{Rd}}{R_R} + (\omega_{mS} - \omega) \sigma T_R i_{Rq} - (1 - \sigma) T_R \ddot{u} \frac{d i_{mS}}{dt} \quad (5.2)$$

$$\sigma T_R \frac{d i_{Rq}}{dt} + i_{Rq} = \frac{u_{Rq}}{R_R} - (\omega_{mS} - \omega) \sigma T_R i_{Rd} - (\omega_{mS} - \omega) (1 - \sigma) T_R \ddot{u} i_{mS} \quad (5.3)$$

mit der Zeitkonstanten  $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ . Diese gilt jedoch nur für den Fall, dass der Stator vom Netz abgetrennt ist. Wegen der Statorrückwirkung ist hier die kleine Zeitkonstante  $T_1 = \sigma T_R$  maßgebend.

Für die Reglerdimensionierung kann zudem die Änderung des Magnetisierungsstroms in Gleichung (5.2) unberücksichtigt bleiben, da die dynamischen Vorgänge im Rotorkreis in der Regel wesentlich schneller sind als die der Flussbildung in der Maschine.

Die im Rotor induzierte schlupfproportionale Gegenspannung in Gleichung (5.3) wird als Störgröße begriffen und durch Aufschaltung am Reglerausgang weitgehend kompensiert:

$$z^* = R_R (\omega_{mS} - \omega) (1 - \sigma) T_R \ddot{u} i_{mS} \quad (5.4)$$

Der schlupfproportionale Einfluss der jeweils anderen Komponente des Rotorstromes in beiden Gleichungen bewirkt eine Kreuzkopplung. Eine Möglichkeit zur Reglersynthese stellt daher ein Mehrgrößenregler dar. Allerdings beträgt nach [3] die Kopplung bei maximalem Schlupf lediglich 42% der Verstärkung in Längsrichtung. Diese Verstärkung wird durch den definierten Arbeitsbereich von  $-0,3 \leq s \leq 0,3$  weiter reduziert. Mit entsprechenden Reglerparametern kann somit auf ein Mehrgrößenregler oder ein Entkopplungsnetzwerk verzichtet werden.

Abbildung 5.2 veranschaulicht den geschlossenen Rotorstromregelkreis nach Laplace-Transformation. Eingangsgrößen sind die Sollwerte der Rotorstromkomponenten. Neben der Aufschaltung der im Rotor induzierten schlupfproportionalen Gegenspannung als Kompensation sind zudem durch  $PT_1$ -Glieder angenäherte Stellglieder eingefügt, die die Dynamik des Umrichters darstellen. Dessen Zeitkonstante wird aus der Vorgängerarbeit [18] übernommen, in der der gleiche Umrichter zum Einsatz kommt. Die Istwerte für die Berechnung der Regelabweichung werden in der Anlage durch Strommesswandler erzeugt.

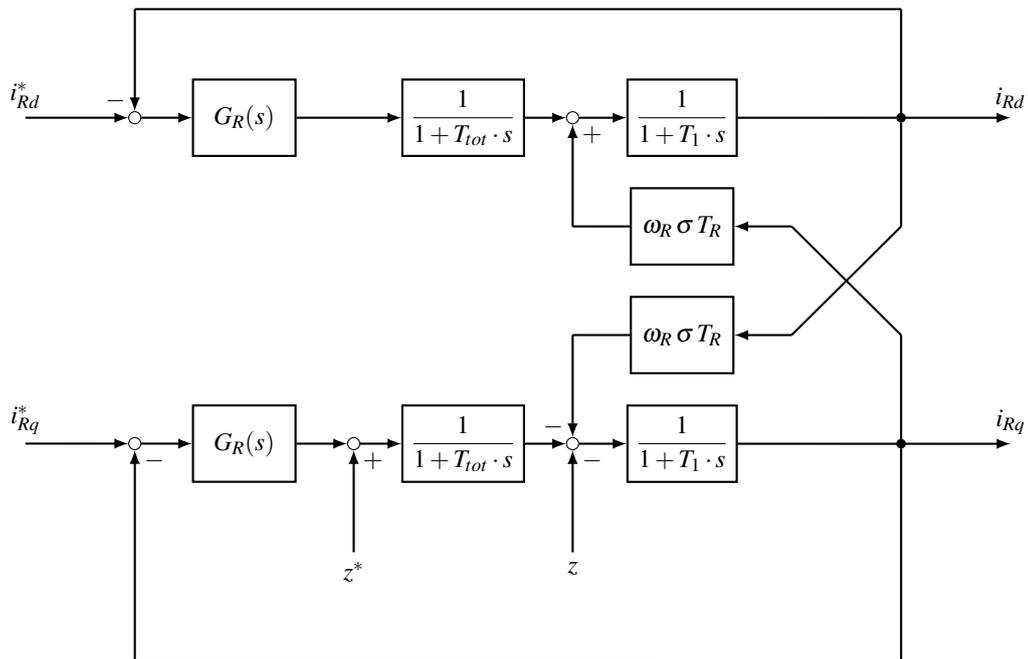


Abbildung 5.2.: Blockschaltbild des Rotorstromregelkreises

Der zur Reglersynthese verwendete geschlossene Regelkreis wird durch genannte Vernachlässigung weiter vereinfacht:

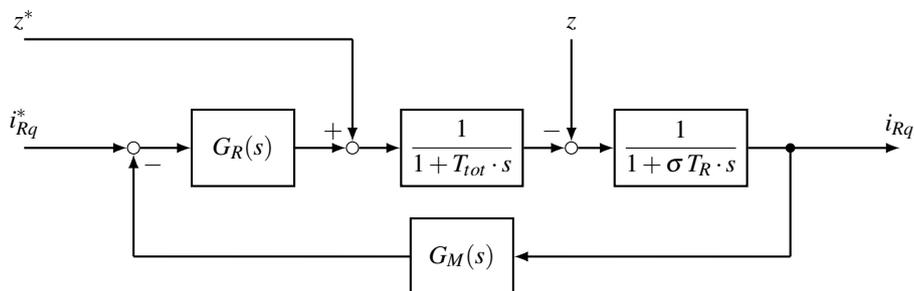


Abbildung 5.3.: Stromregelkreis

Die Strecke ergibt sich zu einem  $PT_2$ -Glied:

$$G_S(s) = \frac{1}{(\sigma T_R T_{tot}) s^2 + (\sigma T_R + T_{tot}) s + 1} \quad (5.5)$$

Allerdings ist die Zeitkonstante des Stellgliedes gegenüber der wirkenden Rotorstrecke so klein, dass diese vernachlässigt werden kann. Dadurch ergibt sich die Regelstrecke zu einem  $PT_1$ -Glied mit der Zeitkonstanten  $T_1 = \sigma T_R$ . Die Wahl des Reglers fällt somit auf einen  $PI$ -Regler. Der offene Regelkreis ergibt sich mit der Vereinfachung, dass das Messglied im Rückführungszweig  $G_M(s) = 1$  ist, zu:

$$G_o(s) = \frac{K_R (T_R s + 1)}{s} \cdot \frac{1}{T_1 s + 1} \quad (5.6)$$

Der Pol der Regelstrecke kann nun mit der Nullstelle des Reglers kompensiert werden:

$$T_R = T_1 \quad (5.7)$$

Dadurch reduziert sich die Übertragungsfunktion des offenen Kreises zu:

$$G_o(s) = \frac{K_R}{s} \quad (5.8)$$

Für das Führungsübertragungsverhalten gilt somit:

$$G_w(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_R} s} = \frac{1}{1 + T_w s} \quad (5.9)$$

Mit der Definition  $T_w \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{K_R}$ . Die Zeitkonstante  $T_w$  kann über den noch frei wählbaren Reglerparameter beeinflusst werden. Somit kann die Schnelligkeit des Regelkreises vorgegeben werden.

### 5.2.2. Der äußere Regelkreis

Dem inneren Rotorstromregelkreis ist der äußere Drehzahl- / Leistungsregelkreis überlagert. Die Istwerte der Leistung können durch Gleichung (4.52) und (4.53) ermittelt werden. Den Drehzahlwert liefert ein an der Maschine angebrachter Inkrementalwert-Encoder. Zur ordnungsgemäßen Funktion einer Kaskadenregelung muss der innere Rotorstromregelkreis schneller sein als der äußere Drehzahl- / Leistungsregelkreis. Damit dies in der Reglerdimensionierung berücksichtigt werden kann, wird eine Verzögerung ( $PT_1$ -Glied) als Ersatz für den Rotorstromregelkreis eingeführt. Die Zeitkonstante wird dabei auf das fünffache der wirkenden Rotorstrecke festgelegt. Dies hat in der Simulation zu guten Ergebnissen geführt.

Dadurch ist gewährleistet, dass dem unterlagerten Regelkreis genügend Zeit bleibt, um die vorgegebene Führungsgröße auszuregeln.

### Drehzahlregler

Zur Generierung der wirkenden Strecke zur Auslegung des Drehzahlreglers werden u. a. die Gleichungen (4.5) und (4.51) benötigt:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{\Theta}(M_{el} - M_W)$$

$$M_{el} = -\frac{2}{3} \frac{p}{\sigma} L_R i_{mS} i_{Rq}'$$

$\omega_m$  ist in Gleichung (4.5) die resultierende Winkelgeschwindigkeit des Rotors. Üblicherweise werden rotierende Maschinen in Umdrehungen pro Minute gesteuert bzw. geregelt. Hier wird die Verwendung der Winkelgeschwindigkeit beibehalten, da zwischen den beiden Angaben ein simpler Zusammenhang besteht und somit jederzeit umgerechnet werden kann:

$$\omega_m = \frac{2 \pi \cdot n}{60 \text{ s}} \quad (5.10)$$

Daneben ist es ebenso möglich, einen einfachen Zusammenhang zwischen der mechanischen Winkelgeschwindigkeit und der sich dazu proportional verhaltenen Rotorkreisfrequenz herzuleiten:

$$\omega_m \sim \omega_R \quad (5.11)$$

Dies ist insbesondere im Zusammenhang mit der geforderten Betriebsführung aus Kapitel 2 hilfreich. Der proportionale Zusammenhang zwischen resultierender Rotorkreisfrequenz und Drehzahl in Umdrehungen pro Minute ist:

$$\omega_R = \omega_0 - \frac{2 \pi \cdot n \cdot p}{60 \text{ s}} \quad (5.12)$$

Abbildung 5.4 veranschaulicht den Zusammenhang. Zusätzlich sind die markanten Schlupfpunkte sowie der begrenzende Arbeitsbereich eingezeichnet.

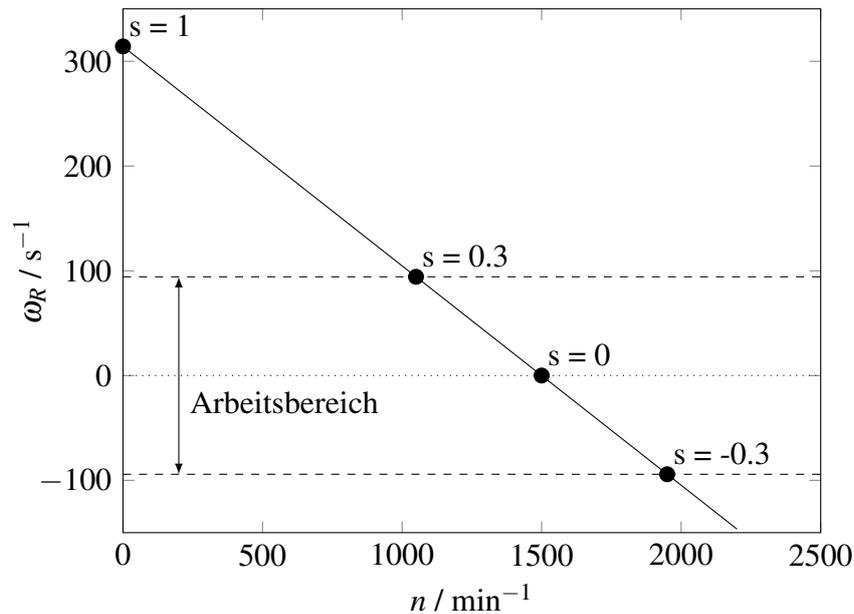


Abbildung 5.4.: Proportionaler Zusammenhang zwischen resultierender Rotorkreisfrequenz und Drehzahl

Nach Überführung der Gleichungen in den Bildbereich mit Hilfe der Laplace-Transformation und der Berücksichtigung des Rotorstromregelkreises durch ein angenähertes  $PT_1$ -Glied kann der Regelkreis wie in Abbildung 5.5 aufgestellt werden. Die Verstärkung  $K_S$  des Proportionalglieds wird aus Gleichung (4.51) des elektrischen Moments gebildet. Der Magnetisierungsstrom  $i_{mS}$  ist auch hier weiterhin konstant. Für die Auslegung des Reglers ist der berechnete Betrag aus dem Modell des vorherigen Kapitels vollkommen ausreichend.

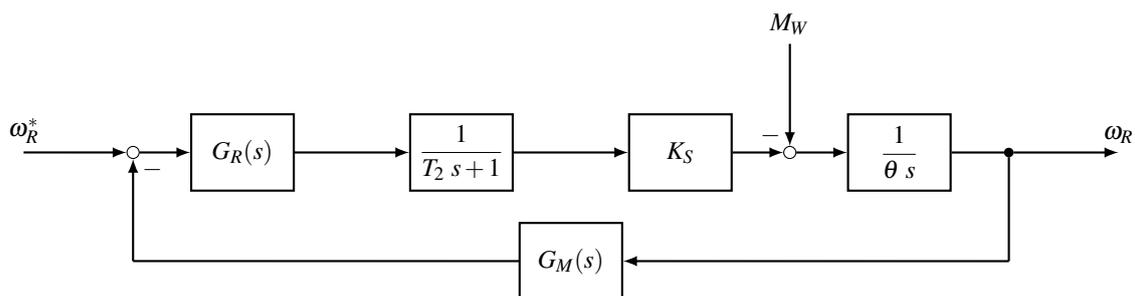


Abbildung 5.5.: Drehzahlregelkreis

Mit Vernachlässigung der Störgröße ergibt sich die Strecke zu einem  $IT_1$ -Glied:

$$G_S(s) = \frac{K}{s(T_2 s + 1)} \quad (5.13)$$

mit  $K = K_S \frac{1}{\vartheta}$  und  $T_2 = 5 T_1$ .

Der ideale, technisch realisierbare Regler für eine  $IT_1$ -Strecke ist der  $PD-T_R$ -Regler. Mit der Vereinfachung, dass das Messglied im Rückführungszweig  $G_M(s) = 1$  ist, kann der offene Regelkreis bestimmt werden:

$$G_o(s) = \frac{K_R}{(T_R s + 1)} \cdot \left( \frac{K_D}{K_R} s + 1 \right) \cdot \frac{K}{s (T_2 s + 1)} \quad (5.14)$$

Die Zeitkonstante des zusätzlichen  $PT_1$ -Glieds wird sehr klein gewählt, sodass das dynamische Verhalten des Reglers möglichst wenig beeinflusst wird:

$$T_R \approx \frac{1}{10} \cdot T_{min} \text{ (Strecke)} \quad (5.15)$$

Die Zeitkonstante  $T_2$  der Regelstrecke wird durch einen Koeffizientenvergleich kompensiert:

$$\frac{K_D}{K_R} = T_2 \quad (5.16)$$

Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises reduziert sich nun zu:

$$G_o(s) = \frac{K_R K}{s (T_R s + 1)} \quad (5.17)$$

Die Führungsübertragungsfunktion entspricht dadurch einem  $PT_2$ -Glied:

$$G_w(s) = \frac{1}{\frac{T_R}{K_R K} s^2 + \frac{1}{K_R K} s + 1} \hat{=} \frac{K_P}{T^2 s^2 + 2 \vartheta T s + 1} \quad (5.18)$$

mit  $T = \frac{1}{\omega_0}$ .

Die Führungsübertragungsfunktion erhält durch einen weiteren Koeffizientenvergleich das dynamische Verhalten eines Systems 2. Ordnung, wobei mit  $\vartheta$  die Dämpfung vorgegeben wird. Der Vergleich liefert den letzten gesuchten Reglerparameter:

$$K_R = \frac{1}{4 \vartheta^2 T_R K} \quad (5.19)$$

### Störgrößenübertragungsfunktion

Mit Hilfe der Störgrößenübertragungsfunktion kann nun abgeschätzt werden, inwieweit sich stationäre Genauigkeit bei einem Störgrößensprung auf den Regelkreis auswirkt. Die Stör-

größenübertragungsfunktion  $G_Z(s)$  ist:

$$G_Z(s) = \frac{Y(s)}{Z(s)} = \frac{G_v(s)}{1 + G_o(s)} \quad (5.20)$$

Die Vorwärtsübertragungsfunktion wird dabei von der Störgröße zum Ausgang hin betrachtet. Da die Störgröße aber laut dem Blockschaltbild vor dem Integrator wirkt, wird sie mit folgender Übertragungsfunktion hinter diesen gesetzt:

$$G_v(s) = \frac{1}{\theta s} \quad (5.21)$$

Dadurch ergibt sich die Störgrößenübertragungsfunktion zu:

$$G_Z(s) = \frac{\frac{1}{\theta s}}{1 + \frac{K_R K}{s(T_R s + 1)}} = \frac{T_R s + 1}{\theta s (T_R s + 1) + \theta K_R K} \quad (5.22)$$

Mit Hilfe des Endwertsatzes der Laplace-Transformation wird die Wirkung eines Störgrößen sprungs ermittelt:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_Z(s) \cdot \frac{1}{s} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{T_R s + 1}{\theta s (T_R s + 1) + \theta K_R K} \cdot \frac{1}{s} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &= \frac{1}{\theta K_R K} \neq 0 \end{aligned} \quad (5.23)$$

Bei einem Störgrößen sprung bleibt demnach eine Regelabweichung zurück.

### Kompensationsmaßnahmen

Das Problem ist, dass die Störgröße vor dem Integrator wirkt. Die Abkehr von einem  $PD$ - $T_R$ -Regler hin zu einem  $PI$ -Regler stellt eine Alternative dar. In Verbindung mit der Strecke bewirkt dies jedoch einen doppelten  $I$ -Anteil, welcher zu einem grenzstabilen Verhalten (Schwingen) führen kann. Eine Lösung wäre die Zeitkonstante nicht zu kompensieren, sondern eine Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum vorzunehmen. [vgl. 15]

Eine weitere Möglichkeit zur Neutralisierung der Störung besteht durch Aufschaltung. Indem man die Störung messtechnisch erfasst bzw. beobachtet und direkt über eine dynamisch geformte Aufschaltung auf den einzigen Eingriffspunkt (der vorhandenen Stellgröße) wirken lässt, wird diese kompensiert. Abbildung 5.6 zeigt das Blockschaltbild einer solchen Kompensation:

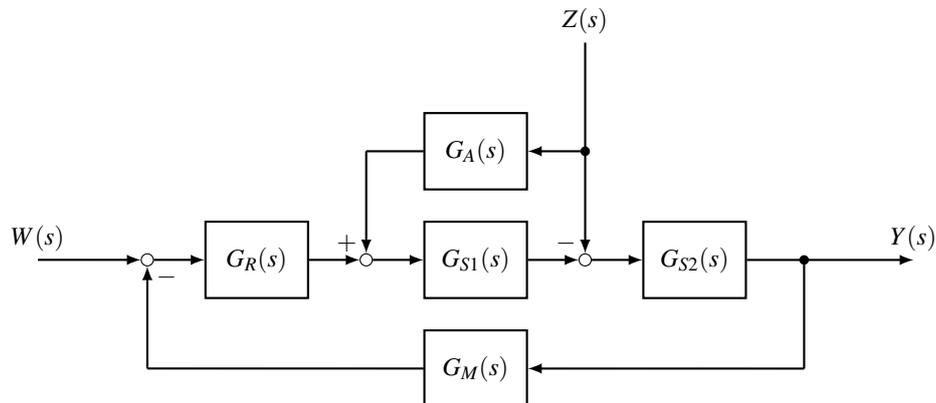


Abbildung 5.6.: Blockschaltbild mit Störgrößenaufschaltung

Die vollständige Störgrößenkompensation erfolgt bei:

$$G_A(s) = \frac{1}{G_{S1}(s)} \quad (5.24)$$

Eine solche Störgrößenkompensation ist jedoch nur mit einer dynamischer Kompensation möglich, wenn folgende Voraussetzung erfüllt ist:

$$G_A(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{Z_A(s)}{N_A(s)} \quad (5.25)$$

$$\text{Grad}\{Z_A(s)\} = \text{Grad}\{N_A(s)\} \quad (5.26)$$

Eine stationäre Kompensation erfolgt allerdings auch noch bei:

$$\text{Grad}\{Z_A(s)\} > \text{Grad}\{N_A(s)\} \quad (5.27)$$

$G_{S1}(s)$  ist hier ein  $PT_1$ -Glieder (Rotorstromersatzglied und  $P$ -Anteil). Die Kehrwertfunktion  $G_A(s)$  weist somit einen höheren Zähler- als Nennergrad auf. Damit ist nur eine stationäre Kompensation möglich. Dies ist aber vollkommen ausreichend für die Betriebsführung der Maschine.

Als Alternative zur Kompensation der Störgröße durch Aufschaltung und des damit verbundenen Aufwands der Störgrößenerfassung (messtechnisch oder durch einen Beobachter) kann auch ein zusätzlicher Bypass- $I$ -Regler verwendet werden. Die Idee dieses Verfahrens ist, dem Regelsystem ein „echtes Integralverhalten“ zu verschaffen, indem eine Bypass-Anordnung mit  $I$ -Verhalten vorgeschaltet wird. Das ermöglicht dem System eine Störgröße auszuregeln und eine bleibende Sollwertabweichung sicher zu vermeiden. Abbildung 5.7 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Verfahrens:

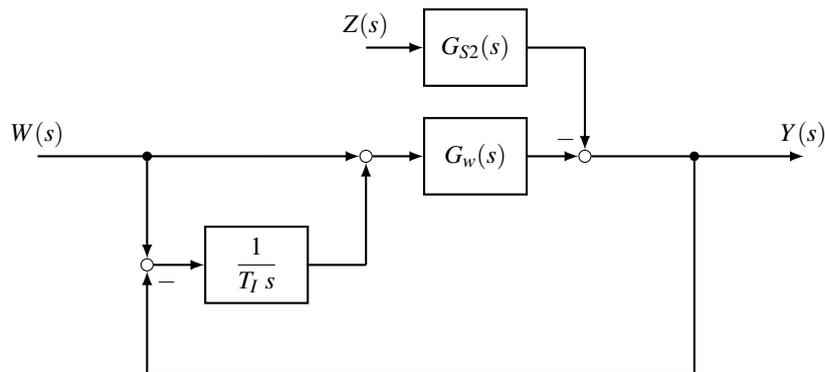


Abbildung 5.7.: Blockschaltbild Bypass-I-Regler

Die Dimensionierung der Zeitkonstanten  $T_I$  des Bypass-I-Reglers erfolgt dabei in etwa in der Größenordnung der dominierenden Wurzel des charakteristischen Polynoms der Störgrößenübertragungsfunktion. Mit der Zeitkonstanten  $T_I$  kann somit Einfluss auf das Störgrößenübertragungsverhalten genommen werden, ohne dabei das Führungsübertragungsverhalten ändern zu müssen. Außerdem ist keine Kenntnis der Störgröße mehr notwendig.

Da in dem Regelkreis eine Stellgrößenbeschränkung implementiert werden soll, resultiert aus der Verwendung eines Bypass-I-Reglers das Wind-Up Problem. Der Reglerausgang kann größere Werte annehmen als die maximale Stellgrößenbeschränkung zulässt. Der  $I$ -Anteil wird die zusätzliche Regelabweichung immer weiter aufintegrieren. Daraus folgt ein starkes Überschwingen, das zur Instabilität führen kann. Daher muss bei der Verwendung eines Bypass-I-Reglers unbedingt eine Anti-Windup Maßnahme getroffen werden.

Die dritte Möglichkeit stellt die Verwendung eines  $PI$ -Reglers nach Auslegung durch das Symmetrische Optimum dar. Dieses ist das typische Optimierungskriterium für Drehzahlregelkreise mit unterlagertem Stromregelkreis. Es kann immer dann angewendet werden, wenn ein Regelkreis mit Einheitsrückführung vorliegt, die Strecke integrales Verhalten aufweist und die stationäre Regelabweichung auch bei Störgrößen zu Null geregelt werden soll. [vgl 15]

Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises mit einem  $PI$ -Regler und der Vereinfachung eines Messglieds im Rückföhrungsweig  $G_M(s) = 1$  ist:

$$G_o(s) = K_R \cdot \frac{T_R s + 1}{T_R s} \cdot \frac{K_S}{\theta s} \cdot \frac{1}{T_2 s + 1} \quad (5.28)$$

Daraus wird die Führungsübertragungsfunktion gebildet:

$$G_w(s) = \frac{T_R s + 1}{\frac{T_R \theta T_2}{K_R K_S} s^3 + \frac{T_R \theta}{K_R K_S} s^2 + T_R s + 1} \quad (5.29)$$

Die Einstellung der Reglerparameter beim Symmetrischen Optimum leitet sich aus dem Frequenzgang her. Eine möglichst große Phasenreserve soll beim Amplitudendurchtritt ent-

stehen. Bei der Standardeinstellung gelten für die Reglerparameter nach [15]:

$$T_R = 4 T_2 \quad (5.30)$$

$$K_R = \frac{\theta}{2 K_S T_2} \quad (5.31)$$

Mit den Reglerparametern ergibt sich die Führungsübertragungsfunktion nun zu:

$$G_w(s) = \frac{4 T_2 s + 1}{8 T_2^3 s^3 + 8 T_2^2 s^2 + 4 T_2 s + 1}$$

Hier entsteht jedoch bei einer sprungförmigen Änderung der Führungsgröße ein hohes Überschwingen und eine große Ausregelzeit. [vgl. 15] Dies ist vorrangig auf den Zähler  $Z(s) = 4 T_2 s + 1$  zurückzuführen. Abhilfe schafft eine Führungsglättung durch ein  $PT_1$ -Glied. Wird dessen Nennerpolynom wie der Zähler der Führungsübertragungsfunktion gestaltet, wird deren Zählerterm kompensiert:

$$G_G(s) = \frac{1}{4 T_2 s + 1} \quad (5.32)$$

$$G_w'(s) = G_G(s) \cdot G_w(s) = \frac{1}{8 T_2^3 s^3 + 8 T_2^2 s^2 + 4 T_2 s + 1}$$

Diese Möglichkeit ist jedoch nur anwendbar, wenn die Zeitkonstante der Führungsübertragungsfunktion identisch mit der Nachstellzeit des  $PI$ -Reglers ist. [vgl. 15] Abbildung 5.8 zeigt die Drehzahlregelung durch einen  $PI$ -Regler mit Führungsglättung.

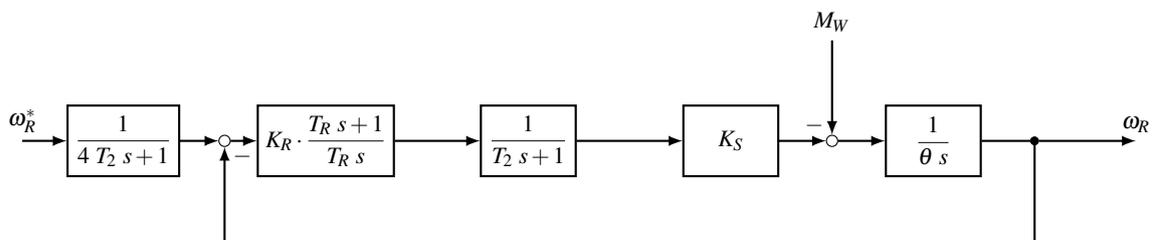


Abbildung 5.8.: Drehzahlregelung mit Führungsglättung

### Maximales Widerstandsdrehmoment

Das maximale Widerstandsdrehmoment  $M_W$ , dem die Maschine stationär entgegenwirken kann, wird aus der mechanischen Bewegungsgleichung (4.5) geschätzt:

$$\frac{d\omega_m}{dt} \stackrel{!}{=} 0 = \frac{1}{\Theta} (M_{el} - M_W)$$

Das elektrische Moment wird mit Hilfe von Gleichung (4.51) bestimmt:

$$M_{el} = -\frac{2}{3} \frac{p}{\ddot{u}} \frac{L_{hS}}{1 + \sigma_S} i_{mS} i_{Rq}$$

Der dafür benötigte erweiterte statorbasierende Magnetisierungsstrom  $i_{mS}$  wird dem vereinfachten Modell aus Gleichung (4.63) entnommen:

$$i_{mS} = \frac{|\vec{u}_S|}{\omega_0 L_{hS}}$$

Mit dieser Substitution ergibt sich für das maximale Widerstandsdrehmoment, dem stationär entgegenwirkt werden kann:

$$M_W|_{max} = -\frac{2 p |\vec{u}_S|}{3 \ddot{u} (1 + \sigma_S) \omega_0} \cdot i_{Rq}|_{max} \quad (5.33)$$

Das maximale Widerstandsdrehmoment ist demnach hauptsächlich durch den maximalen Rotorstrom begrenzt und nicht wie bei der statorseitig gespeisten Maschine aus [18] durch den Statorstrom. Bei einer effektiven Strangspannung von  $u_S = 230 \text{ V}$  und einem effektiven Rotornennstrom von  $6,2 \text{ A}$  ist das maximale Widerstandsdrehmoment  $M_W|_{max} = 14,26 \text{ N m}$ .

### Wirk- und Blindleistungsregler

Zur Bestimmung der Dynamik der Strecke, die für den Leistungsregelkreis maßgebend ist, werden Gleichung (4.67) sowie Gleichung (4.68) für die Wirk- und Blindleistung benötigt:

$$P_S = -\sqrt{2} U_S \frac{i_{Rq}'}{1 + \sigma_S}$$

$$Q_S = \sqrt{2} U_S \frac{-i_{mS} + i_{Rd}'}{1 + \sigma_S}$$

Beide Gleichung ergeben nach der Laplace-Transformation in den Bildbereich ein reines Proportionalverhalten, da der Betrag der Ständerspannung wie auch der Betrag des Magnetisierungsstroms als konstant angenommen wird. Die geschlossenen Regelkreise können der Abbildung 5.9 entnommen werden:

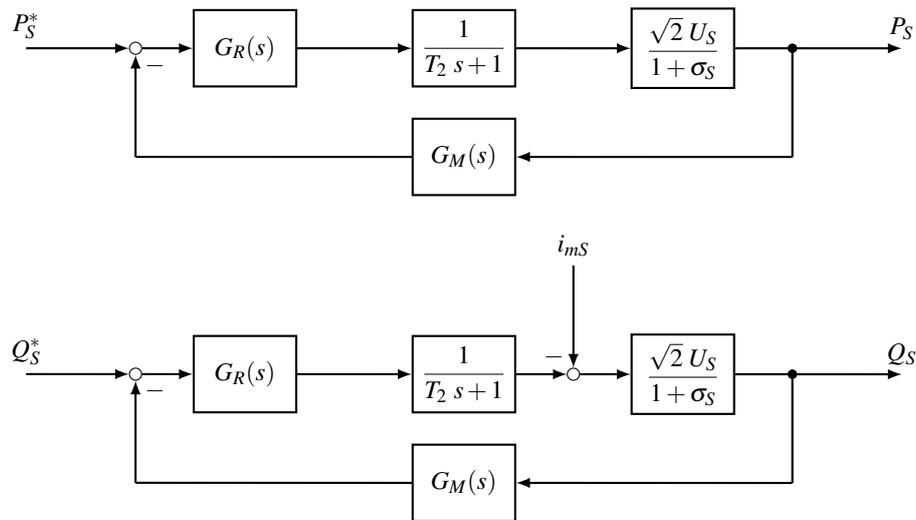


Abbildung 5.9.: Blockschaltbild Leistungsregelkreis

Auch hier wird wieder der Rotorstromregelkreis durch ein  $PT_1$ -Glied approximiert. In Reihe mit dem entsprechenden  $P$ -Glieder von Wirk- oder Blindleistung gleicht die Dynamik der gesamten wirkenden Strecke einem  $PT_1$ -Verhalten. Wie beim Rotorstromregelkreis erläutert, können wieder  $PI$ -Regler nach den gleichen Entwurfsverfahren in Abschnitt 5.2.1 durchgeführt werden:

$$T_R = T_2 \quad (5.34)$$

$$K_R = \frac{K}{T_w} \quad (5.35)$$

Mit  $K = \frac{\sqrt{2} U_S}{1 + \sigma_S}$ .  $T_w$  ist frei wählbar und bestimmt die Schnelligkeit des Regelkreises.

### 5.3. Netzwechselrichter

Die Regelung des netzseitigen Wechselrichters wird in der Vorgängerarbeit [18] bearbeitet und ist dort ausführlich dokumentiert. Auf die Herleitung der wirkenden Strecke wird deshalb nur vereinzelt eingegangen und auf die Thesis verwiesen. Wie auch auf der Rotorseite besteht der Aufbau der Regelung aus einer kaskadierten Form. Der innere Regelkreis regelt die Stromkomponenten, der äußere Regelkreis regelt die Zwischenkreisspannung / Wirkleistung und die Blindleistung.

Allerdings sind für den Betrieb kleine Änderungen notwendig. So ist eine wesentlich kleinere Zwischenkreisspannung erforderlich. Daher wird dem netzseitigen Wechselrichter ein Transformator vorgeschaltet. Dieser wird in der Vorgängerarbeit [6] ausgelegt. Zudem wird der Zwischenkreisspannungsregler angepasst. Dazu werden im folgenden Abschnitt die

Systemgleichungen vereinzelt aufgeführt. Abbildung 5.10 zeigt das Schaltbild des Netzwechselrichters.

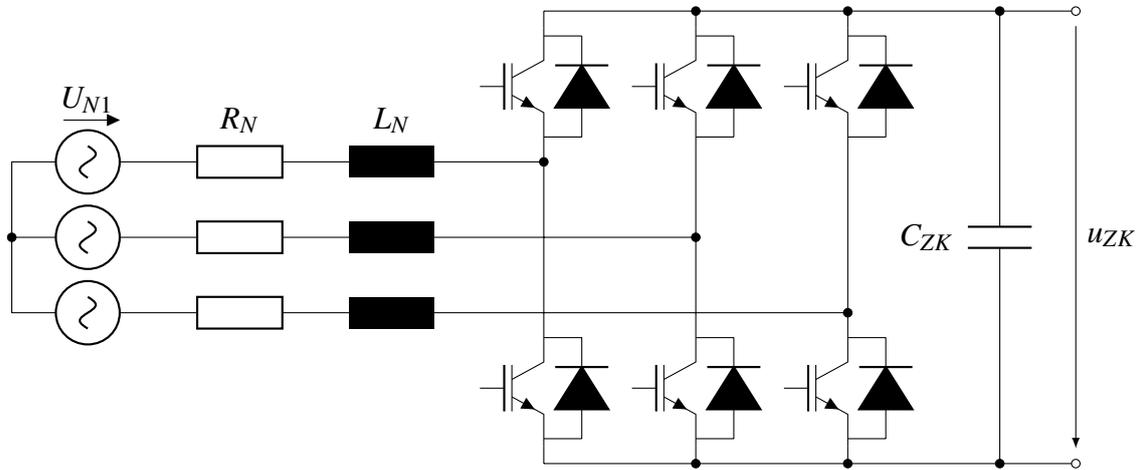


Abbildung 5.10.: Netzwechselrichter

Im Grunde ist das Schaltbild gleich dem des Maschinenwechselrichters auf der Rotorseite, wobei anstelle der Rotorreaktanzen die Netzreaktanzen und für die induzierte Gegenspannung in der Asynchronmaschine die sinusförmige Netzspannung angenommen wird. Die Höhe der Soll-Zwischenkreisspannung wird aus den Daten der Asynchronmaschine ermittelt. Darin ist die Rotorspannung mit 500V effektiv angegeben (s. Tabelle A.1). Dieser Spannungswert wird bei Stillstand und statorseitigem Netzanschluss im Rotor induziert. Bei Erreichen der Synchrondrehzahl sinkt diese auf 0V. Es besteht dabei ein proportionaler Zusammenhang zwischen Rotorspannung und Drehzahl.

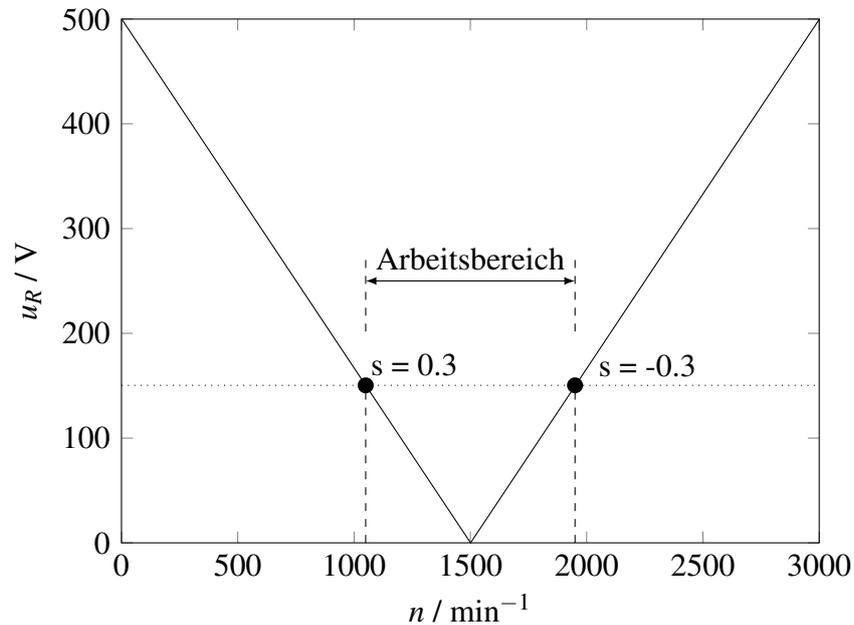


Abbildung 5.11.: Rotorspannung zu Drehzahl

Abbildung 5.11 veranschaulicht den Zusammenhang. Weiterhin sind die maximal zulässigen Schlupfpunkte des definierten Arbeitsbereichs eingezeichnet. Dadurch kann man schlussfolgern, welche Zwischenkreisspannung nötig ist, um die Maschine an den Grenzen des Arbeitsbereichs zu betreiben (ca.  $\sqrt{2} \cdot 150\text{V}$ ).

Zur Modellierung der Strecke wird ein einphasiges Ersatzschaltbild verwendet:

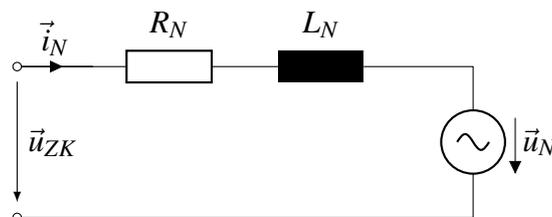


Abbildung 5.12.: Ersatzschaltbild des Netzes

In dem vereinfachten Ersatzschaltbild stellen  $R_N$  und  $L_N$  die gemeinsame Reaktanz der Wirk- und Blindleistungskomponente von Filter, Transformator und Netz dar. Analog zum vorherigen Kapitel sind auch hier die dreiphasigen skalaren Größen zu komplexen Vektoren zusammengefasst (s. Gleichung 4.7). Werden Eisenverluste und -sättigung des Transformators sowie des Filters als auch die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Größen nicht

berücksichtigt, ergibt sich nach [18] folgende Spannungsgleichung durch die Transformation ins netzspannungsorientierte ( $d,q$ )-Koordinatensystem:

$$-\vec{u}_{ZK} = R_N \vec{i}_N + L_N \frac{d\vec{i}_N}{dt} + j \omega_0 L_N \vec{i}_N - \vec{u}_N \quad (5.36)$$

Das Koordinatensystem rotiert mit der Netzfrequenz und wird so ausgerichtet, dass der Netzspannungsraumzeiger auf der realen Achse des Koordinatensystems liegt. Diese bildet somit den vollen konstanten Betrag auf ihrer Achse ab, wohingegen die imaginäre Achse den Wert Null aufweist:

$$u_{Nd} = |\vec{u}_N| \quad (5.37)$$

$$u_{Nq} = 0 \quad (5.38)$$

Dadurch ist die Stromkomponente  $i_d$  proportional mit der Zwischenkreisspannung bzw. der Wirkleistung und die  $i_q$ -Stromkomponente proportional zur Blindleistung. Auch hier findet somit eine Entkopplung der Regelgrößen statt. Nach Aufspaltung der Gleichung (5.36) in Real- und Imaginärteil und Überführung der Gleichungen in den Bildbereich ergibt sich mit Vernachlässigung der Kopplungen die gleiche Stromübertragungsfunktion für beide Anteile, aus denen die Stromregler synthetisiert werden:

$$G_S(s) = \frac{K}{T_1 s + 1} \quad (5.39)$$

mit  $K = \frac{1}{R_N}$  und  $T_1 = \frac{L_N}{R_N}$ . Der Stromregelkreis ist vergleichbar mit Abbildung 5.3 (ohne Störgröße) und die Stromregler können nach dem selben Verfahren ausgelegt werden.

Für den übergeordneten Spannungsregler wird die Leistungsbilanz im Zwischenkreis betrachtet:

$$P_{ZK} = P_N - P_R \quad (5.40)$$

Diese resultiert aus der Netzleistung  $P_N$  und der Rotorleistung  $P_R$ . Daraus folgt nach [18] die Spannungsgleichung für den Zwischenkreis:

$$u_{ZK} C_{ZK} \frac{d u_{ZK}}{dt} = \frac{3}{2} u_{Nd} i_{Nd} - \frac{3}{2} (u_{Rd} i_{Rd} + u_{Rq} i_{Rq}) \quad (5.41)$$

Die Betrachtung der Gleichung im Bildbereich führt zu einer nichtlinearen quadratischen Funktion. Durch Linearisierung im Arbeitspunkt und Vernachlässigung der Störgröße (Rotorleistung) erhält man nach [18] die Übertragungsfunktion zur Auslegung des Spannungs-zwischenkreisreglers:

$$G_S(s) = \frac{3 |\vec{u}_N|}{2 C_{ZK} s} \quad (5.42)$$

Unter Berücksichtigung der Verzögerung der Stromregelung durch ein approximiertes  $PT_1$ -Glied kann der geschlossene Regelkreis aufgestellt werden. Durch das zusätzliche  $PT_1$ -Glied entsteht, wie auch beim Drehzahlregelkreis, eine  $IT_2$ -Strecke, für die ein  $PD$ - $T_R$ -Regler den optimalen Regler darstellt. Das würde allerdings, wie schon beim Drehzahlregler, zu einer gewissen Störgrößenanfälligkeit führen. Daher fällt die Wahl auf einen  $PI$ -Regler. Der geschlossene Regelkreis ergibt sich zu:

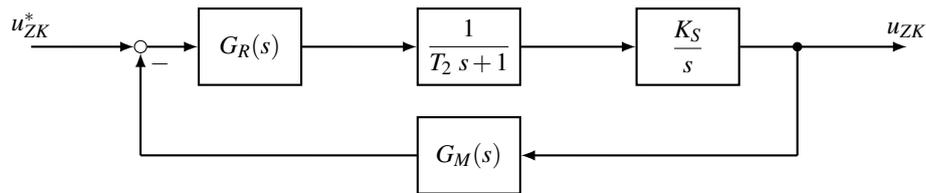


Abbildung 5.13.: Blockschaltbild Zwischenkreisspannungsregelung

mit  $G_M(s) = 1$ ,  $K_S = \frac{3}{2} \frac{|\vec{u}_N|}{C_{ZK}}$  und  $T_2 = 5 T_1$ .

## 5.4. Ansteuerung der Umrichter

Zur Steuerung und Regelung der Asynchronmaschine bzw. des Netzwechselrichters müssen die Regelgrößen in Ansteuersignale umgerechnet werden. Diese Signale schalten wiederum die Ventile möglichst geschickt ein und aus, um eine niederfrequente Ausgangsspannung zu erzeugen. In der Praxis werden im unteren und mittleren Frequenzbereich hauptsächlich zwei Verfahren angewendet: Die trägerbasierte- und die Raumzeigermodulation.

Die trägerbasierte Modulation entspricht dabei der klassischen Pulsweitenmodulation (PWM). Es wird ein Vergleich aus Referenz- und höherfrequenten Trägersignal gebildet. Daraus resultiert das Steuersignal. Für das höherfrequente Trägersignal wird dabei meist ein Dreieckssignal verwendet. Das Referenzsignal entspricht dem zu modellierenden Sinus-signal.

Eine Alternative zum trägerbasierten Verfahren stellt die Raumzeigermodulation dar. Wie in Abschnitt 4.3 gezeigt, wird der Raumzeiger aus der geometrischen Addition der dreiphasigen Größen gebildet. Das verwendete Koordinatensystem ist feststehend, der Zeiger rotiert. Zusätzlich sind die feststehenden Spannungszeiger der drei Halbbrücken eingezeichnet. Jede Halbbrücke der drei Phasen kann auf das positive als auch das negative Potential der Zwischenkreisspannung geschaltet werden. Insgesamt resultieren daraus sechs aktive Spannungsraumzeiger (jede Phase positiv und negativ) sowie zwei passive Spannungsraumzeiger (alle drei oberen oder unteren Ventile geschlossen).

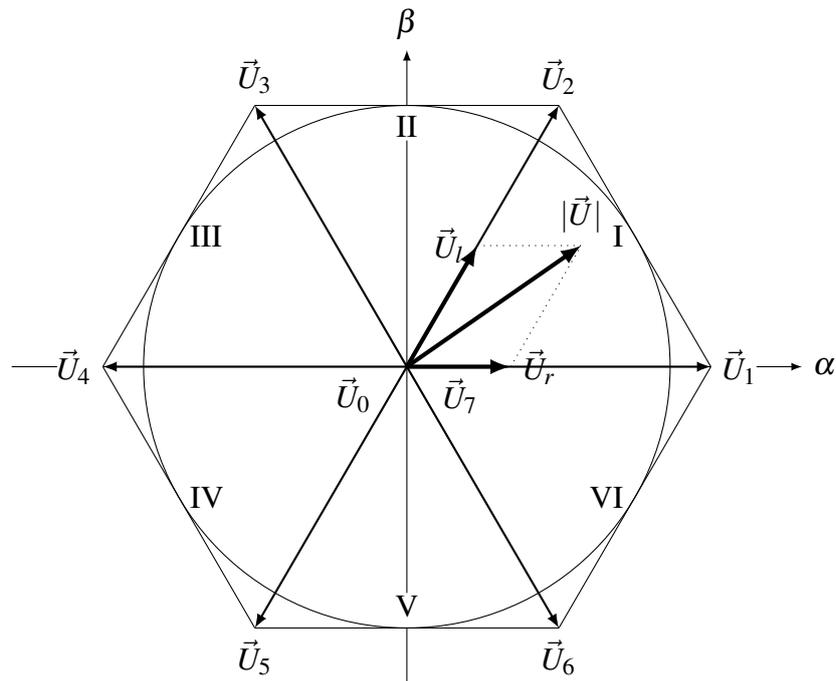


Abbildung 5.14.: Raumzeigermodulation

Abbildung 5.14 zeigt den umlaufenden Raumzeiger im  $(\alpha, \beta)$ -Koordinatensystem und die feststehenden Spannungszeiger  $\vec{U}_0$  bis  $\vec{U}_7$ .

Nach [8] ist die lineare Zerlegung des Raumzeigers in den beiden direkt benachbarten Spannungszeigern in jedem Sektor identisch und lässt sich auf insgesamt drei Terme ( $a$ ,  $b$  sowie  $c$ ) reduzieren:

$$a = u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \quad (5.43)$$

$$b = u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \quad (5.44)$$

$$c = \frac{2}{\sqrt{3}} u_\beta \quad (5.45)$$

Allerdings muss vor der Zerlegung zunächst bestimmt werden, in welchem Sektor der Raumzeiger liegt. Tabelle 5.1 ordnet die verwendeten Terme  $a$ ,  $b$  oder  $c$  den entsprechenden Sektoren zu.

Sektor	$ \vec{U}_r $	$ \vec{U}_l $
I	$\left(u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$	$\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_d}$
II	$\left(u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$	$\left(-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$
III	$\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_d}$	$\left(-u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$
IV	$\left(-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$	$\frac{-2u_\beta}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_d}$
V	$\left(-u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$	$\left(u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$
VI	$\frac{-2u_\beta}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_d}$	$\left(u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}\right) \frac{1}{u_d}$

Tabelle 5.1.: Zerlegung von  $(\alpha, \beta)$ -Koordinaten in benachbarte Spannungszeiger

Sind Sektor und Beträge der Spannungszeiger bekannt, kann der letztlich benötigte Tastgrad  $a$  für die jeweiligen Halbbrücken bestimmt werden. Dieser berechnete Wert wird dann an die Hardware weitergeleitet, um die Ventile anzusteuern. Die unteren Ventile der Brückenschaltung werden mit dem jeweils invertierten Tastgrad angesteuert. Tabelle 5.2 listet die Berechnung der Tastgrade in Abhängigkeit der jeweiligen Sektoren auf.

Sektor	$a_u$	$a_v$	$a_w$
I	$1 - a_w$	$a_w +  \vec{U}_l $	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$
II	$a_w +  \vec{U}_r $	$1 - a_w$	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$
III	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$	$1 - a_u$	$a_u +  \vec{U}_l $
IV	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$	$a_u +  \vec{U}_r $	$1 - a_u$
V	$a_v +  \vec{U}_l $	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$	$1 - a_v$
VI	$1 - a_v$	$\frac{1}{2}(1 -  \vec{U}_r  -  \vec{U}_l )$	$a_v +  \vec{U}_r $

Tabelle 5.2.: Bestimmung des Tastgrads in den unterschiedlichen Sektoren

Die Ausführung des Algorithmus geschieht in einem C-Programm der Firma dSPACE GmbH.

## 5.5. Steuerung

Übergeordnet zur Regelung der Asynchronmaschine ist eine Steuerung notwendig, die für die komplette Anlage (inklusive Gleichstrommaschine) ausgelegt ist. Vor allem zum sicheren Betreiben der Anlage ist eine Einschaltreihenfolge zu beachten. Diese kann als Steuerung für die Anlage angesehen werden. So ist z. B. die induzierte Rotorspannung, wie in Abschnitt 5.3 in Bild 5.11 zu sehen, bei Erreichen der Synchrondrehzahl 0 V und steigt proportional mit der Abweichung zur Synchrondrehzahl an. Wird der Asynchrongenerator bei Stillstand eingeschaltet, liegt die maximale induzierte Rotorspannung an ( $\approx 500$  V). Über die Freilaufdioden des rotorseitigen Wechselrichters wird die zu hohe Spannung in den Zwischenkreis gespeist. Dies gilt es zu vermeiden.

### 5.5.1. Starten der Anlage

In Abbildung 5.15 ist der Programmablaufplan zum Starten der Anlage abgebildet.

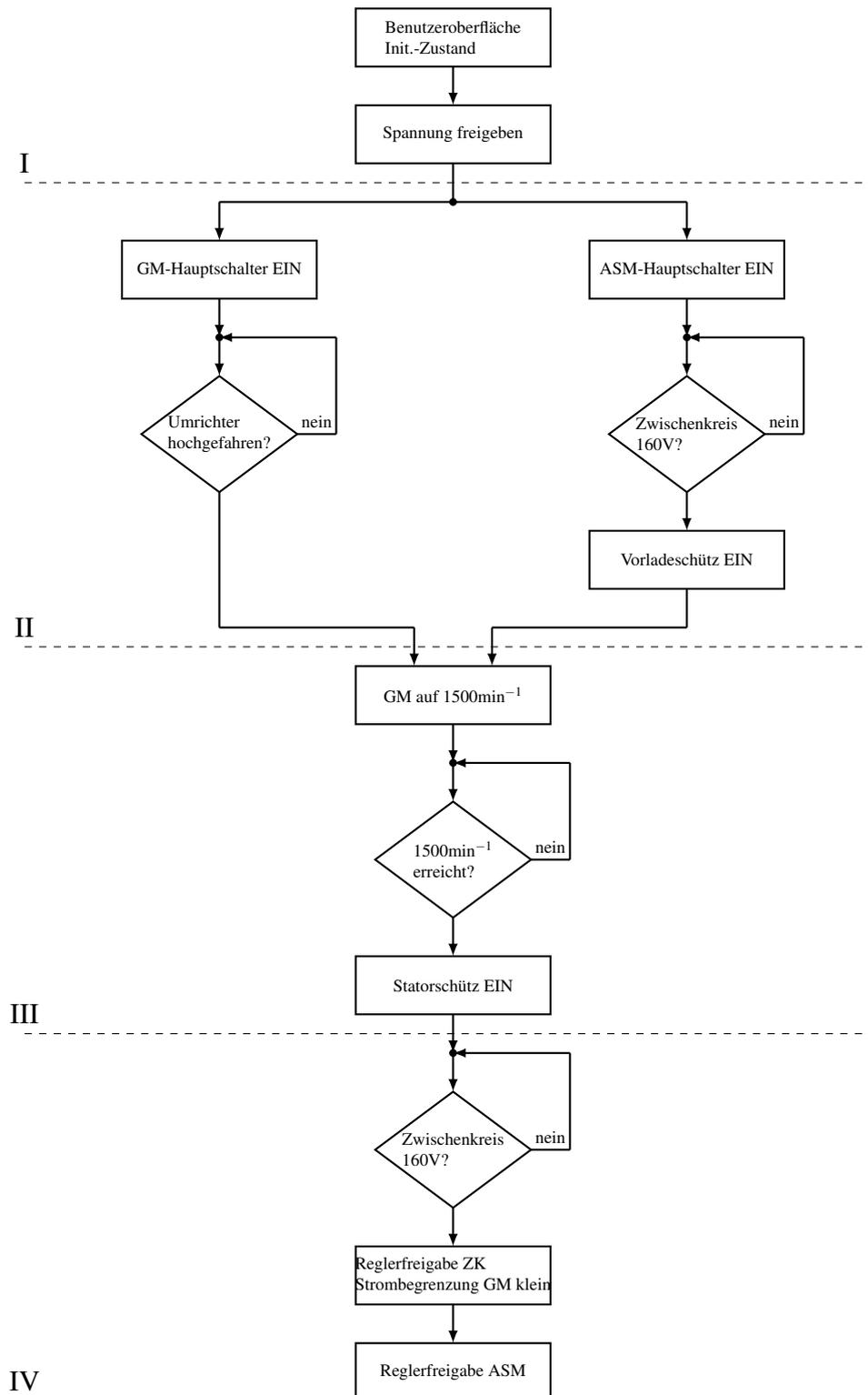


Abbildung 5.15.: Programmablaufplan zum Starten des Versuchsstandes

Nachfolgend werden die einzelnen Abschnitte des Programmablaufs erläutert:

- I.) Zunächst gilt es die Initialzustände der Asynchronmaschine auf der Benutzeroberfläche des PCs sicher zu stellen. Diese umfassen:
- Vorladeschütz AUS
  - Netzseitiger Wechselrichter Reglerfreigabe AUS
  - Bremschopper EIN
  - Statorschütz AUS
  - Rotorseitiger Wechselrichter Reglerfreigabe AUS

Als nächstes wird die Spannung an der Hauptschalttafel der Laboranlage zugeschaltet.

- II.) Im zweiten Abschnitt des Programmablaufs werden die Hauptschalter der Schaltschränke der Gleichstrom- und der Asynchronmaschine eingeschaltet. Dies kann parallel oder beliebig nacheinander erfolgen. Zu beachten ist hierbei, dass der Umrichter der Gleichstrommaschine ungefähr eine Minute zum Hochfahren benötigt (s. [9]) und erst danach zur Ausführung von Anweisungen bereit steht.

Wird der Hauptschalter des Schaltschranks der Asynchronmaschine betätigt, lädt sich der Zwischenkreis direkt über die Vorladewiderstände auf ungefähr 160 V. Ist dieser Wert erreicht, muss das Vorladeschütz betätigt werden, um die Vorladewiderstände durch Überbrücken zu schützen.

- III.) Wie Eingangs erwähnt, sollte der Asynchrongenerator erst bei einer Drehzahl von  $1500 \text{ min}^{-1}$  in Betrieb genommen werden. Daher wird in diesem Programmabschnitt die Gleichstrommaschine drehzahl geregelt auf diese Drehzahl gefahren. Eine klein eingestellte Strombegrenzung der Maschine reicht dafür vollkommen aus. Ist die Drehzahl erreicht, wird das Statorschütz der Asynchronmaschine zugeschaltet. Der Stator wird dadurch direkt ans Netz geschaltet. Bei einer falschen Drehrichtung der Gleichstrommaschine wird diese bei Zuschaltung des Statorschützes augenblicklich abgebremst.

- IV.) Auch wenn das Statorschütz erst bei einer Drehzahl von  $1500 \text{ min}^{-1}$  zugeschaltet wird, ist die Rotorspannung lediglich stationär 0 V. Dynamisch verhält sich die Asynchronmaschine wie ein Transformator, mit vergleichbarem Rush-Effekt. Das bedeutet, dass je nach Phasenlage der Rotorstrom kurzzeitig das Vielfache seines Nennstroms annehmen kann. Dies führt zu einer ungewollten Erhöhung der Zwischenkreisspannung.

Ist die Zwischenkreisspannung nach einigen Sekunden wieder auf ihren ursprünglichen Wert zurückgekehrt, wird die Reglerfreigabe des netzseitigen Wechselrichters eingeschaltet. Der Sollwert der Zwischenkreisspannung beträgt, wie in Abschnitt 5.3

erläutert, ca.  $\sqrt{2} \cdot 150 \text{ V}$ . Bevor nun die Regelung der Asynchronmaschine eingeschaltet wird, muss sichergestellt sein, dass die Drehzahlregelung der Gleichstrommaschine entweder komplett ausgeschaltet oder die Strombegrenzung sehr klein ist, sodass die Asynchronmaschine die Drehzahlregelung übernehmen kann. Eine kleine Strombegrenzung ist hier von Vorteil, da bei Deaktivierung der Drehzahlregelung der Gleichstrommaschine der Maschinensatz aufgrund seines Trägheitsmoments relativ schnell an Drehzahl verliert. Hierdurch erhöht sich wiederum die induzierte Rotorspannung.

Es ist also jederzeit darauf zu achten, dass der Arbeitsbereich der Asynchronmaschine eingehalten wird, um eine zu hohe induzierte Rotorspannung zu vermeiden.

Der unter IV.) beschriebene Punkt, der ungewollten Erhöhung der Zwischenkreisspannung, kann auch messtechnisch erfasst werden. Die nachfolgenden Abbildungen zeigen zunächst die Rotorströme der einzelnen Phasen und den daraus resultierenden Effekt auf die Zwischenkreisspannung.

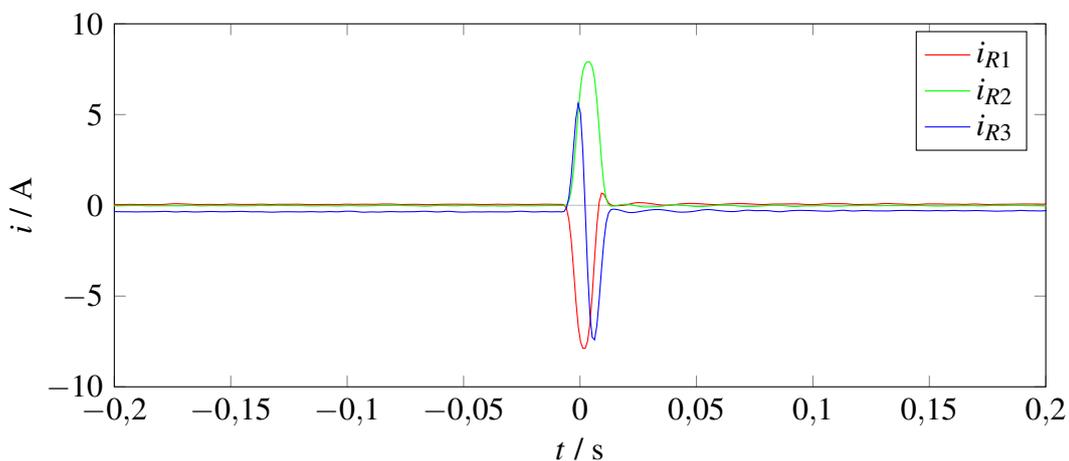


Abbildung 5.16.: Der Rotorstrom beim Einschalten des Statorschützes

In Abbildung 5.16 und 5.17 wird das Statorschütz, der sich mit  $1500 \text{ min}^{-1}$  drehenden Maschine, geschlossen. Alle Regelungen sind ausgeschaltet. Der Zwischenkreis ist auf ungefähr  $160 \text{ V}$  geladen. Abbildung 5.16 zeigt den darauf folgenden kurzzeitigen Anstieg des Rotorstroms. Durch die bedingte Phasenlage steigen die Ströme in unterschiedlichen Richtungen. Mit ungefähr  $8 \text{ A}$  fällt der Spitzenwert noch relativ gering aus.

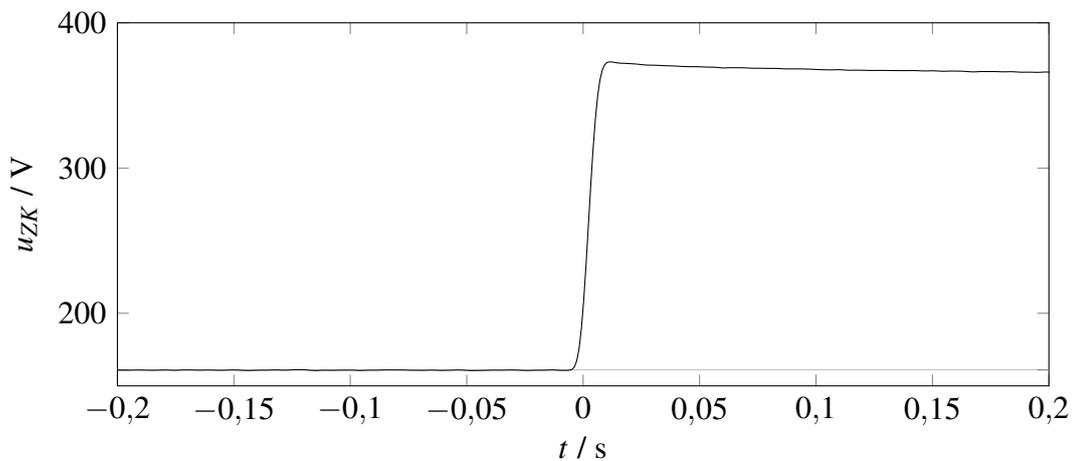


Abbildung 5.17.: Die Zwischenkreisspannung beim Einschalten des Statorschützes

Dennoch ist die Wirkung auf den Zwischenkreis groß. Wie Abbildung 5.17 zeigt, steigt die Zwischenkreisspannung sprunghaft von ca. 160 V auf ungefähr 375 V. Der Zwischenkreis benötigt ohne das Wirken der netzseitigen Regelung fast eine Minute, um auf sein altes Niveau zurückzukehren.

### 5.5.2. Stoppen der Anlage

Zum sicheren Ausschalten der Anlage ist ebenso eine Schaltreihenfolge zu beachten. Hier werden die einzelnen Schritte in der nachfolgenden Auflistung ausführlich beschrieben. Abbildung 5.18 zeigt zudem den Programmablaufplan.

- V.) Der Gleichstrommotor, der während der Versuche als Drehmomentbelastung dient, wird zuallererst abgeschaltet. Hierzu wird die Reglerfreigabe der Maschine deaktiviert. Die Asynchronmaschine wird danach auf ihren virtuellen Nullpunkt bei  $1500 \text{ min}^{-1}$  gefahren.
- VI.) Ist die Drehzahl erreicht, wird die Reglerfreigabe der Asynchronmaschine ausgeschaltet. Erst nachdem dies erfolgt ist, darf das Statorschütz den Stator vom Netz trennen. Die Trennung vom Netz bei gleichzeitiger Regelung der Drehzahl muss unbedingt verhindert werden.
- VII.) Ist die Drehzahlregelung der Asynchronmaschine ausgeschaltet und der Stator vom Netz getrennt, wird der netzseitige Wechselrichter ausgeschaltet. Nachdem dies erfolgt ist, sinkt die Zwischenkreisspannung auf ihre ursprünglichen 160 V. Dies kann einige Minuten in Anspruch nehmen. Nachdem die Spannung erreicht ist, muss das Vorladeschütz ausgeschaltet werden, damit die Vorladewiderstände wieder in Reihe

zum netzseitigen Wechselrichter geschaltet sind. Erst danach wird mit dem Hauptschalter der Schaltschrank der Asynchronmaschine spannungsfrei geschaltet.

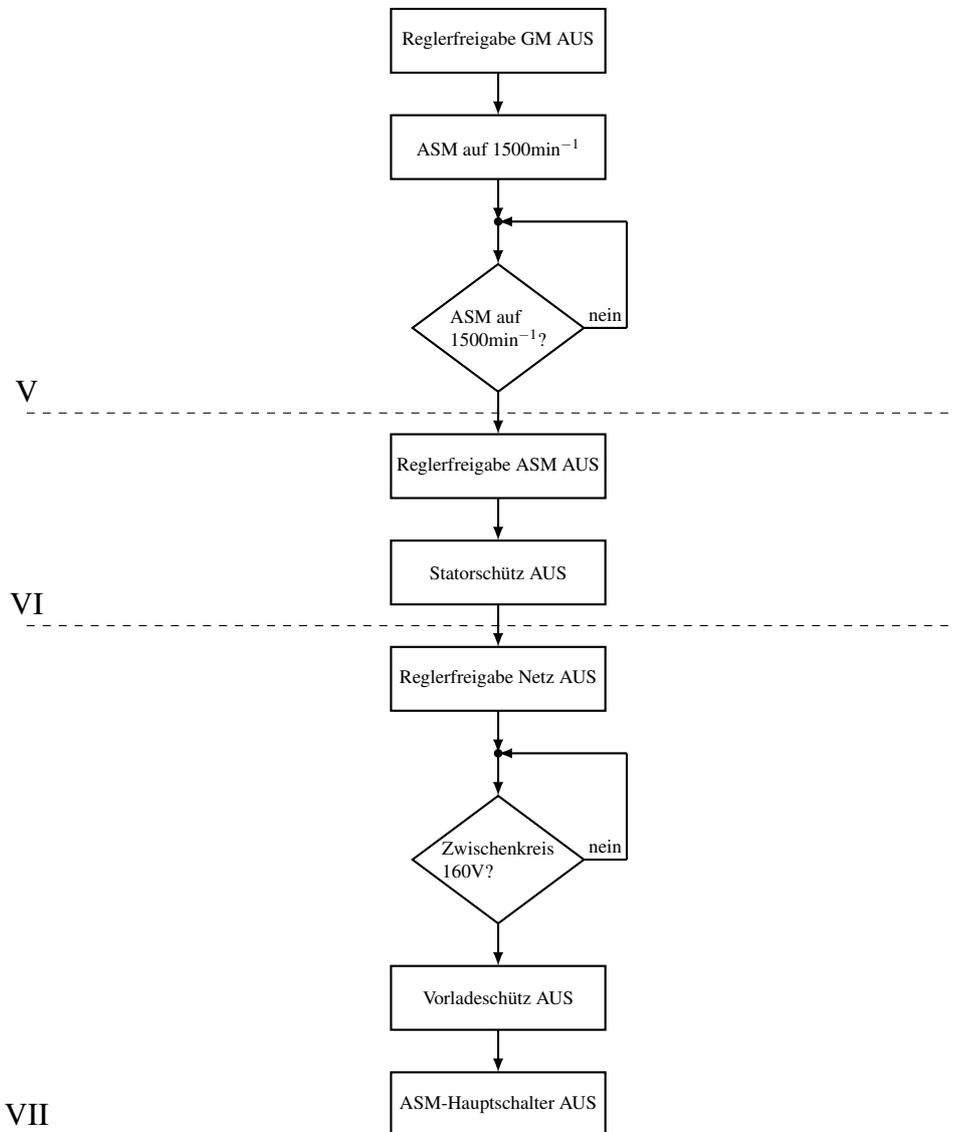


Abbildung 5.18.: Programmablaufplan zum Stoppen des Versuchsstandes

In dem aktuellen Versuchsaufbau ist es nicht möglich, den rotorseitigen Wechselrichterzweig komplett spannungsfrei zu schalten. Die einzige Möglichkeit besteht darin, händisch den Hauptschalter zu betätigen. Damit entfällt allerdings auch die Versorgungs- und Steuerspannung. Aus diesem Grund wird in Punkt VII.) das Vorladeschütz ausgeschaltet. Zwingend nötig ist es zu diesem Zeitpunkt nicht, doch durch die Einhaltung der Bedingung

wird sichergestellt, dass die Vorladewiderstände beim Einschalten der Anlage und nicht geladenem Zwischenkreis vor dem Wechselrichter geschaltet sind.

Ebenso ist es bei dem aktuellen Aufbau nicht möglich, den Abbau der Zwischenkreisspannung nach Betätigung des Hauptschalters zu verfolgen. Ohne Versorgungsspannung liefert der Messwandler für die Zwischenkreisspannung keinen Messwert zur Benutzeroberfläche. Auch fehlen Anschlüsse zum Messen der Zwischenkreisspannung mit Hilfe eines externen Messgeräts. Zum sicheren Arbeiten an der Anlage muss die Zwischenkreisspannung unter 50 V gefallen sein! Hier besteht Handlungsbedarf.

Die Gleichstrommaschine wird wie nach [9] ausgeschaltet. Die Initialzustände der Benutzeroberfläche aus Punkt I.) sind nun wieder erreicht.

## 6. Simulation und Validierung

Bevor der Regelungsalgorithmus an der realen Laboranlage getestet werden kann, wird zunächst ein detailliertes Simulationsmodell entwickelt. Mit diesem Modell können sowohl die Regler als auch umfangreiche Steuerungsbedingungen einfach und schnell verifiziert werden, ohne mögliche Schäden der Anlage in Kauf nehmen zu müssen. Als Simulationsumgebung wird Simulink<sup>®</sup> verwendet.

### 6.1. Simulation der doppelt gespeisten Asynchronmaschine

Das Simulationsmodell ist eine Weiterentwicklung der Arbeit [18]. Dieser hat in Simulink<sup>®</sup> ein detailgetreues Modell des Asynchrongenerators mit direkter Netzeinspeisung als auch des Asynchrongenerators mit Vollumrichter erstellt. Zum Einsatz kommen dabei die Komponentenbibliotheken SimPowerSystems<sup>™</sup>, die sich speziell für die Modellierung und Simulation von Stromsystemen auszeichnen.

Das neue in dieser Arbeit erstellte Modell des doppelt gespeisten Generators beinhaltet u. a. ein dreiphasiges dynamisches Modell der Schleifring-Asynchronmaschine. Als Maschine ist ein Zustandsraummodell 5. Ordnung hinterlegt, welches den motorischen als auch generatorischen Betrieb ermöglicht. Statorseitig ist die Maschine direkt an das Netz angeschlossen. Auf Schaltstellen wie z. B. das Statorschütz oder Sicherungen wird verzichtet.

Rotorseitig beinhaltet das Modell zunächst einen Drehstrom-Transformator, gefolgt von einem Sinusfilter. Insbesondere bei dem Umrichter wird ein hohes Maß an Detailtreue angewendet. Die einzelnen IGBT-Brücken werden genauso modelliert, wie auch der Bremschopper mit Bremswiderstand und die Zwischenkreiskapazität. Zwischen maschinenseitiger Brücke und Rotor des Asynchrongenerators befindet sich ein weiterer Sinusfilter.

Die beiden IGBT-Brücken und der Bremschopper werden von den jeweiligen Teilsystemen angesteuert, die den Regelungsalgorithmus beinhalten. Neben diesen Algorithmen werden hier auch die entsprechenden Messgrößen ausgewertet und eine Pulsweitenmodulation erzeugt. Die Impulse schalten direkt die Ventile der entsprechenden Brücken. Die Generierung der Pulse erfolgt in dem Modell mit einem internen Funktionsbaustein. Das

verwendete Verfahren unterscheidet sich zu der Modulationsart, die in der Laboranlage umgesetzt wird (s. Kapitel 5). Die sich daraus ergebenden Abweichungen sind allerdings gerade für den betrachteten Zeitmaßstab vernachlässigbar.

Zur Berechnung wird das gesamte Modell intern in Zustandsraumdarstellung umgewandelt. Die daraus resultierende Größe, z. B. der Systemmatrix, ist  $\mathbf{A} = (26 \times 26)$ . Eine Übersicht des erstellten Modells ist im Anhang in Abbildung A.2 enthalten. Mit dem Simulationsmodell ist es möglich, jede beliebige verwendete physikalische Größe zu messen und zu analysieren. Da dies an der realen Anlage nicht der Fall ist und die Recheneinheit, wie in Kapitel 3 erläutert, vollständig in Simulink<sup>®</sup> programmiert wird, werden die Messpunkte möglichst realitätsnah gewählt. So werden z. B. nur zwei statorseitige Phasenströme gemessen und der dritte daraus bestimmt. Dieses Vorgehen hat zwei Vorteile. Zum einen ist das Simulationsmodell noch aussagekräftiger, zum anderen kann der Regelungsalgorithmus mit nur wenigen Änderungen auf die Recheneinheit portiert werden.

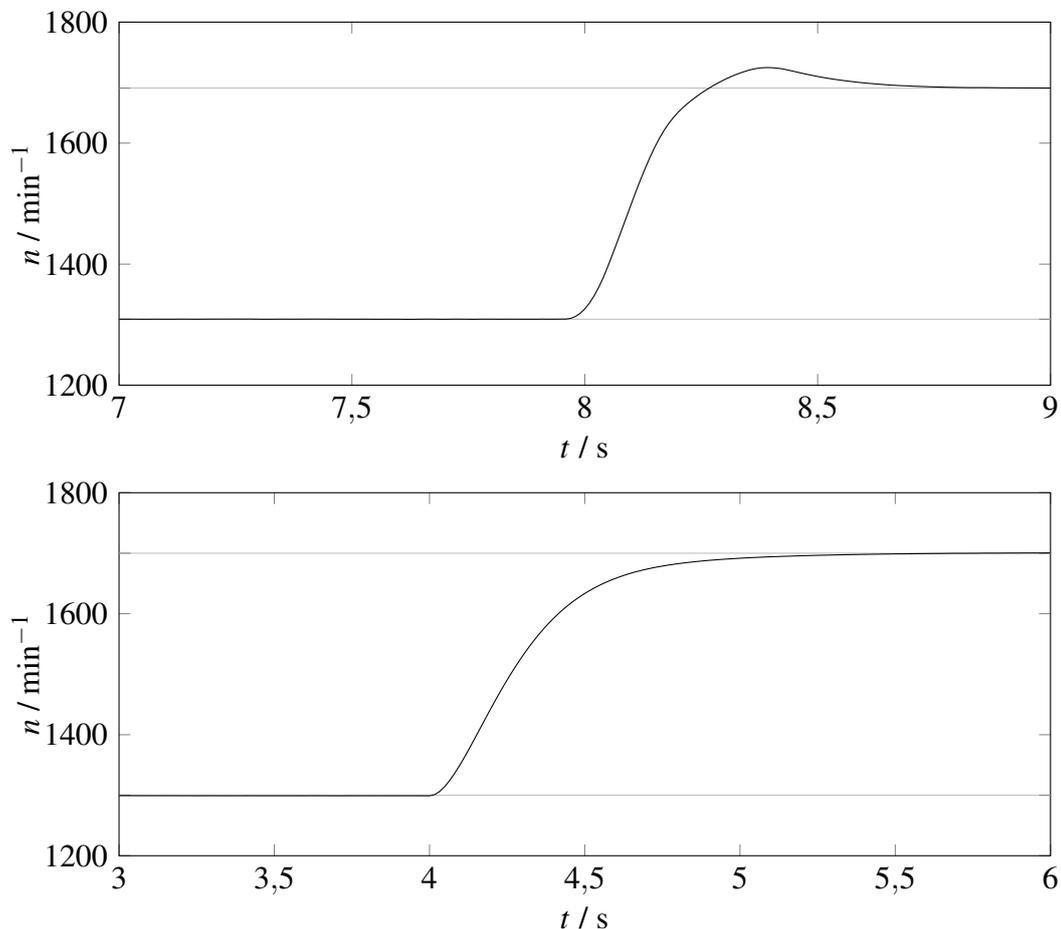


Abbildung 6.1.: Simulation eines Drehzahlspungs von  $1300 \text{min}^{-1}$  auf  $1700 \text{min}^{-1}$  mit Bypass-I-PD- $T_R$ -Regler und PI-Regler

Abbildung 6.1 zeigt einen simulierten Drehzahlsprung im Leerlauf von  $1300 \text{ min}^{-1}$  auf  $1700 \text{ min}^{-1}$ . Im oberen Bild ist der Sprung mit Bypass- $I$ - $PD$ - $T_R$ -Regler zu sehen. Im unteren Bild ist der Sprung mit dem  $PI$ -Regler nach dem Symmetrischen Optimum dargestellt. Der  $PD$ - $T_R$ -Regler ist etwas schneller, doch durch den zusätzlichen  $I$ -Anteil des Bypass- $I$ -Reglers schwingt die Drehzahl über. Die Höhe kann aber durch die Zeitkonstante des Integrierers beeinflusst werden. Dies geschieht jedoch auf Kosten des Störgrößenregelverhaltens. Hier konnte kein zufriedenstellender Kompromiss gefunden werden. Daher empfiehlt sich die Verwendung eines  $PI$ -Reglers nach dem Symmetrischen Optimum.

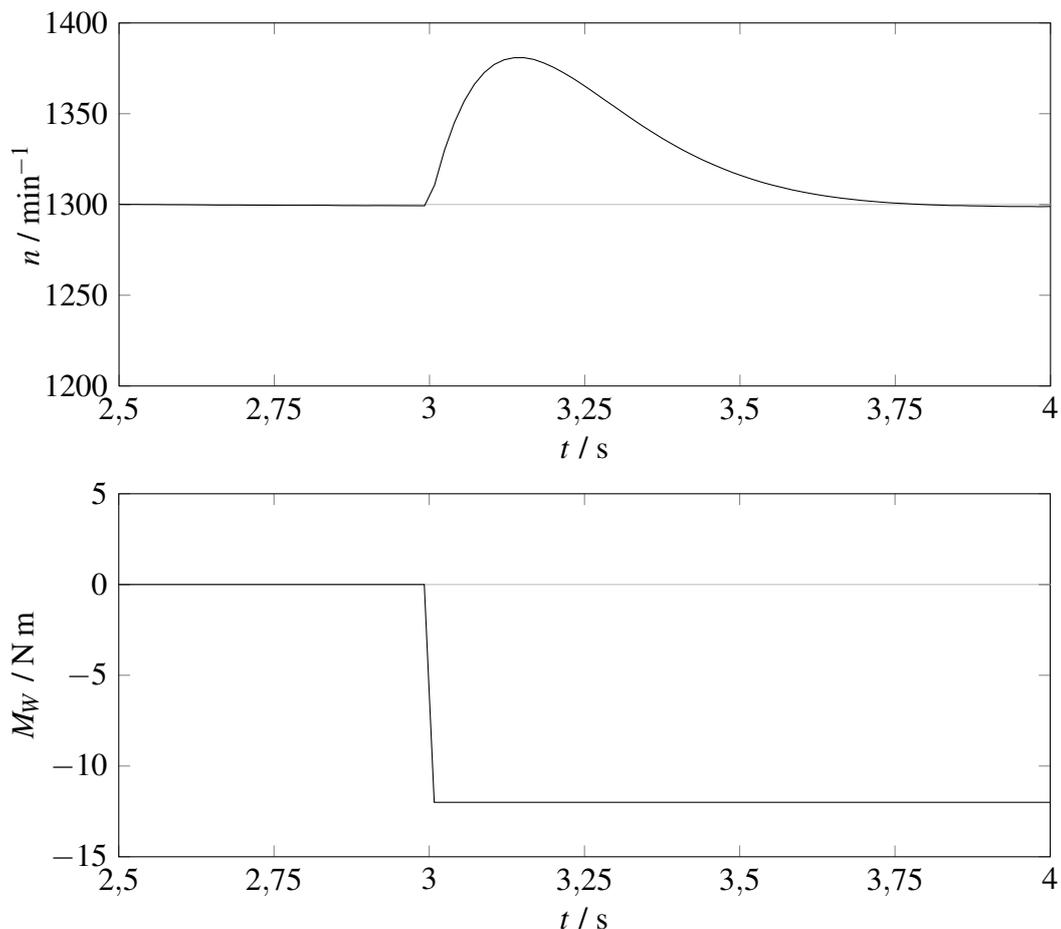


Abbildung 6.2.: Simulation eines Störgrößensprungs bei  $1300 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 6.2 zeigt ein weiteres Ergebnis der Simulation. Zu sehen ist die geregelte Drehzahl und die Belastung durch ein externes Drehmoment in Höhe von  $-12 \text{ Nm}$ , wie es an der realen Laboranlage durch die Gleichstrommaschine erfolgt. Das Drehmoment ist dabei so definiert, dass ein negativer Sprung die Maschine generatorisch arbeiten lässt. In der Simulation wird der  $PI$ -Regler verwendet. Die vorgegebene Drehzahl ist  $1300 \text{ min}^{-1}$ . Zum

Zeitpunkt 3 s erfolgt ein Störgrößensprung von  $-12 \text{ N m}$ . Die Drehzahl steigt kurzzeitig um ca.  $80 \text{ min}^{-1}$  an. Nach ca.  $0,75 \text{ s}$  ist die aufgeschaltete Störgröße wieder ausgeglet.

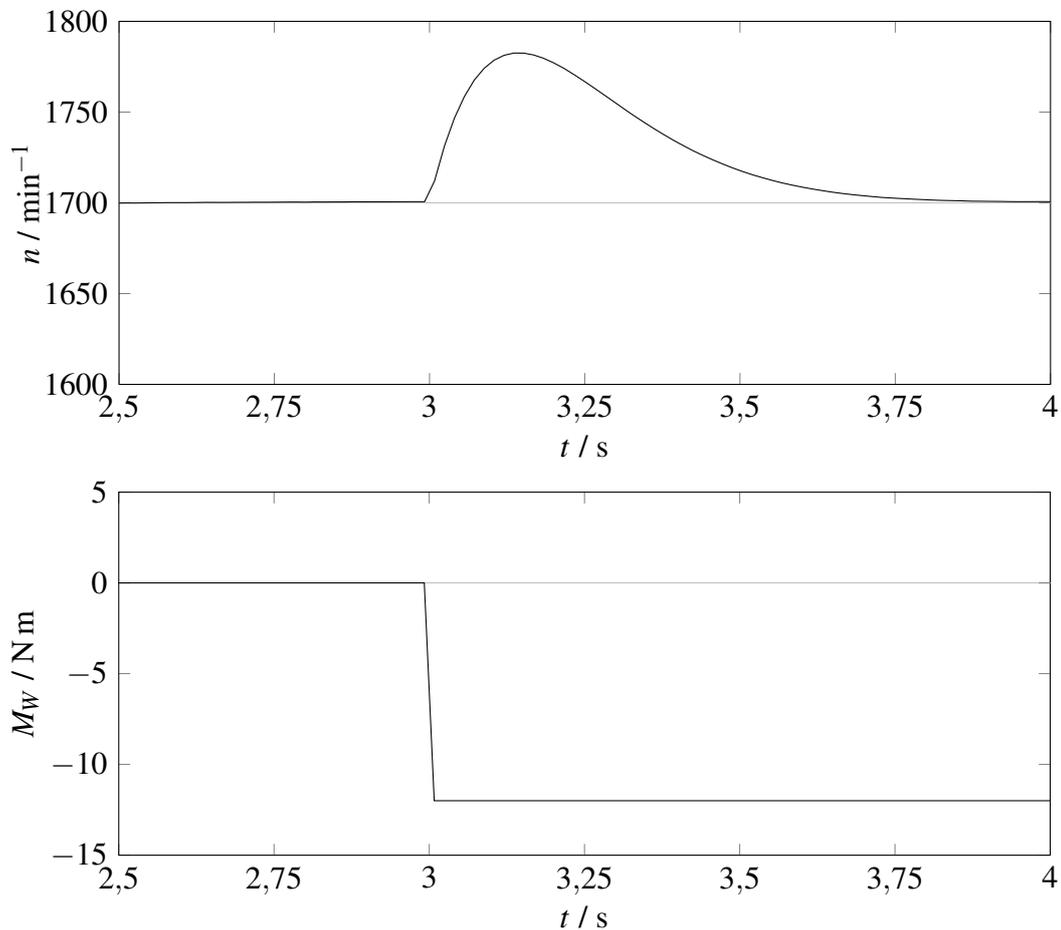


Abbildung 6.3.: Simulation eines Störgrößensprungs bei  $1700 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 6.3 zeigt den gleichen Versuch wie in Abbildung 6.2, nur wird diesmal der Störgrößensprung im übersynchronen Drehzahlbereich bei  $1700 \text{ min}^{-1}$  untersucht. Das Reglerverhalten ist ähnlich dem des untersynchronen Störgrößensprungs. Die Abweichungen werden schnell und vollständig ausgeglet. In den Simulationen erweist sich der *PI*-Regler bei auftretenden Störgrößen als beste Option. Die Betrachtung der Rotorströme findet im nächsten Abschnitt an der realen Laboranlage statt.

## 6.2. Validierung an der Laboranlage

Nachdem der Regelungsalgorithmus erfolgreich an dem Simulationsmodell getestet worden ist, folgt die Validierung an der Laboranlage. Der Test unterteilt sich grob in zwei Abschnitte: Zunächst wird der Drehzahlregler an der bestehenden Anlage verifiziert und dabei die Rotorströme analysiert. Nachfolgend werden die Leistungen in den einzelnen Strängen (Statorstrang / Rotorstrang ) gemessen und untersucht.

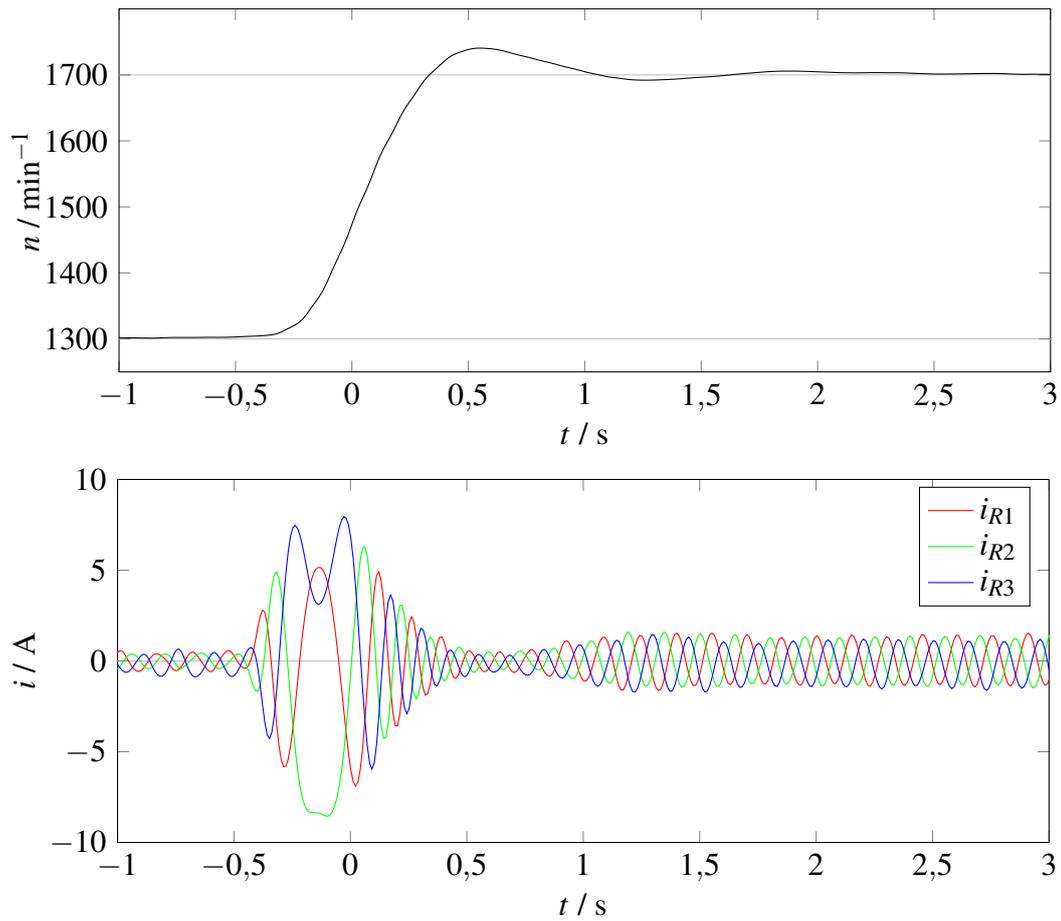
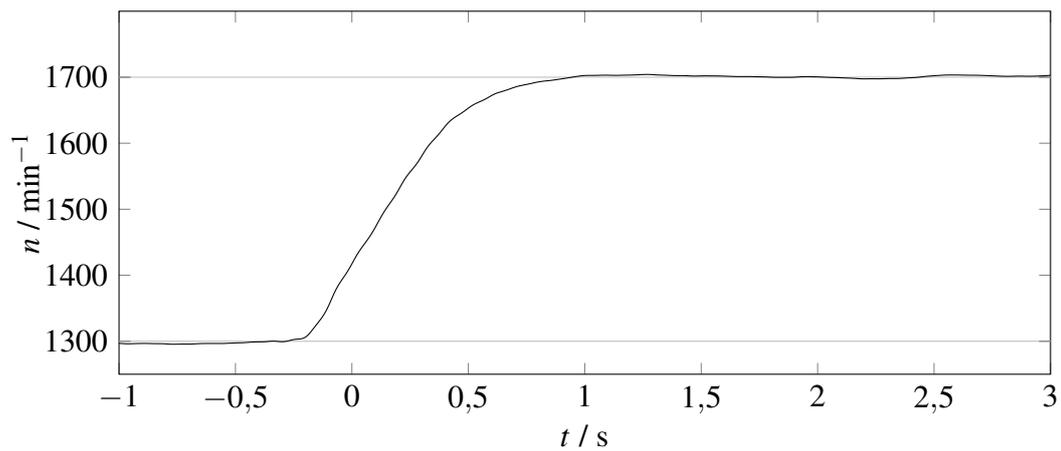
### 6.2.1. Drehzahlreglerverhalten und Rotorstrom

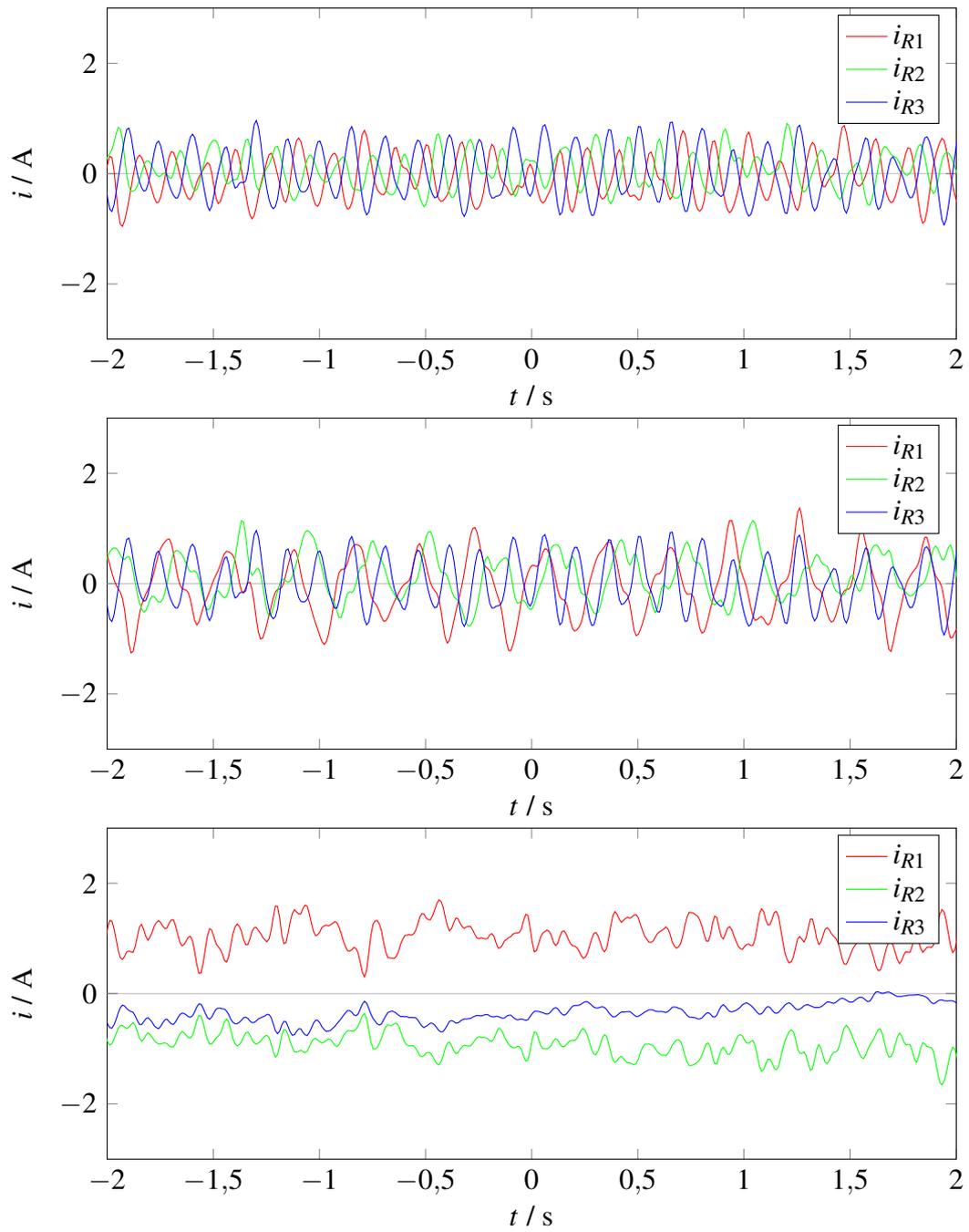
In Abbildung 6.4 wird ein Drehzahlsprung unter Verwendung des *PI*-Reglers vom untersynchronen Drehzahlbereich ( $1300 \text{ min}^{-1}$ ) zum übersynchronen Bereich ( $1700 \text{ min}^{-1}$ ) im Leerlauf und die daraus resultierenden Rotorströme gezeigt. An der realen Anlage ist eine leichte Schwankung der stationären Drehzahl um ihren Sollwert ( $1300 \text{ min}^{-1}$  und  $1700 \text{ min}^{-1}$ ) zu erkennen. Es kann allerdings nicht abschließend geklärt werden, ob die Schwankung durch die Regelung erzeugt wird oder nur Messrauschen ist. Die Drehmomentmesswelle, mit der auch die Drehzahl bestimmt wird, hat mit  $0,1 \text{ s}$  eine geringe Aktualisierungsrate. Ein Einschalten der Umrichter erzeugt zudem starke elektrische Störsignale auf der Leitung des Messsignals.

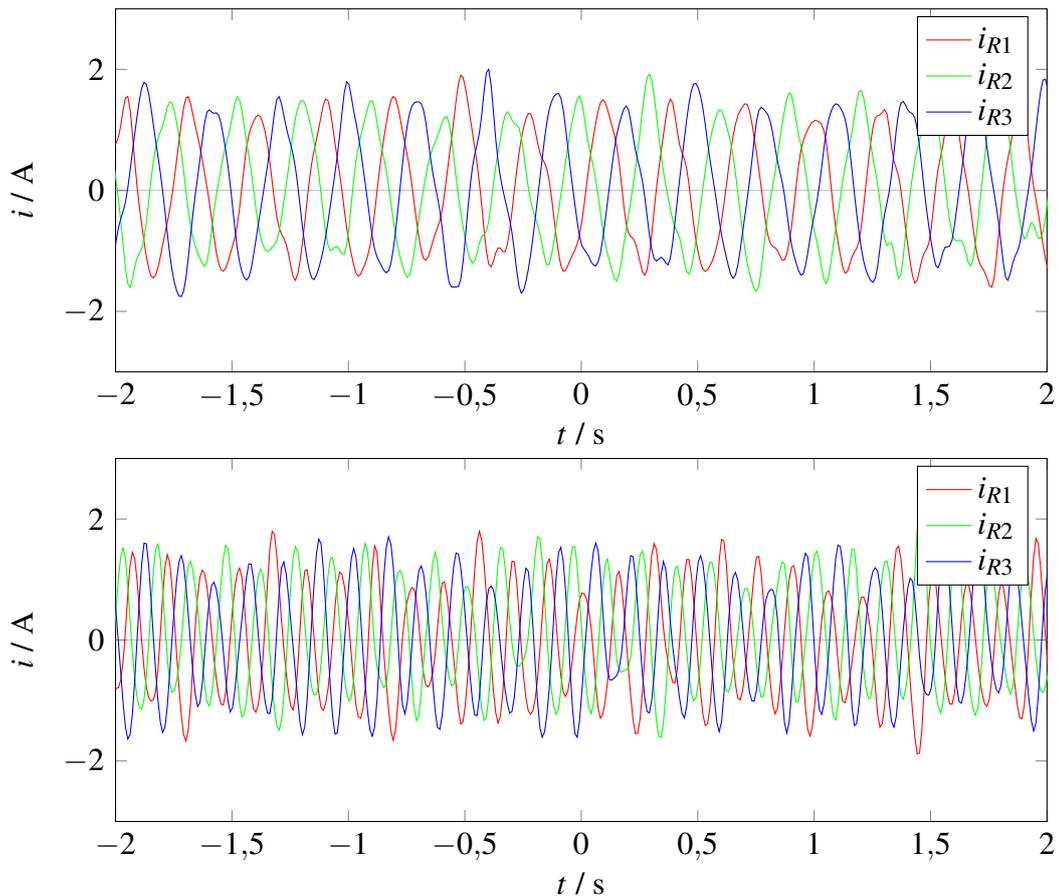
Die geforderte Drehzahl von  $1700 \text{ min}^{-1}$  wird nach ca.  $1,0 \text{ s}$  erreicht. Im Gegensatz zur Simulation ist ein Überschwingen festzustellen. Dies ist durch Parameterabweichungen zu erklären und kann ggf. durch Optimierung der Reglerwerte kompensiert werden. Im unteren Teil des Bildes sind die Rotorströme während der Drehzahländerung zu sehen. Zur Beschleunigung erhöht sich der Strom deutlich. Die Frequenz der Ströme ist bei beiden Drehzahlen annähernd gleich, jedoch ändert sich das Vorzeichen. Dies kann man während der Beschleunigung zum ungefähren Zeitpunkt  $-0,2 \text{ s}$  erkennen. Im Leerlauf erhöht sich zudem der Strom im übersynchronen Bereich.

Abbildung 6.5 zeigt zum Vergleich einen ähnlichen Versuch. Dabei wird allerdings der *PD- $T_R$* -Regler verwendet. Das Überschwingen tritt hier nicht auf. Insgesamt ist das Regelverhalten im Leerlauf besser.

Die darauf folgenden Abbildungen 6.6 und 6.7 zeigen die Rotorströme der einzelnen Phasen bei unterschiedlichen stationären Drehzahlen im Leerlauf. Zu Abbildung 6.6 ist anzumerken, dass von oben nach unten  $1300 \text{ min}^{-1}$ ,  $1400 \text{ min}^{-1}$  und  $1500 \text{ min}^{-1}$  sowie in Abbildung 6.7 von oben nach unten  $1600 \text{ min}^{-1}$  und  $1700 \text{ min}^{-1}$  abgebildet sind.

Abbildung 6.4.: Drehzahlsprung von  $1300 \text{min}^{-1}$  auf  $1700 \text{min}^{-1}$  mit  $PI$ -ReglerAbbildung 6.5.: Drehzahlsprung von  $1300 \text{min}^{-1}$  auf  $1700 \text{min}^{-1}$  mit  $PD-T_R$ -Regler

Abbildung 6.6.: Rotorströme bei  $1300 \text{ min}^{-1}$ ,  $1400 \text{ min}^{-1}$  und  $1500 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 6.7.: Rotorströme bei  $1600 \text{ min}^{-1}$  und  $1700 \text{ min}^{-1}$ 

In den Abbildungen 6.6 und 6.7 ist die Änderung der Frequenz in Abhängigkeit zur Drehzahl sehr gut zu sehen. Auf dieses Verhalten wird in Kapitel 2 Bezug genommen. Je weiter sich die Ist-Drehzahl von der Synchrondrehzahl entfernt, desto größer wird die Frequenz. Dies ist unabhängig vom unter- oder übersynchronen Betriebsbereich. Im übersynchronen Bereich wird mathematisch von einer negativen Frequenz gesprochen.

Im synchronen Drehzahlpunkt ( $1500 \text{ min}^{-1}$ ) wird die Frequenz theoretisch zu Null. In der Praxis ist es jedoch sehr schwer, diesen Punkt messtechnisch zu dokumentieren, da die Regelung immer wieder eingreift. Die Rotorströme schwingen in dieser Abbildung mit einer sehr kleinen Frequenz. Am deutlichsten wird dies durch den Anstieg des Rotorstroms  $i_{R3}$  zum Ausdruck gebracht.

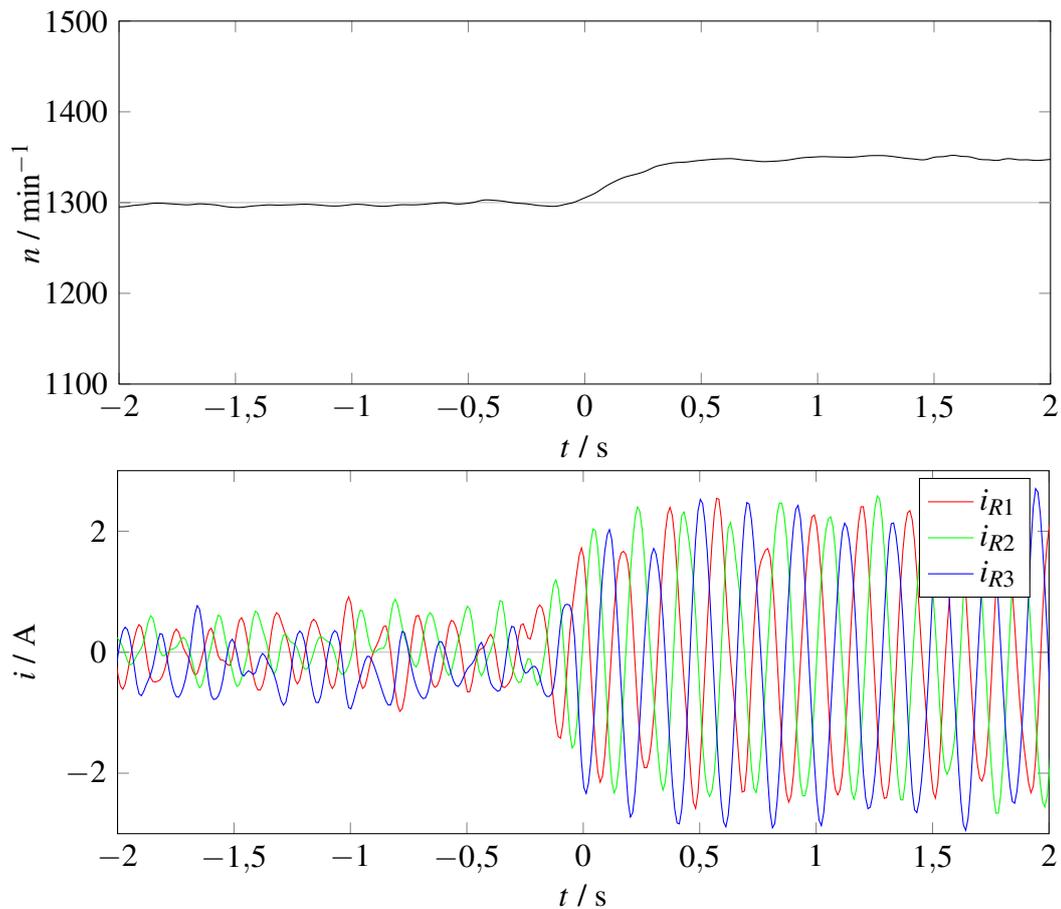


Abbildung 6.8.: Störgrößensprung von 4 N m mit  $PD-T_R$ -Regler

Abbildung 6.8 zeigt die Fremdeinwirkung eines Drehmomentsprungs auf die Asynchronmaschine unter der Verwendung des  $PD-T_R$ -Reglers. Dieser wird durch die gekoppelte Gleichstrommaschine erzeugt und ist in diesem Fall ca. 4 N m groß. Wie schon in Kapitel 5 mit der Störgrößenübertragungsfunktion hergeleitet, besteht eine bleibende Regelabweichung. Diese beträgt in diesem Fall ca.  $50 \text{ min}^{-1}$ . Zwar erhöht sich daraufhin der Rotorstrom, dennoch schafft es der Regler nicht, diese Störgröße zu kompensieren.

Dieses Messergebnis unterstreicht noch einmal die Notwendigkeit des  $PI$ -Reglers oder als Alternative die Kompensation durch Aufschaltung der Störgröße. Der Bypass- $I$ -Regler konnte in den Versuchen nur eine geringe Störgröße kompensieren. Die besten Ergebnisse erzielte ein  $PI$ -Regler. Daher sind alle nachfolgenden Versuche mit dem  $PI$ -Regler durchgeführt.

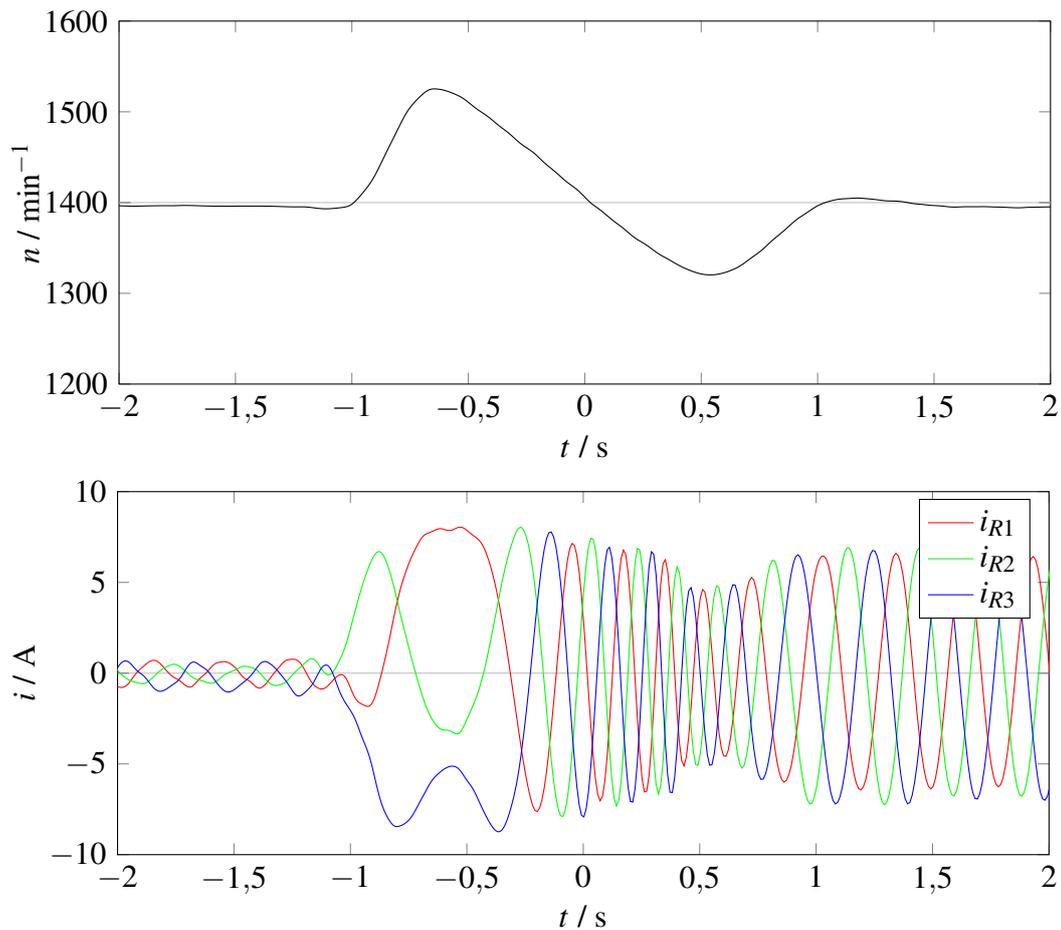


Abbildung 6.9.: Störgrößen sprung von  $10\text{N m}$  bei  $1400\text{min}^{-1}$  mit  $PI$ -Regler

Abbildung 6.9 zeigt das Störgrößenverhalten der Laboranlage bei Verwendung des  $PI$ -Reglers. Bei ungefähr  $1400\text{min}^{-1}$  wird die Asynchronmaschine durch die Gleichstrommaschine mit einem Drehmomentsprung von ca.  $10\text{N m}$  belastet. Die Drehzahl steigt in Folge dessen vorübergehend um ca.  $130\text{min}^{-1}$ . Beim Eintreten des Drehmomentsprungs wird kurzzeitig Energie aus der Maschine zurückgespeist, um sie wieder einzufangen. Zum Zeitpunkt des Spitzenwerts der Drehzahl ist die Frequenz der Rotorströme temporär Null. Nun dreht sich erneut der Energiefluss (Generator wird gespeist), um die Maschine ein zweites Mal einzufangen und letztlich die Störgröße nach ungefähr  $2,0\text{s}$  auszuregeln. Abbildung 6.8 und 6.9 verdeutlichen auch an der realen Anlage die zuvor theoretisch beschriebene Störgrößenabweichung und die Notwendigkeit einer entsprechenden Gegenmaßnahme.

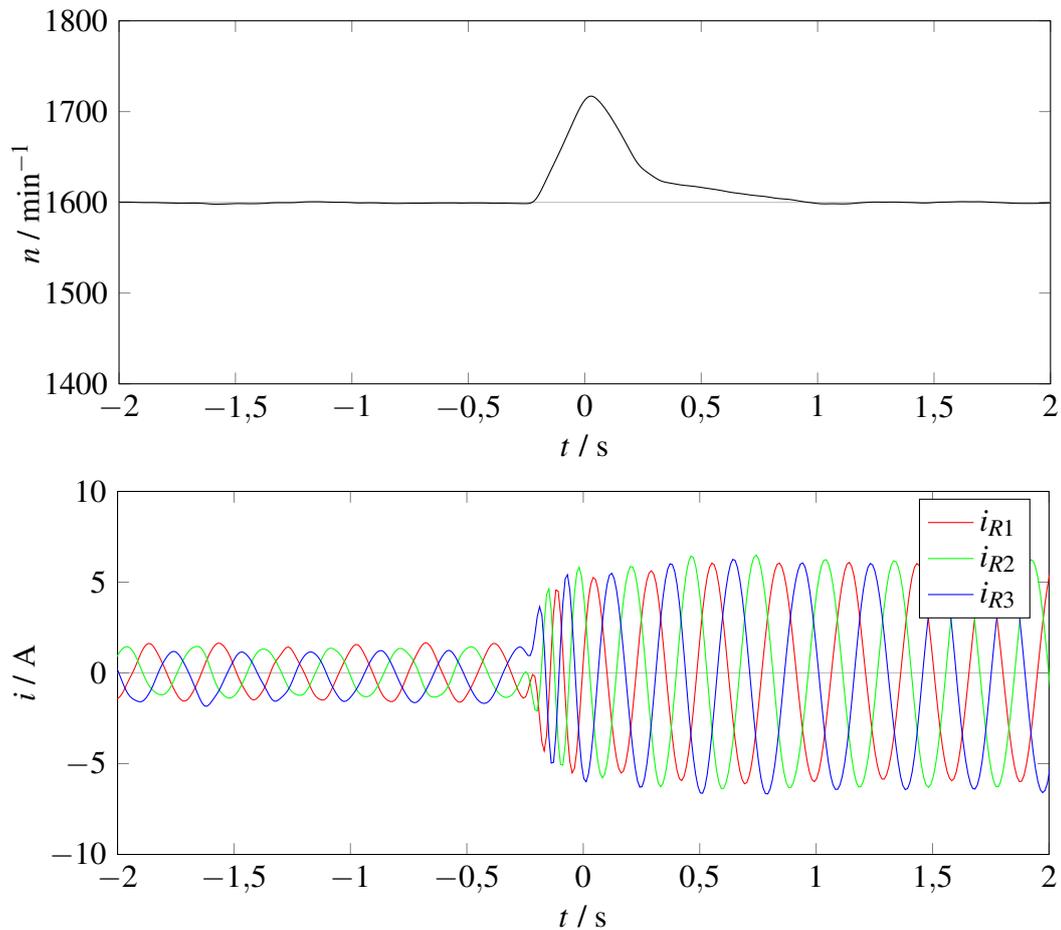


Abbildung 6.10.: Störgrößensprung von  $10\text{ N m}$  bei  $1600\text{ min}^{-1}$  mit  $PI$ -Regler

Der Versuch aus Abbildung 6.9 wird in Abbildung 6.10 wiederholt. Diesmal wird jedoch das Störgrößenverhalten der Anlage im übersynchronen Bereich dokumentiert. Auch hier wird bei einer ungefähren Drehzahl von  $1600\text{ min}^{-1}$  die Asynchronmaschine durch die Gleichstrommaschine mit einem Drehmomentsprung von ca.  $10\text{ N m}$  belastet. Die Störgröße wird nach ca.  $1,25\text{ s}$  ausgeregelt. Eine kurzzeitige Umkehrung der Energie wie im untersynchronen Arbeitsbereich findet nicht statt. Der Maschine muss ohnehin im übersynchronen Leerlauf Energie rotorseitig entzogen werden. Daher steigt nur die Amplitude der Rotorströme nach dem Drehmomentsprung an. Dadurch kann der Störgrößensprung schneller ausgeregelt werden. Auch ein Unterschwingen tritt nicht auf.

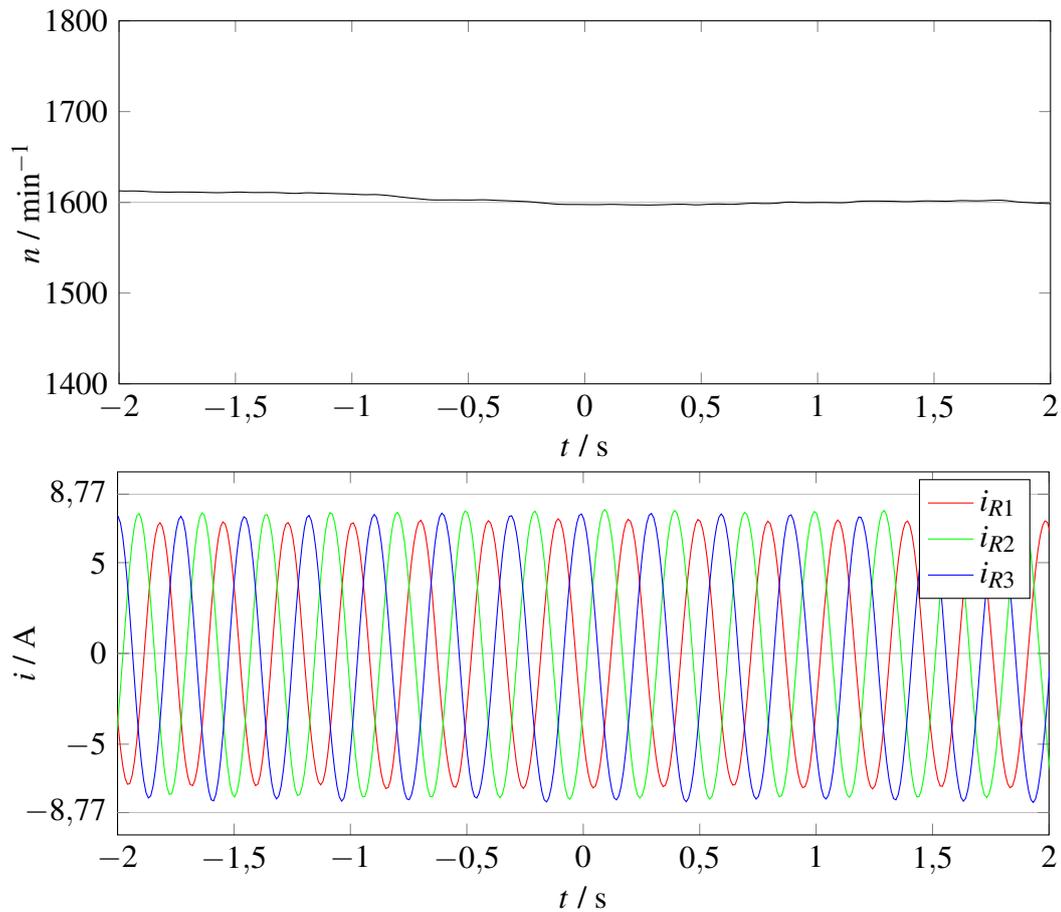


Abbildung 6.11.: Stationäre Belastung von 12 N m bei  $1600 \text{ min}^{-1}$  mit  $PI$ -Regler

In Abbildung 6.11 ist das Drehmoment bis auf ungefähr 12 N m langsam erhöht worden. Die leichte Abweichung der Drehzahl im Zeitraum von  $-2$  s bis  $-0,5$  s erklärt sich aus dem zuvor erhöhten Moment. Die interne Stromgrenze des Reglers ist auf den Spitzenwert des Rotornennstroms (6,2 A) festgelegt. In diesem Versuch zeigt sich, dass die in Kapitel 5 berechneten 14,26 N m nicht ganz erreicht werden. Zwar ist in der Abbildung noch eine geringe Stromreserve zum Spitzenwert von  $\sqrt{2} \cdot 6,2$  A zu erkennen, diese reicht jedoch nicht aus. Das maximale Drehmoment, dem die Maschine in der Praxis stationär entgegenwirken kann, ist ungefähr  $M_W|_{max} = 12,5$  N m.

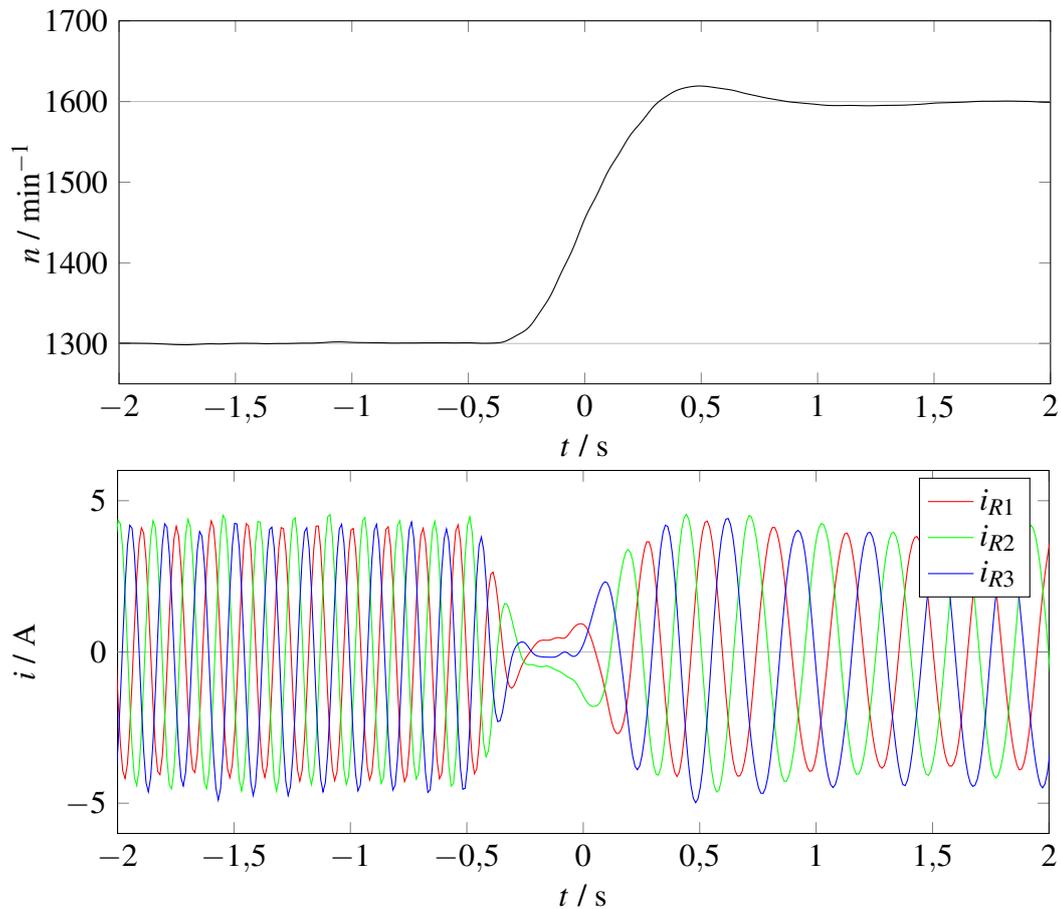


Abbildung 6.12.: Drehzahlsprung von  $1300 \text{ min}^{-1}$  auf  $1600 \text{ min}^{-1}$  mit  $8 \text{ N m}$  Belastung

In der Abbildung 6.12 wird ein Drehzahlsprung vom untersynchronen ( $1300 \text{ min}^{-1}$ ) zum übersynchronen Arbeitsbereich ( $1600 \text{ min}^{-1}$ ) mit einer dauerhaften Belastung von  $8 \text{ N m}$  durchgeführt. Zur Beschleunigung aus dem untersynchronen Bereich wird zunächst die Amplitude der Rotorströme geringer bis schließlich deren Frequenz kurzzeitig zu Null wird. Danach dreht sich der Energiefluss um und es wird rotorseitig zurückgespeist. In der Abbildung sind überdies sehr gut die unterschiedlichen Frequenzen im unter- und übersynchronen Betrieb zu sehen. Der untersynchrone Arbeitspunkt ist  $-200 \text{ min}^{-1}$ , der übersynchrone Arbeitspunkt  $+100 \text{ min}^{-1}$  von der synchronen Drehzahl entfernt. Dadurch ist die Frequenz im untersynchronen Bereich höher.

### 6.2.2. Leistungsmessung

Neben der Validierung der Drehzahlregelung werden Leistungsmessungen bei Belastung vorgenommen. Die Leistung wird jeweils in der ersten Phase vor dem Stator ( $P_{S1}$ ), zwi-

schen Umrichter und Rotor ( $P_{R1}$ ), am Netzausgang ( $P_{N1}$ ) sowie primärseitig am Transformator ( $P_{T1}$ ) gemessen. Bei einer gleichbleibenden Belastung von 12 N m wird im Intervall von  $50 \text{ min}^{-1}$  der Drehzahlbereich von  $1200 \text{ min}^{-1}$  bis  $1700 \text{ min}^{-1}$  abgefahren. Die Messergebnisse sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

$n / \text{min}^{-1}$	$P_{S1} / \text{W}$	$P_{R1} / \text{W}$	$P_{N1} / \text{W}$	$P_{T1} / \text{W}$
1200	-266,0	145,3	33,2	221,7
1250	-264,4	128,8	10,9	208,7
1300	-254,9	23,3	-5,8	189,7
1350	-268,3	103,7	-22,7	166,0
1400	-266,8	76,2	-40,5	152,7
1450	-262,6	47,8	-57,7	135,0
1500	-293,0	94,8	-94,9	112,4
1550	-264,3	-9,3	-103,3	98,1
1600	-275,2	-70,3	-128,6	80,4
1650	-258,6	-77,4	-128,1	59,3
1700	-259,5	-10,5	-143,7	43,8

Tabelle 6.1.: Leistungsmessung bei 12 N m Belastung

Besonders schwierig gestaltet sich dabei das Erfassen der Rotorleistung  $P_{R1}$ . Durch die bedingte geringe Frequenz und den auftretenden Oberschwingungen wird das Messergebnis beeinflusst. Dies führt zu starken Schwankungen der Ergebnisse. Abhilfe schafft hier eine Regressionsgerade. Daneben muss bei der Leistung am Netzausgang  $P_{N1}$  die Versorgungsleistung des gesamten Schaltschranks berücksichtigt werden, die in dem Messwert mit abgebildet ist. Im Stillstand, bei ausgeschalteter Regelung, beträgt die Leistung am Netzausgang  $P_{N1} \approx 46 \text{ W}$  pro Phase. Die gemessene Leistung primärseitig des Transformators  $P_{T1}$  vergegenwärtigt zudem die Verluste im Rotorzweig. Obwohl im übersynchronen Betrieb Leistung aus dem Rotor gespeist wird, ist die Leistung am Anfang des Zweigs positiv. Im Durchschnitt fallen am Transformator und am Umrichter ca. 92 W pro Strang an Verlusten an.

Abbildung 6.13 zeigt die Stator- und Rotorleistung in Abhängigkeit zum Schlupf  $s$ . Die Leistungsmessdaten aus Tabelle 6.1 sind mit dem Faktor 3 multipliziert, um die Gesamtleistung zu ermitteln. Zur besseren Vergleichbarkeit sind die Leistungsgeraden aus Abbildung 2.4 bei einer gleichbleibenden Belastung von 12 N m eingezeichnet. Im Gegensatz zum idealen Leistungsverlauf aus Abbildung 2.4 wird in die theoretische Statorleistung der Wirkungsgrad  $\eta = 0,821$  der Asynchronmaschine miteinbezogen.

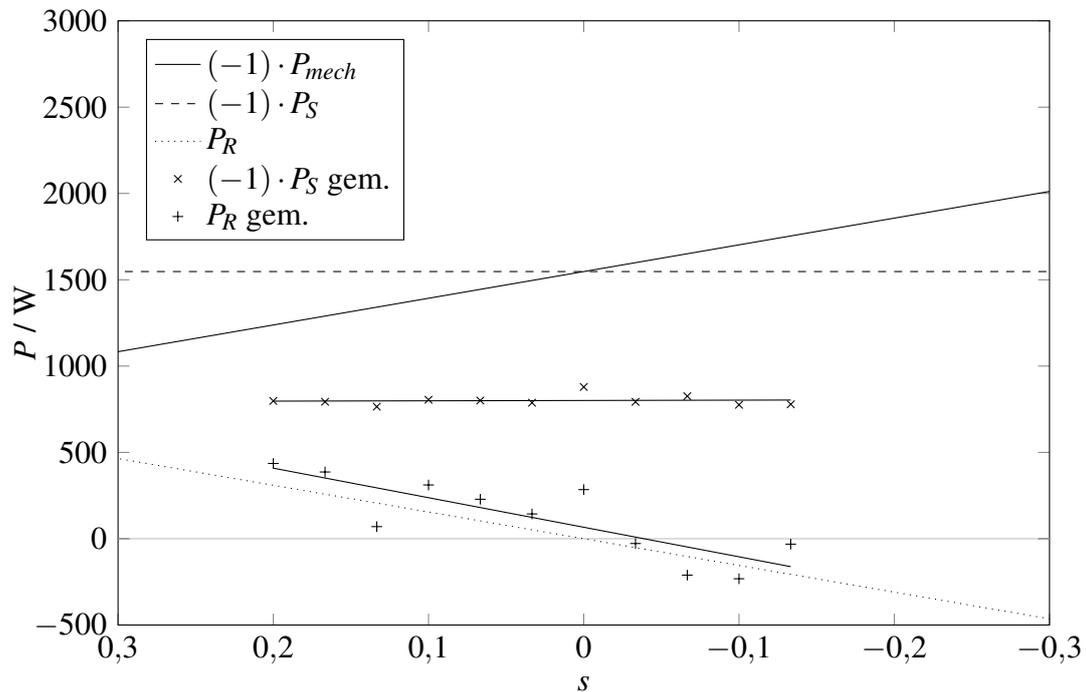


Abbildung 6.13.: Leistungsmessung bei 12 N m Belastung

Die gemessenen Leistungen entsprechen in ihrem Verhalten den theoretischen Überlegungen. Die Statorleistung ist konstant, die Rotorleistung ist positiv im unter- und negativ im übersynchronen Arbeitsbereich. Die Regressionsgerade der gemessenen Rotorleistung  $P_R$  gleicht der angenommenen Rotorleistung. Der Versatz kann u. a. aus den starken Schwankungen der Messwerte und aus dem nicht berücksichtigten ohmschen Rotorwiderstand stammen. Die Statorleistung fällt allerdings geringer aus als erwartet. Obwohl in der theoretisch berechneten Statorleistung der Wirkungsgrad der Asynchronmaschine im Nennpunkt berücksichtigt ist, ist der Versatz erheblich. Im synchronen Arbeitspunkt  $s = 0$  ist daher der Gesamtwirkungsgrad der Anlage ohne Berücksichtigung der Umrichter etc.  $\eta = 0,47$ . Dadurch sind weitere Untersuchungen notwendig. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass die Anlage als Asynchrongenerator mit Vollumrichter dimensioniert und daher nicht für den Betrieb einer doppelt gespeisten Maschine optimiert ist. Überdies wird die Asynchronmaschine nicht im Nennpunkt betrieben. Folglich ist eine Analyse des Wirkungsgrades der Asynchronmaschine in verschiedenen Arbeitspunkten notwendig.

## 7. Fazit und Ausblick

Die zu Beginn der Arbeit festgelegte Aufgabenstellung zur Erweiterung des Versuchsstandes für Windenergie der HAW Hamburg um die Regelung einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine konnte erreicht werden.

Hierzu wurden die Grundlagen der Windkraftausnutzung und die daraus resultierenden Überlegungen für eine doppelt gespeiste Asynchronmaschine erläutert. Mit den Grundgleichungen des symmetrischen Drehstrommotors und den aus der Aufgabenstellung resultierenden Randbedingungen ist ein Modell beschrieben worden, das Rotoreinspeisung ermöglicht. Durch die Verwendung eines feldorientierten Koordinatensystems konnte eine weitgehende Entkopplung von Drehzahl / Wirk- und Blindleistung erreicht werden. Zum Entwurf einer Regelung für ein Generatorsystem mit doppelt gespeister Asynchronmaschine erwies sich ein vereinfachtes Modell von Vorteil. Der daraus entwickelte Drehzahlregler als *PI*-Regler nach dem Symmetrischen Optimum erweist sich als beste Methode zur Störgrößenkompensation. Durch die gewählte Kaskadenstruktur der Regelung gelang eine Unempfindlichkeit gegenüber Parameterabweichungen. Zusätzlich ist dadurch eine Zerlegung in Teilsysteme und die damit einhergehende partielle Synthese von Einzelreglern möglich. Insbesondere die Heranführung von Studenten an die Wirkungsweise und die Regelung der doppelt gespeisten Asynchronmaschine wird dadurch vereinfacht. Dennoch bildet das Modell eine solide Basis für die Weiterentwicklung der Anlage.

Darüber hinaus konnte ein übergeordneter Steuerungsentwurf vorgestellt werden, der das sichere Betreiben der Anlage zulässt und die entsprechenden Eigenschaften des Aufbaus berücksichtigt.

Zur Erprobung der Regleralgorithmen wurde eine detaillierte Simulation entwickelt, mit der das stationäre und dynamische Betriebsverhalten des Antriebssystems mit doppelt gespeister Asynchronmaschine untersucht werden kann. Durch die Verwendung einer Komponentenbibliothek können dabei auch leistungselektronische Komponenten simuliert und ihre Wechselwirkungen untereinander untersucht werden.

Außerdem wurde der Versuchsstand der HAW Hamburg überarbeitet. Hierzu zählt die Integration der Gleichstrommaschine, die Konstruktion eines Sockels für die Drehmomentmesswelle und die Neugestaltung der Messpunkte der Messwandler.

Nach der Inbetriebnahme erfolgte der Test an dem realen Antriebssystem. Hier konnte erfolgreich eine Validierung der Regleralgorithmen unter Einsatz eines echtzeitfähigen Steuergeräts an der Laboranlage durchgeführt werden. Dabei konnten theoretische Vorüberlegungen nachgewiesen werden. Jedoch erzielte die Anlage nicht den erhofften maximalen Wirkungsgrad.

## Ausblick für zukünftige Erweiterungen

Der softwaretechnische Entwurf und die Realisierung der Windenergieanlagen-spezifischen Komponenten stellen eine Erweiterung der Anlage dar. Hierzu zählt z.B. die Steuerung der Gleichstrommaschine nach dem dynamischen Verhalten eines realen Windradrotors. Zur Vermeidung von Leistungsspitzen ist bei einem solchen Betrieb die Verwendung eines Wirkleistungsreglers gegenüber eines Drehzahlreglers vorzuziehen. Die Wirkleistung verhält sich proportional zum Moment der Maschine. Der Drehzahlregler kann also nur mit der Verzögerung des Trägheitsmoments auf Leistungsspitzen reagieren. Die Grundlagen zur Synthese und Einbindung eines solchen Reglers wurden in dieser Arbeit vorgestellt. Darüber hinaus wurde ein Blindleistungsregler entworfen. Lediglich seine Einbindung und Erprobung gelang aus zeittechnischen Gründen nicht mehr.

Der in dieser Arbeit vorgestellte übergeordnete Steuerungsentwurf der gesamten Anlage kann als Programm in der Anlage implementiert werden. Hierzu ist jedoch eine Kommunikationsschnittstelle zwischen der Gleichstrommaschine und dem echtzeitfähigen Steuergerät unabdingbar. Dies konnte nicht mehr realisiert werden.

Daneben bedarf es einer Überarbeitung des Sicherungskonzepts. Der Umrichter im Rotorkreis ist aktuell nur unzureichend geschützt. Ein Wechsel der Generatorsysteme macht einen Austausch der statorseitigen Sicherungen notwendig. Auch wären weitere Messpunkte und Schaltstellen, wie z.B. für die Zwischenkreisspannung oder die Trennungsmöglichkeit zwischen Umrichter und Rotor sinnvoll. Ferner kann ein Anlassverfahren für die Asynchronmaschine entwickelt werden. Über ein zusätzliches Schütz wird der Rotor vom Wechselrichter getrennt und in Stern geschaltet. Ggf. müssen hierzu Anlasswiderstände in den Rotor geschaltet werden. Dies würde das Starten der Anlage erheblich vereinfachen und beschleunigen.

Wenn eine Kommunikationsschnittstelle zwischen der Gleichstrommaschine und dem echtzeitfähigen Steuergerät hergestellt ist, sollte überdies in Erwägung gezogen werden, das Drehmoment der Gleichstrommaschine je nach Anwendungsbereich zu begrenzen um ein sicheres Experimentieren der Studenten zu gewährleisten.

Zusätzlich können neue Regelungskonzepte für die Anlage entwickelt und getestet werden. Auch eine Weiterentwicklung dieser Regelung ist denkbar. Wie schon in Kapitel 4 erwähnt wird in [17] ein ähnliches Modell unter unsymmetrischer Netzbelastung vorgestellt. Hierzu müsste allerdings der Versuchsstand erweitert werden.

Das Programm und die Simulation wurden auf einem Datenträger abgelegt und können bei Prof. Dr.-Ing. Michael Röther eingesehen werden.

# Literaturverzeichnis

- [1] AKAGI, H. ; SATO, H.: Control and performance of a doubly-fed induction machine intended for a flywheel energy storage system. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 17 (2002), Jan, Nr. 1, S. 109–116. – ISSN 0885-8993
- [2] ALBRECHT, Peter: *Die geregelte doppelgespeiste Asynchronmaschine als drehzahlvariabler Generator am Netz*, Technische Universität Braunschweig, Dissertation, 1984
- [3] ARSUDIS, Dimitrios: *Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreis-Umrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen*, Technische Universität Braunschweig, Dissertation, 1989
- [4] CARDENAS, R. ; PENA, R. ; ALEPUZ, S. ; ASHER, G.: Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 60 (2013), July, Nr. 7, S. 2776–2798. – ISSN 0278-0046
- [5] GASCH, Robert ; TWELE, Jochen: *Windkraftanlagen*. Springer Berlin Heidelberg, 2013. – ISBN 978-3-8348-2562-9
- [6] HAHN, Benjamin: *Entwurf einer Windenergie-Netzeinspeisung mit Umrichter gespeistem Asynchrongenerator und dSPACE Regelsystem*, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Bachelor's Thesis, 2011
- [7] HAU, Erich: *Windkraftanlagen*. Springer Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN 978-3-540-72151-2
- [8] JENNI, Felix ; WÜEST, Dieter: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag an der ETH Zürich etc., 1995. – ISBN 3-7281-2141-X
- [9] KLOTZ, Tim Eberhard T.: *Planung, Erstellung, Inbetriebnahme und regelungstechnische Analyse eines Gleichstromantriebssystems als Belastungseinrichtung für einen Windenergieanlagensimulator*, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Bachelor's Thesis, 2014
- [10] LEONHARD, Werner: *Control of Electrical Drives*. Springer Berlin Heidelberg, 2001. – ISBN 978-3-540-41820-7
- [11] MÜLLER, S. ; DEICKE, M. ; DE DONCKER, R.W.: Doubly fed induction generator systems for wind turbines. In: *Industry Applications Magazine, IEEE* 8 (2002), May, Nr. 3, S. 26–33. – ISSN 1077-2618

- 
- [12] PENA, R. ; CLARE, J.C. ; ASHER, G.M.: Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings* - 143 (1996), May, Nr. 3, S. 231–241. – ISSN 1350-2352
- [13] RÖTHER, Michael: *Regenerative Energien*. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg: Department Informations- und Elektrotechnik (Veranst.), 2012. – Skriptum zur Vorlesung
- [14] RÖTHER, Michael: *Antriebstechnik für mobile Systeme*. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg: Department Informations- und Elektrotechnik (Veranst.), 2014. – Skriptum zur Vorlesung
- [15] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer Berlin Heidelberg, 2009. – ISBN 978-3-540-89612-8
- [16] WEISS, Dimitri: *Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes für Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator*, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Master's Thesis, 2012
- [17] XU, Lie ; WANG, Yi: Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines Under Unbalanced Network Conditions. In: *Power Systems, IEEE Transactions on* 22 (2007), Feb, Nr. 1, S. 314–323. – ISSN 0885-8950
- [18] ZENELI, Shaban: *Steuerung und Regelung für eine Windenergie-Netzeinspeisung mit vollumrichter gespeistem Asynchrongenerator*, Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Master's Thesis, 2014

# Symbolverzeichnis

## Griechische Symbole

$\alpha$	Ordinate im ständer- / netzfesten Koordinatensystem	
$\beta$	Abszisse im ständer- / netzfesten Koordinatensystem	
$\delta$	Luftspaltbreite	m
$\varepsilon$	mechanischer Drehwinkel	rad
$\eta$	Wirkungsgrad	
$\lambda$	Schnellaufzahl	
$\mu$	Winkel zwischen Stator- und Feldachse	rad
$\omega_0$	Kreisfrequenz des Netzes	s <sup>-1</sup>
$\omega_m$	mech. Winkelgeschwindigkeit	rad s <sup>-1</sup>
$\omega_R$	Kreisfrequenz des Rotors	s <sup>-1</sup>
$\omega_{mS}$	Kreisfrequenz des Feldes	s <sup>-1</sup>
$\psi_R$	verketteter Rotorfluss	Wb
$\psi_S$	verketteter Statorfluss	Wb
$\rho$	Dichte	kg m <sup>-3</sup>
$\rho$	Winkel zw. Ständerspannungs- und Feldachse	rad
$\sigma$	Blondelscher Streukoeffizient	
$\sigma_R$	rotorseitiger Streukoeffizient	
$\sigma_S$	statorseitiger Streukoeffizient	
$\Theta$	Trägheitsmoment	kg m <sup>2</sup>
$\vartheta$	Dämpfung	
$\xi$	Drehwinkel des Statorstromvektors	rad
$\zeta$	Drehwinkel des Rotorstromvektors	rad

## Lateinische Symbole

$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis	
$\dot{m}$	Massenstrom	$\text{kg s}^{-1}$
$\dot{V}$	Volumenstrom	$\text{m}^3 \text{s}^{-1}$
$A$	Querschnittsfläche	$\text{m}^2$
$a$	Ordinate im rotorfesten Koordinatensystem	
$b$	Abszisse im rotorfesten Koordinatensystem	
$c_p$	Leistungsbeiwert	
$C_{ZK}$	Zwischenkreiskapazität	F
$d$	Ordinate im feldfesten Koordinatensystem	
$E$	kinetische Energie	J
$f_R$	Rotorfrequenz	Hz
$f_S$	Statorfrequenz	Hz
$G_A(s)$	Störgrößenkompensationsübertragungsfunktion	
$G_G(s)$	Führungsglättungsübertragungsfunktion	
$G_M(s)$	Messgliedübertragungsfunktion	
$G_o(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreis	
$G_R(s)$	Reglerübertragungsfunktion	
$G_S(s)$	Streckenübertragungsfunktion	
$G_w(s)$	Führungsübertragungsfunktion	
$G_Z(s)$	Störgrößenübertragungsfunktion	
$i_m$	Magnetisierungsstrom	A
$i_N$	elektischer Netzstrom	A
$i_R$	elektrischer Rotorstrom	A
$i_S$	elektrischer Statorstrom	A
$i_{mS}$	erweiterte statorbasierende Magnetisierungsstrom	A
$K$	proportionale Verstärkung der Strecke	
$K_D$	Verstärkung des differentiellen Anteils des Reglers	
$K_R$	proportionale Verstärkung der Reglers	
$L_N$	Netzinduktivität	H
$L_R$	Rotorinduktivität	H
$L_S$	Statorinduktivität	H
$L_{\sigma R}$	Rotorstreuinduktivität	H
$L_{\sigma S}$	Statorstreuinduktivität	H
$L_{hR}$	Rotorhauptinduktivität	H
$L_{hS}$	Statorhauptinduktivität	H
$M$	Gegeninduktivität von Stator- zur Rotorwicklung	H

$m$	Luftmasse	kg
$M_W$	Widerstandsdrehmoment	N m
$M_{el}$	elektrisches Drehmoment	N m
$M_{el}$	elektrisches Drehmoment	N m
$n$	Drehzahl	$\text{min}^{-1}$
$n_{sync}$	Synchrondrehzahl	$\text{min}^{-1}$
$p$	Polpaarzahl	
$P_i$	innere Leistung	W
$P_N$	Leistung am Netzausgang	W
$P_R$	Rotorwirkleistung	W
$P_S$	Statorwirkleistung	W
$P_T$	Leistung des Rotorzweigs	W
$P_{cuR}$	rotorseitiger Kupferverlust	W
$P_{cuS}$	ständerseitiger Kupferverlust	W
$P_{Fe}$	ständerseitiger Eisenverlust	W
$P_f$	Reibungsverlust	W
$P_{mech}$	mechanische Leistung	W
$P_{Rges}$	Verluste im Rotorkreis	W
$P_{ZK}$	Zwischenkreiswirkleistung	W
$q$	Abszisse im feldfesten Koordinatensystem	
$Q_R$	Rotorblindleistung	var
$Q_S$	Statorblindleistung	var
$R$	Außenradius des Windradrotors	m
$R_N$	ohmscher Netzwidestand	$\Omega$
$R_R$	ohmscher Rotorwidestand	$\Omega$
$R_S$	ohmscher Statorwidestand	$\Omega$
$s$	Schlupf	
$t$	Zeit	s
$T_1$	Zeitkonstante der Stromstrecke	s
$T_2$	Zeitkonstante des Stromregelkreises	s
$T_R$	Zeitkonstante des Rotorkreises	s
$T_S$	Zeitkonstante des Ständerkreises	s
$T_{tot}$	Zeitkonstante des Umrichters	s
$u_N$	elektrische Netzspannung	V
$u_R$	elektrische Rotorspannung	V
$u_S$	elektrische Statorspannung	V

---

$u_{ZK}$	Zwischenkreisspannung	V
$V$	Volumen	$m^3$
$v$	Windgeschwindigkeit	$m\ s^{-1}$
$w_R$	Windungszahl Rotor (Strang)	
$w_S$	Windungszahl Stator (Strang)	
$z$	Störgröße	

# A. Anhang

Bezeichnung	Variable	Wert	Einheit
Nennleistung	$P$	5	kW
Leistungsfaktor (ungeregelt)	$\cos(\varphi)$	0,79	
Wirkungsgrad	$\eta$	0,821	
Statorspannung (Y)	$U_S$	400	V
Statorstrom (Y)	$I_S$	11	A
Rotorstillstandsspannung	$U_R$	500	V
Rotorstrom	$I_R$	6,2	A
Polpaarzahl	$p$	2	
Übersetzungsverhältnis	$i$	0,8	
Statorwiderstand	$R_S$	1,008	$\Omega$
Statorinduktivität	$L_S$	114,8	mH
Statorstreuinduktivität	$L_{\sigma S}$	6,58	mH
Rotorwiderstand	$R_R'$	0,666	$\Omega$
Rotorinduktivität	$L_R'$	114,8	mH
Rotorstreuinduktivität	$L_{\sigma R}'$	6,58	mH
Statorhauptinduktivität	$L_{hS}$	108,2	mH

Tabelle A.1.: Daten der Asynchronmaschine

Bezeichnung	Variable	Wert	Einheit
Leistung	$S$	2500	V A
Schaltgruppe		Dyn5	
primäre Spannung	$U_1$	400	V
primärer Strom	$I_1$	4,1	A
sekundäre Spannung	$U_2$	100	V
sekundärer Strom	$I_2$	14,43	A
primärer Widerstand	$R_1$	1,06	$\Omega$
primäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 1}$	0,654	mH
sekundärer Widerstand	$R_2$	2,65	$\Omega$
sekundäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 2}'$	0,0408	mH
Hauptinduktivität	$L_{h1}$	3,776	H
Eisenverlustwiderstand	$R_{Fe}$	441,06	$\Omega$

Tabelle A.2.: Daten des Transformators

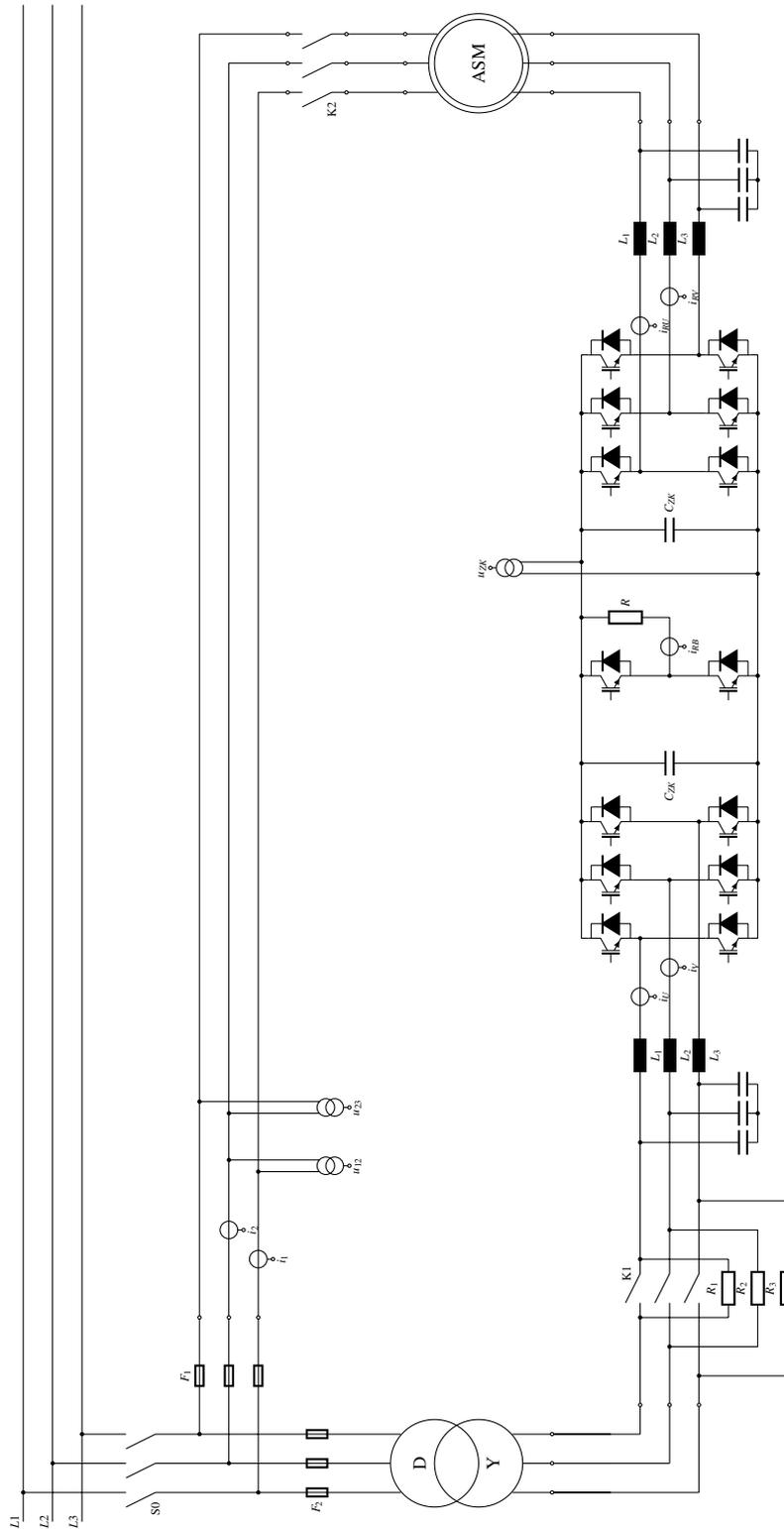


Abbildung A.1.: Schaltplan

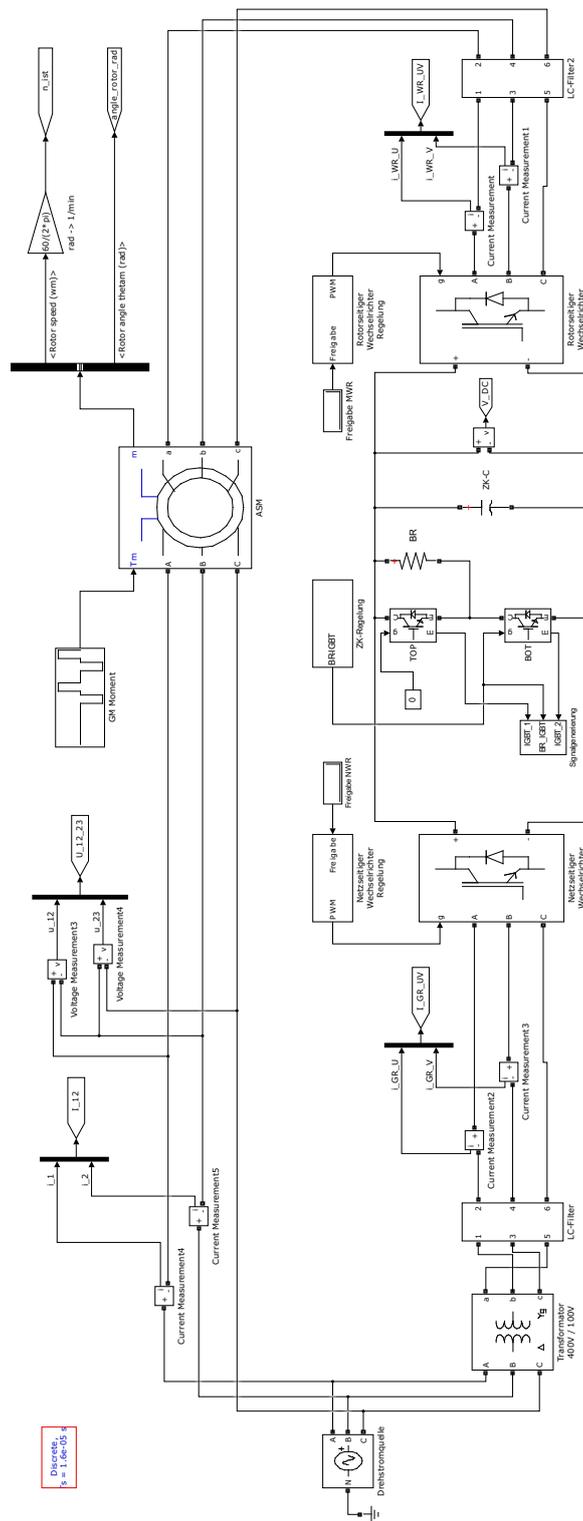


Abbildung A.2.: Übersicht des Simulationsmodells

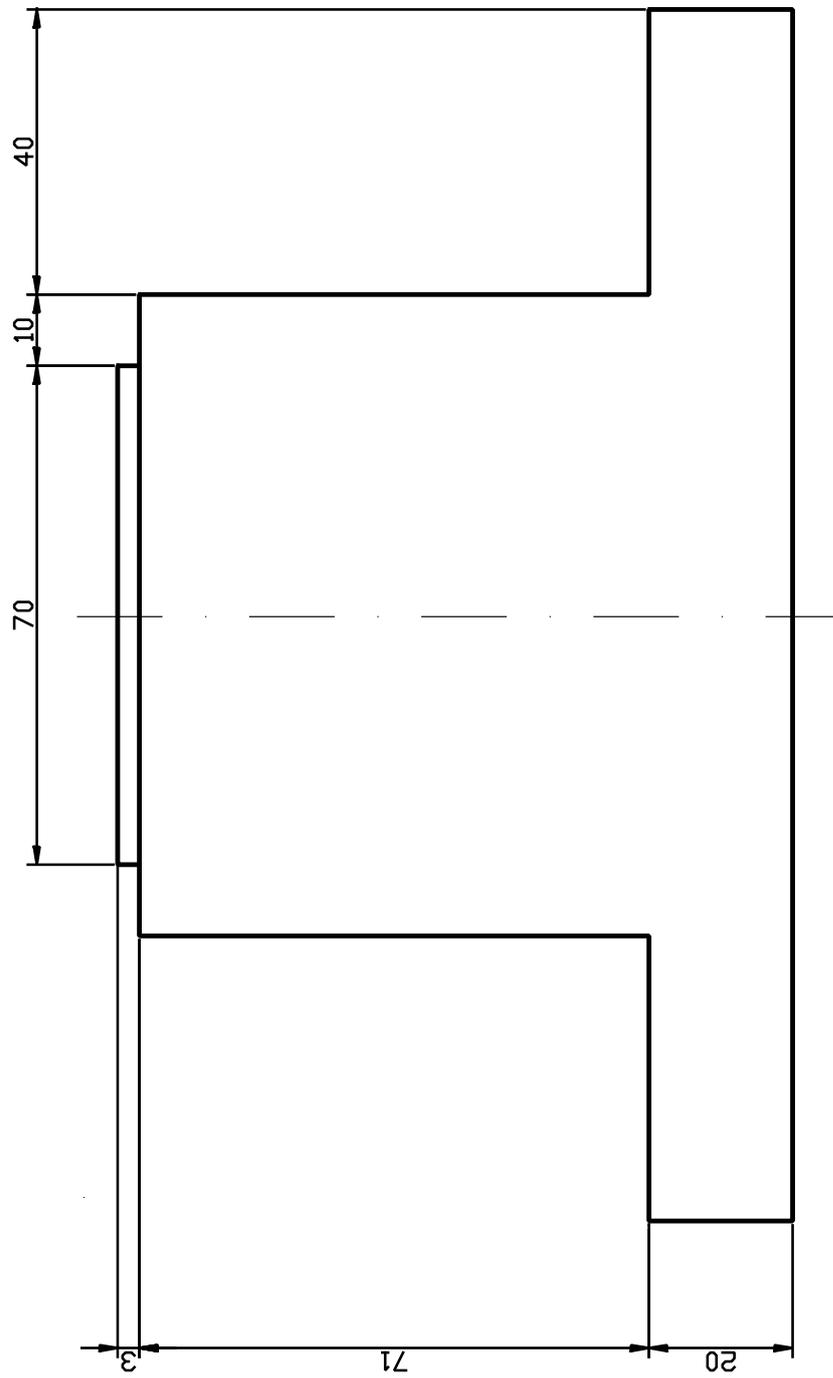


Abbildung A.3.: Vorderansicht des Sockels

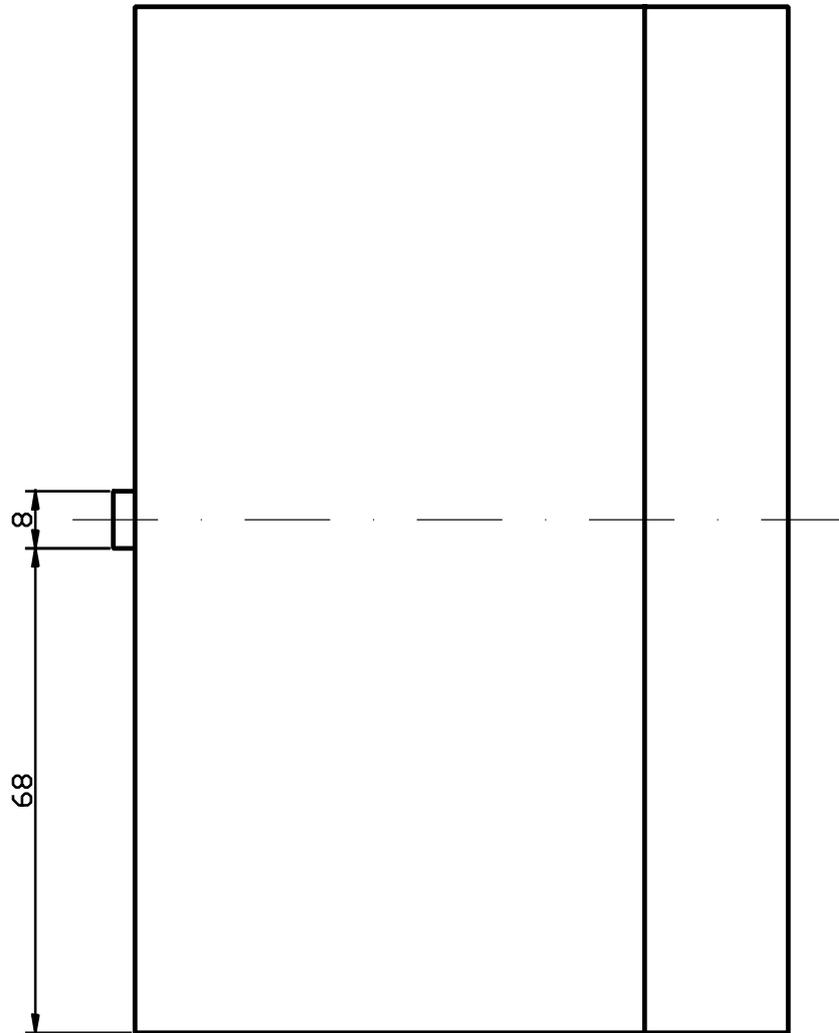


Abbildung A.4.: Seitenansicht des Sockels

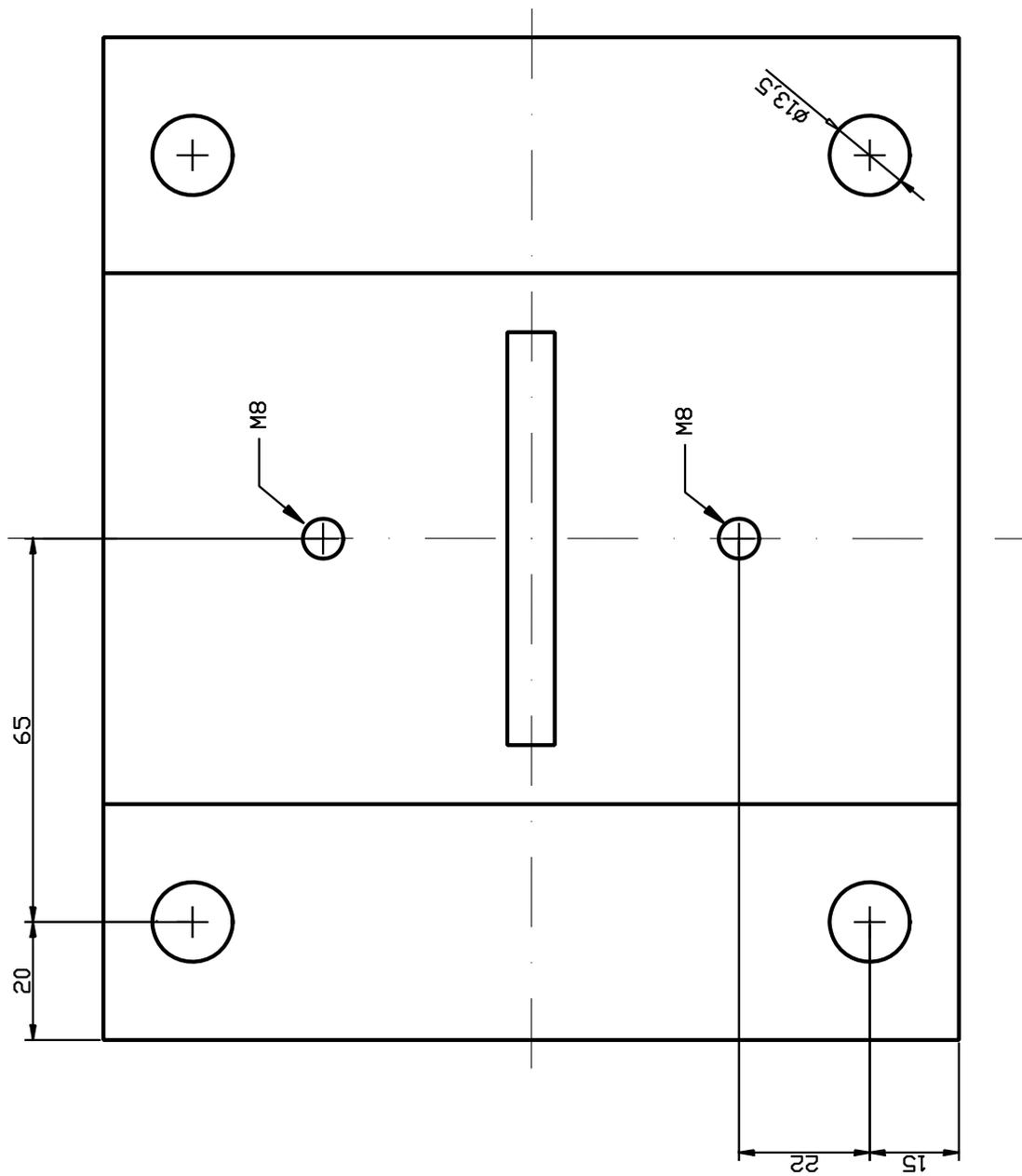


Abbildung A.5.: Draufsicht des Sockels

# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 6. August 2015

Ort, Datum

Unterschrift