



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Masterthesis

Shaban Zeneli

Steuerung und Regelung für eine Windenergie-
Netzeinspeisung mit vollumrichter gespeistem
Asynchrongenerator

Shaban Zeneli

Steuerung und Regelung für eine Windenergie-
Netzeinspeisung mit vollumrichter-
gespeistem Asynchrongenerator

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Masterstudiengang Automatisierung
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 12. August 2014

Shaban Zeneli

Thema der Masterthesis

Steuerung und Regelung für eine Windenergie-Netzeinspeisung mit vollumrichtergergespeistem Asynchrongenerator

Stichworte

Windenergieanlage, Netzeinspeisung, Umrichter, Netzwechselrichter, Spannungsorientierte Regelung (SOR), Maschinenwechselrichter, Feldorientierte Regelung (FOR), dSPACE, SimPowerSystems, Asynchronmaschine, Parameteridentifikation, Echtzeitsystem

Kurzzusammenfassung

In dieser Arbeit wird die mathematische Beschreibung für die Regelung von Asynchronmaschinen und Netz behandelt. Zusätzlich werden die Portierung von dem alten System (DS1104) in das APMC-System, die Fehlerbehebungen in der Versuchsanlage und die netz- sowie maschinenseitige Parameteridentifikation gezeigt. Am Ende erfolgen die Vergleiche zwischen den Messungen in der Simulation und denen an der Anlage.

Shaban Zeneli

Title of the paper

Control for a windenergy-network supply with full inverter-fed asynchronous generator

Keywords

Wind turbine, network supply, grid-inverter, voltage oriented control (VOC), machine-inverter, field oriented control (FOC), dSPACE, SimPowerSystems, asynchronous machine, parameter identification, real-time system

Abstract

In this report is treated the mathematic description for the control of induction machine and grid. Additionally are shown the porting from the old system (DS1104) into the APMC-System, error-rectifications in the test plant, parameter identification of grid and machine side. At the end takes place the comparisons between the measurements in the simulation and the plant.

Danksagung

Ich möchte

- Herrn Prof. Dr.-Ing. Röther für das Anvertrauen und die kontinuierliche Betreuung dieser Arbeit,
- Herrn Prof. Dr.-Ing. Vaupel für die Annahme als Zweitprüfer,
- Herrn Ing. Korpel für die Einführung im Labor für elektrische Antriebe, Unterstützung während der Arbeit durch Hinweise und alle anderen Angelegenheiten wie, das Zurverfügungstellen von Werkzeugen usw.,
- Herrn M.Eng. Weiß für die Erklärung der Erstinbetriebnahme des alten Systems,
- Herrn Prof. Dr.-Ing. Winzenick und Herrn Klotz für die unterhaltsamen Stunden und Motivation während dieser Zeit,
- der Zentralen Laborwerkstatt für die Fertigung von Bauteilen sowie dSPACE und Semikron für die Beantwortung technischer Fragen,
- Frau Goar Kagramanova für das Durchlesen sowie die Korrektur meiner Masterarbeit und
- meiner Familie für die finanzielle Unterstützung als auch für das Verständnis der Abwesenheit während dieser Zeit

danken.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	iv
Abbildungsverzeichnis	v
Bilderverzeichnis.....	ix
Tabellenverzeichnis.....	x
Formelzeichenverzeichnis	xi
Indexverzeichnis	xiii
1 Überblick.....	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ausgangssituation	2
1.3 Ziel der Arbeit	5
1.4 Aufbau der Arbeit.....	6
2 Grundlagen.....	7
2.1 WEA.....	7
2.1.1 Geschichte	7
2.1.2 Eigenschaften	8
2.1.3 Netzanforderungen	9
2.2 Physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine	10
2.3 Drehstromsystem.....	13
2.3.1 Raumzeiger.....	14
2.3.2 Transformationen	15
2.4 dSPACE	16
2.4.1 Entwicklungssoftware	17
2.4.2 Bedienungs- und Visualisierungssoftware	18
2.5 Echtzeitsysteme und Diskretisierung	20
2.6 SimPowerSystems.....	21
3 Modellierung und Regelung.....	23
3.1 Mathematische Beschreibung der ASM.....	24

3.1.1	FOR	27
3.1.2	Regelungsstrukturen und Reglerentwürfe für MWR	30
3.2	Mathematische Beschreibung des Netzes	37
3.2.1	SOR	38
3.2.2	Regelungsstrukturen und Reglerentwürfe für MWR	40
4	Umsetzung/Entwicklung	47
4.1	Systemportierung (ACMC-System)	47
4.2	Drehzahlgeber	52
4.3	Bremschopper	55
4.4	Sicherungsautomat & Schütze	59
4.5	Vorladewiderstände	61
4.6	Berechnung von netzseitigen und maschinenseitigen Größen	63
4.6.1	Parameteridentifikation der ASM	63
4.6.2	Werteberechnungen	68
4.6.3	Parameteridentifikation des Netzes	69
4.7	Simulation	71
4.8	ACMC-Simulink-Modell	73
4.8.1	Überwachungen und ZK-Regelung	74
4.8.2	FOR	75
4.8.3	SOR	75
4.9	Bedienoberfläche	80
5	Ergebnisse	82
5.1	Direkter Netzanschluss	82
5.2	ASM mit Vollumrichter	85
5.2.1	ZK-Aufladung	85
5.2.2	Test ohne NWR-Regelung	87
5.2.3	Test mit NWR-Regelung	88
5.2.4	Störgrößenverhalten der FOR	94
5.2.5	Winkelkorrektur und Normierung	95

5.3 Drehmomentwelligkeit der ASM	97
6 Fazit und Ausblick	100
Anhang	103
Literatur- und Quellenverzeichnis.....	126
Inhalt der DVD.....	129
Eidesstattliche Erklärung.....	130

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
ACMC-Solution	AC Motor Control Solution
ASM	Asynchronmaschine
BO	Betragsoptimum
DG-ASG	Doppeltgespeister Asynchrongenerator
DTC	Direct Torque Control (deutsch: direkte Drehmomentregelung)
EEG	Erneuerbare-Energien-Gesetz
ESB	Ersatzschaltbild
FOR	Feldorientierte Regelung
FPGA	Field Programmable Gate Array
GSM	Gleichstrommaschine
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
K-KOS	drehfeldfestes/spannungsfestes-Koordinatensystem
KOS	Koordinatensystem
MWR	Maschinenwechselrichter
NWR	Netzwechselrichter
PLL	Phase Locked Loop (deutsch: Phasenregelschleife)
PWM	Pulsweitenmodulation (engl. Pulse Width Modulation)
SVPWM	space vector pulse-width modulation (deutsch: Raumzeiger Pulsweitenmodulation)
R-KOS	rotorfestes-Koordinatensystem
RTI	Real-Time Interface
SDLWindV	Systemdienstleistungsverordnung
S-KOS	statorfestes-Koordinatensystem
SO	Symmetrisches Optimum
SOR	Spannungsorientierte Regelung
WEA	Windenergieanlage
ZK	Zwischenkreis
ZKS	Zwischenkreisspannung

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Primäre Energiebedarf bis zum Jahr 2060 [1].....	1
Abbildung 1.2: Komponentenanzordnung der nachgebildeten WEA im Labor (aus der CD von [4]).....	2
Abbildung 1.3: Stecktafel für die drei Generatorkonzepte (aus der CD von [4])	3
Abbildung 1.4: Mechanische Ankupplung der beiden Maschinen (aus der CD von [4])	4
Abbildung 1.5: Komponenten für die Regelung der ASM [4].....	4
Abbildung 2.1: Eigenschaften einer WEA in Abh. der Zeit [7].....	8
Abbildung 2.2: Energiefluss der Windenergieanlage [7].....	9
Abbildung 2.3: Lorenzkraft [9].....	10
Abbildung 2.4: Erste physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine [10]	11
Abbildung 2.5: Rotor einer Gleichstrommaschine a) mit geraden Nuten b) schrägen Nuten [10]	11
Abbildung 2.6: Zweite physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine [13]	12
Abbildung 2.7: Drehspannungssystem [10]	13
Abbildung 2.8: Zeitliche und räumliche Überlagerung zum Zeitpunkt t_1 (vgl. [15]).....	14
Abbildung 2.9: Projektion von dem Raumzeiger in den drei Phasen (vgl. [15])	15
Abbildung 2.10: ControlDesk Next Generation 5.1 (Version: 2013-B)	18
Abbildung 3.1: Verwandtschaft der Regelungsverfahren für Netz- bzw. Maschinenwechselrichter [22]	23
Abbildung 3.2: ESB der ASM in der Raumzeigerdarstellung mit den ständerseitig bezogenen Größen	24
Abbildung 3.3: KOS-e (vgl. [16])	25
Abbildung 3.4: ESB der ASM in der Raumzeigerdarstellung mit den ständerseitig bezogenen Größen (übliche Darstellung).....	26
Abbildung 3.5: Orientierung am ψ_2 [24]	27
Abbildung 3.6: Blockschaltbild der ASM für den Kurzschlussläufer (vgl. [17])	30
Abbildung 3.7: Kaskadierte Regelungsstruktur der FOR (vgl. [17]).....	31
Abbildung 3.8: Stromregelkreis i_{1d} (vgl. [17])	32
Abbildung 3.9: Stromregelkreis i_{1q} (vgl. [17]).....	32
Abbildung 3.10: Drehzahlregelkreis mit (vgl. [17]).....	33
Abbildung 3.11: Flussregelkreis (vgl. [24])	35
Abbildung 3.12: ESB des Netzes und des LC-Filters	37
Abbildung 3.13: Vereinfachte ESB des Netzes und des Filters	37
Abbildung 3.14: Netzseitige KOS-e [22].....	38
Abbildung 3.15: Kaskadierte Regelungsstruktur der SOR (vgl. [29])	41
Abbildung 3.16: Phasenregelschleife (PLL) (vgl. [31]).....	42

Abbildung 3.17: Stromregelkreis i_{Nd}	43
Abbildung 3.18: Stromregelkreis i_{Nq}	44
Abbildung 3.19: ZK-Regelkreis.....	45
Abbildung 4.1: Platinenkonzept [4]	47
Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Platine <i>Verteilung</i> von der Ausgangssituation [4]	48
Abbildung 4.3: Schematische Darstellung von der Platine <i>Verteilung</i> (vgl. CD von [4])	50
Abbildung 4.4: Drehzahlsignal mit einer periodischen Schwingung (starrer Kupplung)	52
Abbildung 4.5: Bewegungsarten der Kupplung [33]	53
Abbildung 4.6: Drehzahlsignal durch Kompensation des Spielraums bei der Klauenkupplung	54
Abbildung 4.7: Aufbau des Bremschoppers mit den Messstellen (vgl. [4])	56
Abbildung 4.8: Interne Verschaltung im IGBT-Treiber (vgl. [34]).....	58
Abbildung 4.9: Impulsauslösung [35].....	60
Abbildung 4.10: Die Aufladung von den ZK-Kondensatoren	61
Abbildung 4.11: Leistungsfaktorkurve des Vorladewiderstandes (vgl. [36]).....	62
Abbildung 4.12: Einphasiges stationäres ESB der ASM mit Zeigerdiagramm [37].....	63
Abbildung 4.13: ESB-er für a) Leerlaufversuch; b) Kurzschlussversuch (vgl. <i>Abbildung 4.12</i>).....	64
Abbildung 4.14: Regressionsgerade für die Trennung der Eisen- und Reibungsverluste.....	66
Abbildung 4.15: Simulation von dem ersten Konzept	71
Abbildung 4.16: Gesamtstruktur der Simulation von dem zweiten Konzept.....	71
Abbildung 4.17: Modellierung des ZK-es.....	72
Abbildung 4.18: Die Grundstruktur der Implementierung für das ACMC-System.....	73
Abbildung 4.19: Hauptsubsystem <i>SOR-Netzwechselrichter</i>	76
Abbildung 4.20: Subsystem <i>ZK-Spannungsregelung</i>	77
Abbildung 4.21: Subsystem <i>Stromregelung</i> bei der <i>SOR</i>	77
Abbildung 4.22: Implementierung der Stromregelkreise inklusive Entkopplung.....	78
Abbildung 4.23: Subsystem <i>PWM</i>	79
Abbildung 4.24: Bedienoberfläche in <i>ControlDesk Next Generation</i>	80
Abbildung 5.1: Drehzahl/ min^{-1} und inneres Drehmoment/ Nm der ASM in der Anlaufphase (direkter Netzanschluss).....	82
Abbildung 5.2: Drehzahl/ min^{-1} und inneres Drehmoment/ Nm der ASM vom Leerlauf im Generatorbetrieb (erstes Konzept)	83
Abbildung 5.3: Phasenspannungen/ V und -ströme/ A vom Leerlauf in Generatorbetrieb (erstes Konzept).....	84
Abbildung 5.4: ZK-Aufladung: c) NWR-Strom/ A ; d) Netzspannung/ V	86
Abbildung 5.5: Test ohne NWR-Regelung	87
Abbildung 5.6: Test mit NWR-Regelung	91

Abbildung 5.7: Maschinenseitige Sollspannungskomponenten u_{1d} (grün/V) und u_{1q} (rot/V) bei einem Belastungsdrehmomentsprung von 10Nm (wobei $n=1800 \text{ min}^{-1}$ ist)	94
Abbildung 5.8: Störgrößenverhalten der FOR	94
Abbildung 5.9: Einschaltverhalten der SOR	96
Abbildung 5.10: Phasenverzögerung zwischen mit (rechts) und ohne Winkelkorrektur (links)	97
Abbildung 5.11: Einfluss der Drehmomentwelligkeit auf die Drehzahl bei $n=50 \text{ min}^{-1}$: a) Drehzahl/ min^{-1} ; b) Drehmoment/Nm	97
Abbildung 5.12: Einfluss der Drehmomentwelligkeit auf die Drehzahl bei $n=1500 \text{ min}^{-1}$: a) Drehzahl/ min^{-1} ; b) Drehmoment/Nm	99
Abbildung A 1: ASM mit Schleifringe und schrägen Nuten [42]	103
Abbildung A 2: Leistungsfluss der ASM [43]	103
Abbildung A 3: Entkopplungsnetzwerk der ASM (vgl. [17])	104
Abbildung A 4: Flussmodell der ASM (vgl. [17])	104
Abbildung A 5: ZK-Regelkreis (alternative Darstellung zu der <i>Abbildung 3.19</i>)	104
Abbildung A 6: Drehstrom-Asynchronmotor mit Schleifringläufer / Grundaufführung für S11R / SPER / S11H / SPEH [44]	107
Abbildung A 7: Wickelschema von dem Ständer [aus den Datenblättern]	107
Abbildung A 8: Ständerwicklung der ASM [45]	108
Abbildung A 9: Stromlaufplan $\pm 15 \text{VDC}$ (Erweiterungen rot gezeichnet)	108
Abbildung A 10: Schnittstellenbeschreibung zwischen ACMC-System und der Platine <i>Verteilung</i> (1)	109
Abbildung A 11: Schnittstellenbeschreibung zwischen ACMC-System und der Platine <i>Verteilung</i> (2)	110
Abbildung A 12: Schaltplan der Platine <i>Verteilung</i>	111
Abbildung A 13: Boardplan der Platine <i>Verteilung</i>	111
Abbildung A 14: RTI-Task Konfiguration	113
Abbildung A 15: Subsystem <i>Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung</i>	114
Abbildung A 16: Subsystem <i>DI</i> s in <i>Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung</i>	114
Abbildung A 17: Subsystem <i>AI</i> s in <i>Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung</i>	115
Abbildung A 18: Subsystem <i>ZK_und_Schütze_Steuerung</i> in <i>Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung</i>	115
Abbildung A 19: Subsystem <i>Bremschopper & Vorladung</i> in <i>ZK_und_Schütze_Steuerung</i>	115
Abbildung A 20: Subsystem <i>ZK-Ueberwachung</i> in <i>Bremschopper & Vorladung</i>	116
Abbildung A 21: Subsystem <i>STS-Ueberwachung&VLS-Steuerung</i> in <i>Bremschopper & Vorladung</i> ..	116
Abbildung A 22: Subsystem <i>DO</i> in <i>Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung</i>	117
Abbildung A 23: Subsystem <i>Koord_trans</i> in <i>SOR-Netzwechselrichter/Stromregelung</i>	117

Abbildung A 24: Subsystem <i>GR_Strommessung</i> (s. vorherige Abbildung)	118
Abbildung A 25: Gemessene positive Stromrichtungen in der Anlage (vgl. [4])	118
Abbildung A 26: Subsystem <i>Duty Cycle erzeugen</i> (s. <i>Abbildung 4.23</i>)	119
Abbildung A 27: Min-Max-Verfahren von MatLab	119
Abbildung A 28: Subsystem <i>Voraussetzungen_fuer_Reglerfreigabe</i> (s. <i>Abbildung 4.19</i>)	120
Abbildung A 29: Visualisierungslayout für die netzseitigen und ZK-Größen	120
Abbildung A 30: Visualisierungslayout für die maschinenseitigen Größen	120
Abbildung A 31: Phasenströme/A beim Anlauf von dem ersten Konzept (Simulationsergebnisse) ...	121
Abbildung A 32: Drehzahl/ min^{-1} & inneres Drehmoment/Nm beim Anlauf von dem ersten Konzept (Simulationsergebnisse)	121
Abbildung A 33: Phasenströme/A beim Anlauf von dem ersten Konzept (direkter Netzanschluss)...	122
Abbildung A 34: An der Anlage aufgenommene Netzphasenströme/A beim Laden von ZK- Kondensatoren.....	122
Abbildung A 35: Rotorfluss/Vs an der Anlage (Zeitkonstante $T=0,176\text{s}$).....	122
Abbildung A 36: Inneres Drehmoment/Nm mit den gemessenen Maschinenparametern	123
Abbildung A 37: Maschinenseitige Sollspannungsbegrenzung mit dem Faktor 1,05 ($1,05 \cdot \mathbf{U}_{\text{INenn}}$) ...	123
Abbildung A 38: Maschinenseitige Messungen mit dem PWM-Block SVPWM Generator (2-Level)	124
Abbildung A 39: Maschinenseitige Sollspannungskomponenten u_{1d}^* (grün/V) und u_{1q}^* (rot/V) bei einem Belastungsdrehmomentsprung von 10Nm (wobei $n=1450 \text{ min}^{-1}$ ist).....	124

Bilderverzeichnis

Bild 2.1: Erste WEA im Jahr 1891 [6]	7
Bild 4.1: Bestückte Platine <i>Verteilung</i>	51
Bild 4.2: Fertiggestellte Schnittstellen am ACMC-System (vgl. [4])	52
Bild 4.3: Kupplung MK3-Modell [33]	53
Bild 4.4: Halterung des Drehzahlgebers inklusive der neu eingebauten Kupplung	54
Bild 4.5: Messungen am IGBT-Modul mit unerwünschten Effekten	56
Bild 4.6: Bremschopper-Komponenten nach der Zerstörung: a) IGBT-Modul, b) IGBT-Treiber	57
Bild 4.7: Messungen am IGBT-Modul ohne Fehler	58
Bild 4.8: Einschaltstrom über den Sicherungsautomat zum Zeitpunkt 1	59
Bild 4.9: Einschaltstrom über den Sicherungsautomat zum Zeitpunkt 2	59
Bild 4.10: Eingebaute Vorladewiderstände	62
Bild A. 1: Ausgangssituation: a) Platine <i>Verteilung</i> ; b) alle Platinen	112
Bild A. 2: Mit der neuen Platine <i>Verteilung</i> im Schaltschrank	112

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: I/O-Blockbibliotheken	17
Tabelle 2.2: Funktionsbeschreibung von ControlDesk Next Generation 5.1.....	19
Tabelle 2.3: Funktionsbeschreibung der Blöcke in SimPowerSystems [21]	21
Tabelle 4.1: Gegenüberstellung von den Konzepten für die Systemportierung.....	48
Tabelle 4.2: Messreihe von dem Leerlaufversuch.....	65
Tabelle 4.3: Messreihe von dem Kurzschlussversuch.....	67
Tabelle 4.4: Parametervergleich von den aus dem Datenblatt berechneten Werten (1) und den messtechnisch ermittelten Werten (2)	68
Tabelle 4.5: Maschinenrelevante Größen für die Regelung – berechnet mit den Werten aus der <i>Tabelle</i> <i>4.4</i>	68
Tabelle 4.6: Transformatorparameter die aus der Kurzschlussbetrachtung gewonnen werden	69
Tabelle 4.7: Transformatorparameter die aus der Leerlaufbetrachtung gewonnen werden	70
Tabelle 4.8: Erläuterung von den entworfenen Bedien- und Visualisierungselemente	80
Tabelle A 1: Nenndaten der ASM (SPER 132 MX4 SW TPM HW) [aus den Datenblättern]	105
Tabelle A 2: Ständerseitig bezogene Parameter der ASM [aus den Datenblättern].....	105
Tabelle A 3: Netzseitige und ZK-Werte.....	105
Tabelle A 4: Wahl der Abtastzeit in der Regelung	106
Tabelle A 5: Weitere Werte	106
Tabelle A 6: Reglerparameter bei der FOR.....	106
Tabelle A 7: Reglerparameter bei der SOR.....	106

Formelzeichenverzeichnis

\hat{i}	Strom (Amplitudenwert)
f	Frequenz
G	Übertragungsfunktion
I	Strom (Effektivwert)
\underline{i}	Strom (Komplexe Größe), Stromraumzeiger
i	Strom (Momentanwert)
J	Trägheitsmoment
L	Induktivität
M	Drehmoment (Effektivwert)
m	Drehmoment (Momentanwert)
n	Drehzahl
N	Nutenanzahl
n_p	Periodenanzahl
p	Polpaarzahl, Wirkleistung (Momentanwert)
P	Wirkleistung (Effektivwert)
Q	Blindleistung (Effektivwert)
q	Blindleistung (Momentanwert)
R	Widerstand
T	Zeitkonstante, Temperatur
T_{20}	Raumtemperatur
T_A	Abtastzeit
\hat{u}	Spannung (Amplitudenwert)
U	Spannung (Effektivwert)
\underline{u}	Spannung (Komplexe Größe)
u	Spannung (Momentanwert)
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
V	Verstärkung
α_{20}	Temperaturkoeffizient
ε	Winkel der Stränge in der ASM
ϑ	Winkel
σ	Blondelscher Streukoeffizient/Totale Streufaktor
φ	Phasenverschiebungswinkel
ϕ	Phasenverschiebungswinkel
Ψ	Flussverkettung (Effektivwert)

$\underline{\Psi}$	Flussverkettung (Komplexe Größe), Flussverkettungsraumzeiger
ψ	Flussverkettung (Momentanwert)
$\hat{\Psi}$	Flussverkettung (Amplitudenwert)
Ω	Mechanische Kreisfrequenz
ω	Kreisfrequenz

Indexverzeichnis

Tiefgestellte Indexe:¹

μ	Magnetisierung
0	Stillstand, Leerlauf, Eisen- und Magnetisierung
1, a, U	erste Wicklung/Phase
1, S	Stator=Ständer
12	von Phase 1 zu Phase 2
2, b, V	zweite Wicklung/Phase
2, R	Rotor=Läufer
3, c, W	dritte Wicklung/Phase
A	Abtastung, Ausgangsseite des Netzwechselrichters, Antriebsmaschine
Cu	Kupfer, Kupferverlust
d	Realteil im K-KOS
dom	dominierende
ers	Ersatz
f	Fluss, Filter
Fe	Eisen, Eisenverlust
g	Messgliedverzögerung, netzseitige Gesamtgrößen
h	Haupt
i	Strom
k	Kurzschluss
L	Last, Leitung
M	Maschine
Mi	Maschine innen
n	Drehzahl
N	Netz
Nenn	Nenn
o	offener Regelkreis
q	Imaginärteil im K-KOS, Induzierte Hauptfeld
R	Regler
ref	Referenz
Reib	Reibung, Reibungsverlust
t	Totzeit

¹ Die Indizes sind untereinander und zu den Formelzeichen zu kombinieren. Beispielsweise: $U_{2,0}$ = Rotorstillstandspannung; $G_{o|i}$ = Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises (vom Ständer), T_{Θ} = Hochlaufzeitkonstante usw.

T	Transformator
X	Blindwiderstand
zk	Zwischenkreis
α	Realteil im S-KOS
β	Imaginärteil im S-KOS
Θ	Hochlauf
σ	Streu

Hochgestellte Indexe:

*	konjungiert Komplex, Sollgröße oder Ersatzgröße
'	stator-/ständerseitig oder primärseitig bezogene Größen
K	drehfeldfestes KOS, spannungsfestes KOS
R	rotor-/läuferfestes KOS
S	stillstehendes (stator-/ständerefestes) KOS

1 Überblick

In diesem Kapitel wird die Hinführung zum Thema, die Ausgangssituation, die daraus abgeleiteten Ziele und der Aufbau der vorliegenden Arbeit beschrieben.

1.1 Motivation

Die elektrische Energie begann ab Mitte des 19-ten Jahrhunderts und ist heutzutage Lebensstandard geworden. In der Zukunft wird die elektrische Energie noch eine wichtigere Rolle spielen, da die Lebensbedingungen verbessert werden sollen.

Im Folgenden ist ein Szenario dargestellt und zeigt, wie sich der weltweite primäre Energiebedarf bis zum Jahr 2060 entwickeln wird.

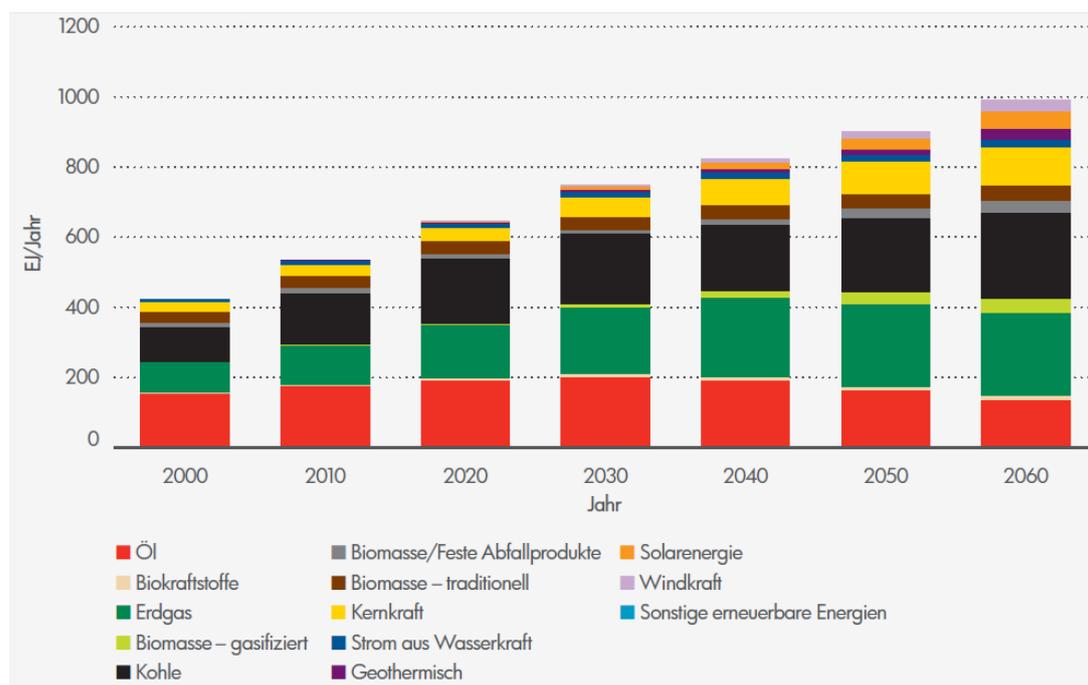


Abbildung 1.1: Primäre Energiebedarf bis zum Jahr 2060 ² [1]

Wie aus der obigen Abbildung zu erkennen ist, verdoppelt sich der primäre Energiebedarf bis zum Jahre 2060. Um somit diesen Energiebedarf zu decken und gleichzeitig die Umweltverschmutzung in Grenzen zu halten, sollen erneuerbare Energien – wie Windenergie oder Solarenergie – eingesetzt werden.

² EJ = Exajoule = 10^{18} Joule

Der weltweite primäre Energiebedarf von Windenergieanlagen (WEA) betrug im Jahr 2010 den Wert 1,2 EJ und soll bis 2060 auf den Wert 34,3 EJ vergrößert werden [1]. Dieser Energiebedarf bis 2060 entspricht einer fast Verdreißigfachung.

In Deutschland soll der CO₂-Ausstoß bis 2020 – im Vergleich zum Jahr 1990 – um 40% reduziert werden [2]. Diese Energiewende soll in Deutschland durch das Erneuerbare-Energien-Gesetz (EEG), welches im Jahr 2000 in Kraft getreten ist, realisiert werden [2].

Deshalb wird im Labor für elektrische Antriebe an der HAW-Hamburg eine WEA nachgebildet, um den Studierenden das Verständnis über WEA und deren Konzepte nahe bringen zu können.

1.2 Ausgangssituation

Das Projekt, welches die Nachbildung von der WEA ermöglichen soll, wird in mehreren Abschlussarbeiten aufgeteilt. Die Vorgänger dieses Projektes sind die Arbeiten von [3], welcher mit dem Konzeptentwurf und der Komponentenbeschaffung sich befasst hat und von [4], welcher den Konzepterweiterung und den Aufbau realisiert hat. Neben dieser hier beschriebenen Arbeit wird parallel eine weitere Arbeit [5] durchgeführt, die den Aufbau der Antriebsmaschine umsetzt.

Die aktuelle Nachbildung der WEA im Labor weist folgende Komponentenordnung auf.

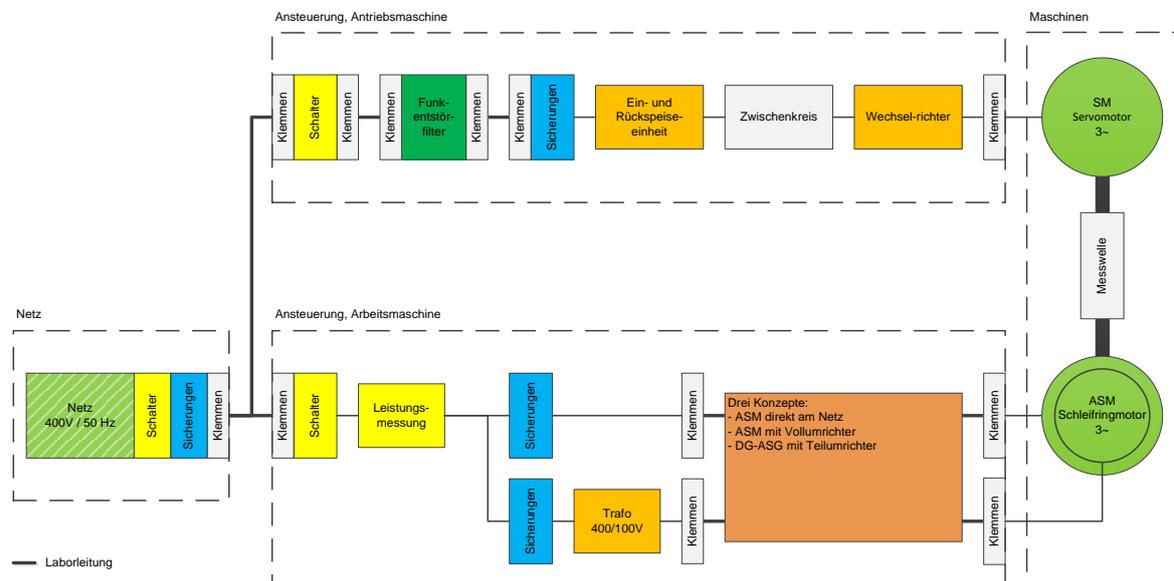


Abbildung 1.2: Komponentenordnung der nachgebildeten WEA im Labor (aus der CD von [4])

Die Asynchronmaschine (ASM) ist starr über eine Messwelle mit der Servomaschine gekoppelt. Die Servomaschine stellt die Rotationsenergie, welche bei einer WEA aus dem Windrad ergibt, dar. Elektrisch gesehen soll in dem WEA-Simulator die Energie vom elektrischen Netz über den Umrichter der Antriebsmaschine, Servomaschine, ASM, evtl. Umrichter der Arbeitsmaschine – je nach Generatorkonzept – und wieder in das elektrische Netz fließen.

In der nachfolgenden Abbildung wird die Stecktafel für die drei Generatorkonzepte gezeigt.

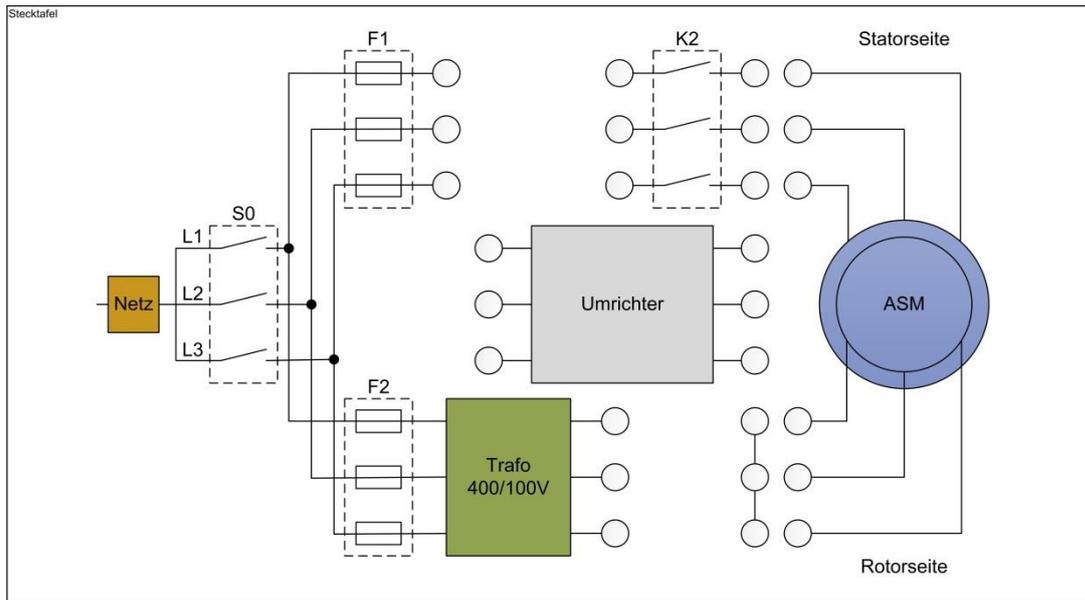


Abbildung 1.3: Stecktafel für die drei Generatorkonzepte (aus der CD von [4])

Nach der Fertigstellung der drei Konzepte

1. ASM direkt am Netz (Dänisches Konzept)
2. ASM mit Vollumrichter
3. Doppeltgespeister Asynchrongenerator (DG-ASG)

sollen die Studierenden die Möglichkeit haben durch umstecken von Laborleitungen das jeweilige Generatorkonzept auswählen zu können.

In der *Abbildung 1.4* wird die mechanische Ankupplung der ASM und Servomaschine gezeigt.



Abbildung 1.4: Mechanische Ankupplung der beiden Maschinen (aus der CD von [4])

Die Servomaschine wird unabhängig von der ASM geregelt und soll nach Bedarf das erforderliche Drehmoment zu Verfügung stellen. Bei der ausgewählten Servomaschine reicht das Nenndrehmoment von 16,5 Nm nicht aus um die ASM bis auf das Nenndrehmoment von 32,9 Nm anzutreiben. Deshalb wird die Antriebsmaschine parallel zu dieser Arbeit neu entworfen und aufgebaut.

Die Komponenten für die Regelung der ASM werden in der nachfolgenden Abbildung dargestellt.

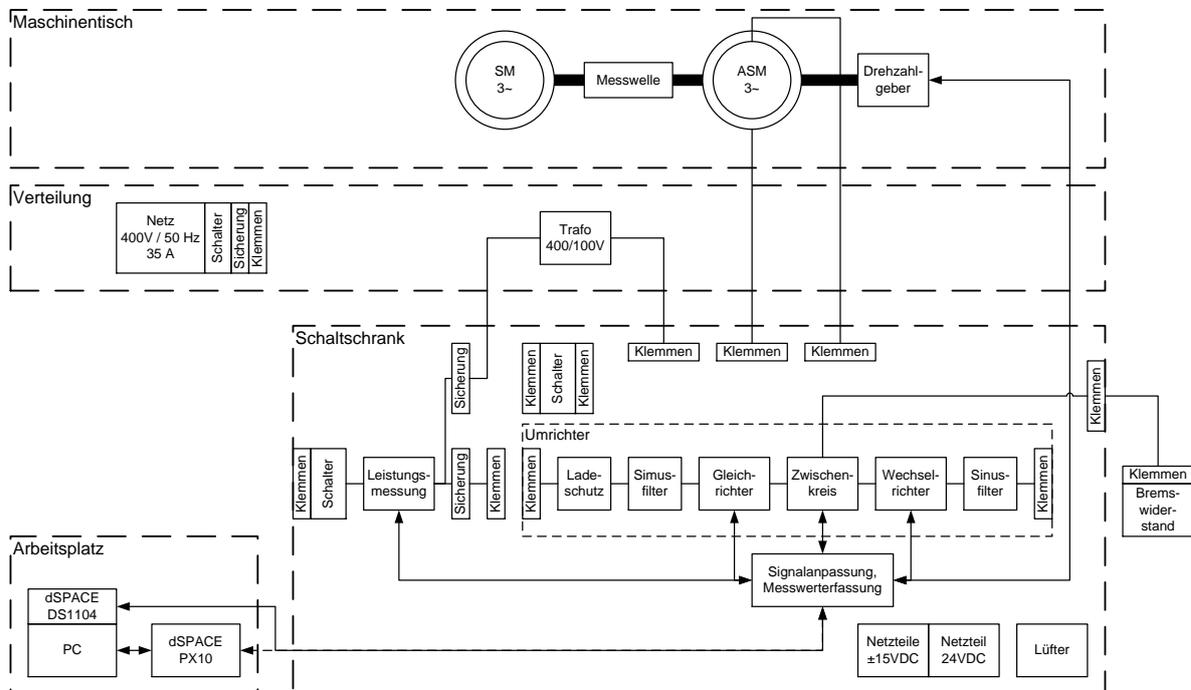


Abbildung 1.5: Komponenten für die Regelung der ASM [4]

Der Block *Umrichter* beinhaltet folgende Komponenten:

- Vorladewiderstände mit Vorladeschutz (*Ladeschutz*): Nach dem Laden der Zwischenkreis-Spannung (ZKS), werden die Vorladewiderstände durch den Vorladeschutz überbrückt
- Sinusfilter (netz- und maschinenseitig): Besteht aus einem LC-Filter und glättet die vom Umrichter pulsierende Spannung – hochfrequente Anteile der Spannung werden gefiltert
- Netzwechselrichter (*Gleichrichter*): Soll die ZKS auf einem konstanten Wert regeln und somit Energie mit dem Netz austauschen
- Zwischenkreis (ZK): Besteht aus ZK-Kondensator und Bremschopper (Bremswiderstand) – wenn der Netzwechselrichter nicht geregelt wird, wird die überschüssige Energie in den Bremswiderstand geleitet
- Maschinenwechselrichter (*Wechselrichter*): Regelt die ASM

In dem Block *Signalanpassung, Messwerterfassung* werden alle Ein- und Ausgangssignale mittels drei Platinen an der dSPACE Karte *DS1104*, welches als Steckmodul im PC eingebaut ist, angepasst. Die ASM wird von dieser Karte mit einer Demo-Regelungsversion von dSPACE mit Feldorientierter Regelung am Rotorfluss geregelt.

1.3 Ziel der Arbeit

Im Folgenden werden die Ziele dieses Projektes aufgelistet:³

- die Platinen sollen auf die Schnittstellen des ACMC-Systems überarbeitet und erweitert werden
- die vorhandene Regelung ist an diesem neuen System zu portieren sowie mit der vorhandenen Bedienoberfläche zu verknüpfen und zu testen
- die verwendeten Programme für diese Anwendung sollen auf die aktuelle Version gebracht werden und die Modellierung sowie Bedienung sind an diese anzupassen
- fehlende Funktionen sollen in dem Simulink-Modell implementiert werden
- die Maschinenparameter sind Messtechnisch zu ermitteln und mit den errechneten Werten zu vergleichen
- die Arbeitsmaschine soll optimiert werden
- die Regelung für den Netzwechselrichter ist zu entwerfen und im Simulink-Modell zu implementieren

³ Das dritte Konzept (DG-ASG) ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Der Fokus liegt hierbei auf das zweite Konzept (ASM mit Vollumrichter).

- bevor die entworfenen Reglerentwürfe an der realen Strecke getestet werden können, sollten sie an einer Simulation überprüft werden

Es stellt sich dabei die Frage, wie muss der Umrichter geregelt werden, damit ein Energieaustausch zwischen der elektrischen Maschine und dem Netz – unter Einhaltung von allen Nenndaten – stattfinden kann?

1.4 Aufbau der Arbeit

Im nachfolgenden Kapitel 2 werden die Grundlagen, welche eine Voraussetzung für diese Arbeit darstellen, erklärt. Die mathematische Beschreibung sowie die Regelung der ASM und des Netzes werden im Kapitel 3 beschrieben. Anschließend, im Kapitel 4, erfolgen die Umsetzungs- bzw. Entwicklungsphasen. Im Kapitel 5 werden die Ergebnisse aus der Simulation und der realen Anlage dargestellt und verglichen. Am Ende runden ein Fazit und der Ausblick diese Arbeit ab.

2 Grundlagen

Dieses Kapitel dient als Erweiterung der Grundlagen, welche in den Vorgängerarbeiten [3] und [4] beschrieben sind. Sowohl diese als auch die Vorlesungen im Studium werden für die Arbeit vorausgesetzt. Es wird somit auf: einige Grundkenntnisse von WEA, das physikalische Prinzip der elektrischen Maschine, das Drehstromsystem, die dSPACE-Komponenten, das Modellierungstool SimPowerSystems und die Echtzeitsysteme sowie die Diskretisierung eingegangen.

2.1 WEA

In diesem Abschnitt werden die Geschichte, die wesentlichen Eigenschaften und die Netzanforderungen einer WEA erwähnt.

2.1.1 Geschichte

Erfunden wurde die WEA im Jahre 1891 von Poul La Cour, einem Professor an einer Volkshochschule in Askov (Dänemark) [6]. Die Konstruktion von dieser WEA ist in dem nachfolgenden Bild dargestellt.

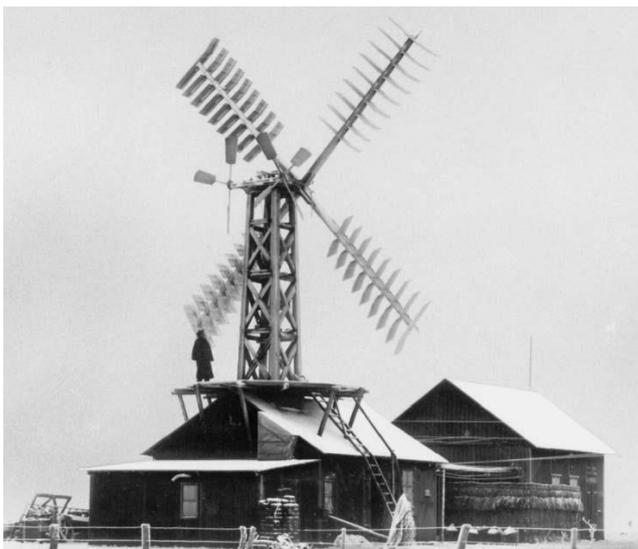


Bild 2.1: Erste WEA im Jahr 1891 [6]

Wie aus dem *Bild 2.1* zu erkennen ist, hatte die damals aufgebaute WEA vier Rotorblätter mit Jalousieflügel. *Poul La Cour* wählte diese Form der Konstruktion bewusst, da sie am Lande besser zu

handhaben waren [6]. Laut [6] trieb diese WEA einen Dynamo und den erzeugten Gleichstrom verwendete er für die Elektrolyse zur Gewinnung von Wasserstoffgas, sodass die Energie in einer anderen Form gespeichert werden konnte.

In den 50er Jahren entwickelte *Johannes Juul* in Dänemark das sogenannte „Dänische Konzept“ [7]. Erst ab dem Jahr 1975 begann, aufgrund der Ölpreiskrisen und des wachsenden Umweltbewusstseins, der internationale Aufschwung von WEA [8].

2.1.2 Eigenschaften

In der *Abbildung 2.1* werden die Eigenschaften einer WEA zwischen den Jahren 1980 – 2010 dargestellt.

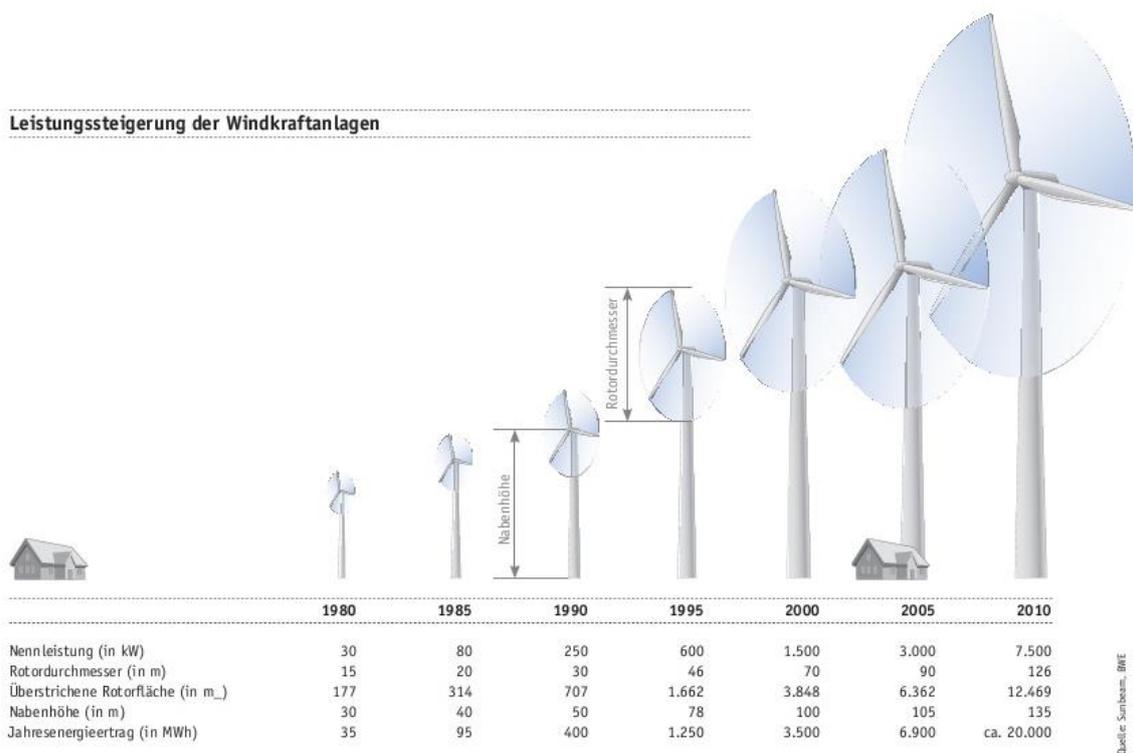


Abbildung 2.1: Eigenschaften einer WEA in Abh. der Zeit [7]

Wie aus der *Abbildung 2.1* zu entnehmen ist, werden die WEA sowohl von der Leistung stärker als auch von der Nabhöhe und Rotordurchmesser größer. So ist die Nennleistung von einer WEA zwischen den Jahren 1980-2010 um den Faktor 250 und der Rotordurchmesser um den Faktor 8 vergrößert. Somit kann auch für die in Zukunft installierten WEA gesagt werden, dass diese Eigenschaften zunehmen werden.

Im Folgenden wird prozentual gezeigt, wie viel elektrische Energie aus der Windenergie gewonnen werden kann.

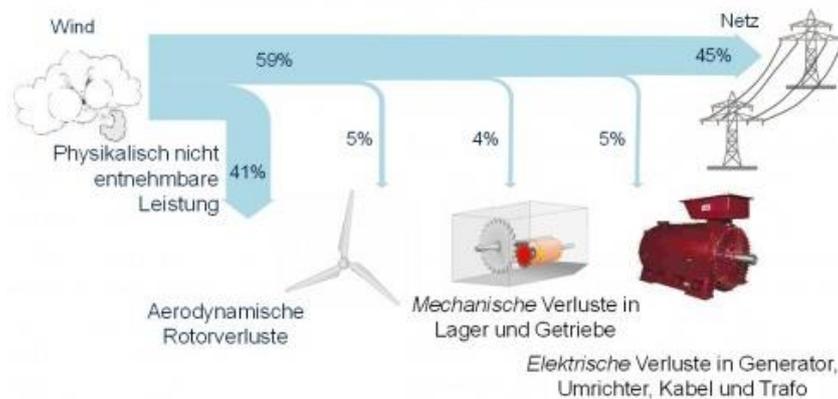


Abbildung 2.2: Energiefluss der Windenergieanlage [7]

Aus der obigen Abbildung ist zu entnehmen, dass 45% aus der primären Windenergie in die elektrische Energie (Sekundär) umgewandelt werden kann. Dies ist ein theoretischer Maximalwert, denn nach [7] kann max. 59% mechanische Energie aus dem Wind entnommen werden. Lediglich nur 5% sind elektrische Verluste und der Rest der Energieverluste geht in die aerodynamischen und mechanischen Komponenten verloren.

2.1.3 Netzanforderungen

Die Netzanforderungen für WEA werden in Systemdienstleistungsverordnung (SDLWindV) des EEG erklärt und im Folgenden werden die Wichtigsten davon erwähnt [3], [4]

- 1) Frequenzhaltung (kann durch die Wirkleistung stabilisiert werden)
- 2) Spannungshaltung (kann durch die Blindleistung unterstützt werden)
- 3) Durchfahren von Netzfehler (bei Netzfehler darf die WEA nicht vom Netz getrennt werden)
- 4) Blindleistungsabgabe (eine WEA muss eine Blindleistung von $\cos(\phi) = 0,95$ bereitstellen können)
- 5) Bedingungen:
 - für das Abschalten vom Netz (Netztrennung außerhalb des Bereichs $47,5 \text{ Hz} \leq f \leq 51,5 \text{ Hz}$) und
 - für die Unterstützung des Netzes (wenn 1) – 4) gefordert werden)

2.2 Physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine

Um das Verständnis, wie die elektrische Energie in die mechanische Energie und umgekehrt umgewandelt wird, zu gewinnen, wird das physikalische Prinzip der elektrischen Maschine herangezogen. Es gibt zwei unterschiedliche physikalische Prinzipien, die für die Erzeugung einer Drehbewegung benutzt werden:

1. Die Lorenzkraft
2. Die Anziehung der Gegenpole

1. Die Benutzung der Lorenzkraft:

Zunächst wird erklärt, wie in einem stromdurchflossenen Leiter eine Kraft entsteht.

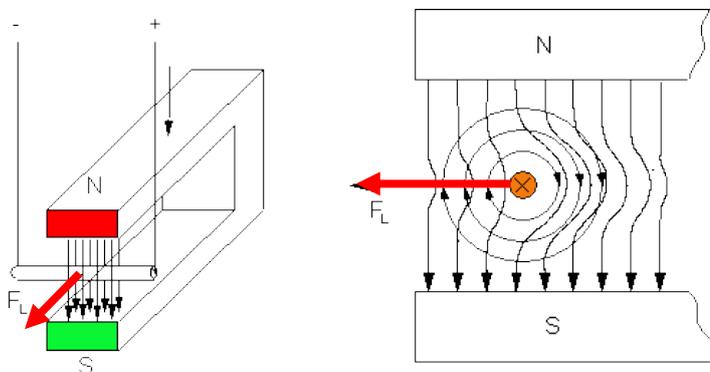
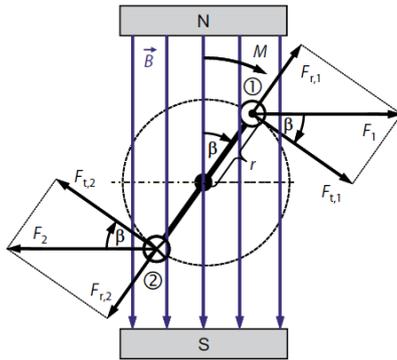


Abbildung 2.3: Lorenzkraft [9]

In einem stromdurchflossenen Leiter entsteht ein Magnetfeld um ihn. Dabei kann die Richtung des Feldes durch die rechte Handregel bestimmt werden: Daumen in Richtung des Stromflusses und die Finger geben die Richtung des Feldes (*Abbildung 2.3* – rechte Zeichnung in der Mitte).

Zwischen zwei Magnetpolen sind Feldlinien, die eine Zugkraft als Eigenschaft haben und somit resultiert, dass diese Feldlinien immer den kürzesten Abstand zum Gegenpol suchen. Wenn jetzt ein stromdurchflossener Leiter zwischen zwei Magnetpolen gebracht wird, werden die Feldlinien dieses Magnetpols, wie in *Abbildung 2.3* zu sehen ist, umgelenkt, sodass diese einen längeren Weg als ursprünglich absolvieren müssen. Der längere Weg der Feldlinien führt am Leiter zur einer Kraftbildung (F_L - Lorenzkraft), der senkrecht zu den Feldlinien des Magnetpaares und des stromdurchflossenen Leiters ist.

In der nächsten Abbildung ist das physikalische Prinzip der elektrischen Maschine skizziert. Dabei stellt das Magnetpolpaar den Stator und die elektrischen Leiter den Rotor dar.



M_1	Drehmoment Leiterabschnitt ①	Nm
F_1	Lorentzkraft Leiterabschnitt ①	N
φ	Winkelposition	rad
r	Abstand zum Drehpunkt	m
I	Strom	A
l	Leiterlänge	m
B	Magnetische Flussdichte	T

Abbildung 2.4: Erste physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine⁴ [10]

Wie in der *Abbildung 2.4* zu erkennen ist, wird durch den Hebelarm r und der dazu senkrechten Komponente von der Lorentzkraft F_1 ein Drehmoment gebildet. Durch dieses Drehmoment erfährt der Rotor eine Drehbewegung (Motorbetrieb).

Im Generatorbetrieb muss ein Drehmoment an der Welle angebracht werden, damit eine Drehbewegung entsteht. Und durch die Bewegung wird im elektrischen Leiter eine Spannung induziert, welches einen Stromfluss hervorruft.

In diesem gezeigten Beispiel ist das Drehmoment am größten, wenn die beiden Leiter in der senkrechten Position stehen. Das Drehmoment nimmt mit dem Winkel β , solange der Betrag von $\beta \leq 90^\circ$ ist, ab und ist bei der waagerechten Position gleich Null. Deshalb werden mehrere Leiter bevorzugt (s. *Abbildung 2.5 – a*)), damit das Drehmoment nicht so stark pulsiert wird.

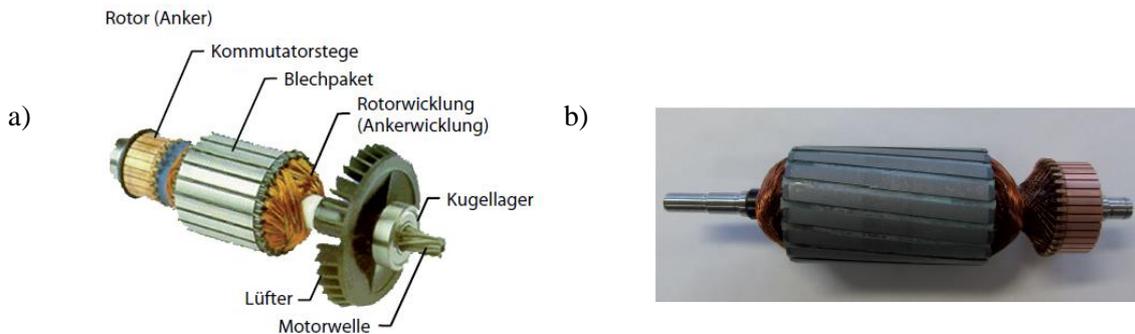


Abbildung 2.5: Rotor einer Gleichstrommaschine⁵ a) mit geraden Nuten b) schrägen Nuten [10]

Diese Pulsationen entstehen in einem Rotor und Stator mit geraden Nuten und heißen Drehmomentwelligkeiten deren Periodenanzahl n_p pro Umdrehung mit der Formel nach [11]⁶ berechnet werden kann.

$$n_p = \frac{2pN}{ggT[N, 2p]} \quad (2.1)$$

⁴ φ soll β sein.

⁵ Bei der ASM fehlt der Kommutator. Im Anhang (*Abbildung A 1*) ist zusätzlich die ASM mit Schleifringen dargestellt.

⁶ Gilt nur, wenn im Läufer oder im Ständer Permanentmagneten enthalten sind. In dem Abschnitt 5.3 wird diese Beziehung auch für die ASM erklärt.

Der größte gemeinsame Teiler von den Polzahlen und von der Anzahl der Nuten ist im Nenner einzutragen.

Die Drehmomentwelligkeit kann durch die schräge Ausführung der Nuten im Rotor (*Abbildung 2.5 – b)*) oder im Stator um diesen n_p -ten Teil unterdrückt werden [12].

Nach diesem beschriebenen physikalischen Prinzip arbeiten die Gleichstrommaschinen und die ASM, wobei die Beziehung (2.1) auch für Synchronmaschinen gilt.

Bei den ASM werden jedoch nicht die elektrischen Leiter im Rotor durch eine von außen angelegte Spannung magnetisch erregt, wie das bei der Gleichstrommaschine der Fall ist, sondern durch die im Stator drehendes Magnetfeld. Dieses Magnetfeld wird im Stator durch den fließenden Strom in den Spulen hervorgerufen und dreht sich – dividiert durch die Polpaarzahl – mit der ständerseitigen Einspeisefrequenz und bildet die Synchrondrehzahl. Der Rotor muss sich langsamer (Motorbetrieb) oder schneller (Generatorbetrieb) als die Synchrondrehzahl drehen, damit in den elektrischen Leitern eine Spannung – durch diesen im Stator drehenden Feld – induziert wird, welches die Ursache für den fließenden Strom und somit für den Magnetfeld um den Leiter ist. Ab diesen Punkt greifen die physikalischen Prinzipien, die am Anfang dieses Abschnittes beschrieben sind.

Die Lorenzkraft und somit die Drehrichtung der elektrischen Maschine können – sowohl im motorischen, als auch im generatorischen Betrieb – mit der rechten Handregel bestimmt werden:

1. Daumen in Richtung des Stromflusses
2. Zeigefinger in Richtung des äußeren Magnetpaares
3. Mittelfinger in Richtung der Lorenzkraft bzw. Drehbewegung an dem betrachteten Leiter

Vom motorischen in den generatorischen Betrieb und umgekehrt, nehmen die Lorenzkraft und der Strom entgegengesetzte Richtungen an.

2. Die Benutzung der Anziehung von Gegenpolen

Bei dem zweiten physikalischen Prinzip wird nicht die Lorenzkraft genutzt sondern lediglich die Zugkraft zwischen den Polen im Stator und den Gegenpolen im Rotor (*Abbildung 2.6*).

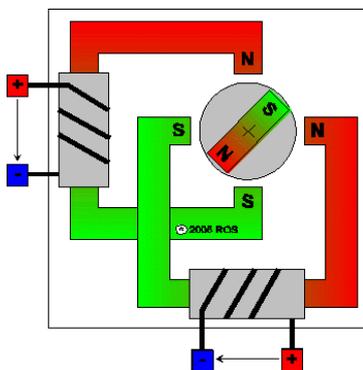


Abbildung 2.6: Zweite physikalisches Prinzip der elektrischen Maschine [13]

Nach diesem Prinzip arbeiten Synchronmaschinen, Schrittmotoren und bürstenlose Gleichstrommotoren.

Nach welchem physikalischen Prinzip eine elektrische Maschine Arbeitet, kann demnach gesagt werden: eine Maschine mit festen Magnetpolen im Rotor (z.B. Stabmagnet) arbeitet nach dem zweiten physikalischen Prinzip, denn dort ist kein elektrischer Leiter, der die Lorenzkraft entstehen lässt.

2.3 Drehstromsystem

Ein Drehstromsystem ist ein symmetrisches Dreiphasensystem, in der die Summe der Momentanwerte der drei Phasen zu jedem Zeitpunkt null ist [14].

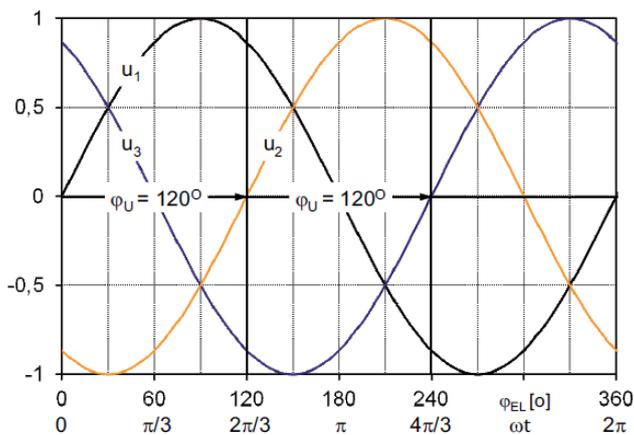


Abbildung 2.7: Drehspannungssystem [10]

Somit lautet die Bedingung für das symmetrische Dreiphasensystem:

$$x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0 \text{ mit } x \in u, i, \Psi \quad (2.2)$$

Daraus kann abgeleitet werden, dass

- die betrachteten Größen um 120° voneinander versetzt sein sowie
- gleiche Amplitude und
- Frequenz

haben müssen.

Für die einzelnen Größen gilt:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \hat{x}(t) \cdot \sin(\omega t) \\ x_2(t) &= \hat{x}(t) \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ x_3(t) &= \hat{x}(t) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \text{ mit } x \in u, i, \Psi, \hat{x} \in \hat{u}, \hat{i}, \hat{\Psi} \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.3.1 Raumzeiger

Um den Hintergrund der Raumzeiger zu verstehen, werden die konzentrierten Ständerwicklungen – der ASM – betrachtet.

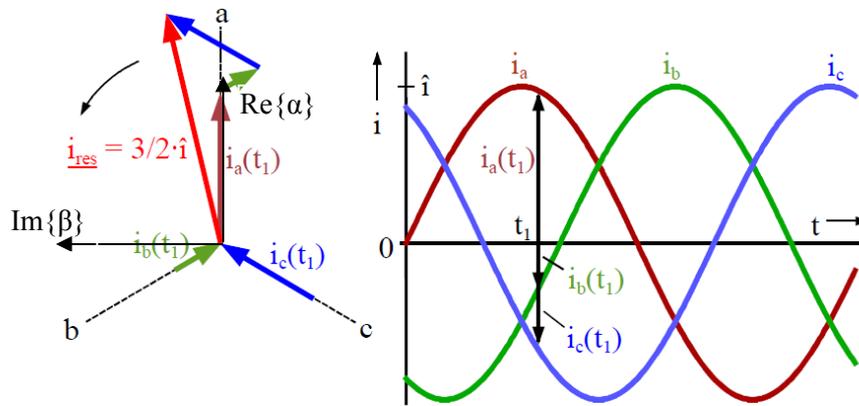


Abbildung 2.8: Zeitliche und räumliche Überlagerung zum Zeitpunkt⁷ t_1 (vgl. [15])

Wenn – wie in *Abbildung 2.8* dargestellt – die einzelnen zeitlichen Funktionsgrößen ($i(t)$, $u(t)$, $\psi(t)$) zu den jeweiligen räumlich angeordneten Strängen dargestellt werden, ergibt ein resultierender Raumzeiger (in *Abbildung 2.8*: \underline{i}_{res}), der das 1,5-fache des Spitzenwertes ist. Dabei wird der Realteil des komplexen Koordinatensystems (KOS-s) auf dem ersten Strang a gelegt.

Hinweis: Nur der Flussraumzeiger an der elektrischen Maschine existiert physikalisch und kann im Raum gemessen werden. Einfachheitshalber wird der Flussraumzeiger 2 Dimensional betrachtet, obwohl physikalisch noch die Tiefe existiert. Alle anderen betrachteten Raumzeigergrößen sind nur gedachte mathematische Größen, welche die Modellbeschreibung/en vereinfachen.

Die mathematische Raumzeigerdarstellung lautet nach [16]:⁸

$$\underline{x}(\varepsilon, t) = \frac{2}{3} \cdot x_1(t) + \underline{a} \cdot x_2(t) + \underline{a}^2 \cdot x_3(t) \quad (2.4)$$

$$\text{mit } \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}, \underline{x} \in \underline{u}, \underline{i}, \underline{\Psi}$$

Demnach ist dieser Raumzeiger von der Winkelanordnung ε und der Zeitfunktionen der drei Stränge abhängig. Der Faktor $2/3$ normiert den Raumzeiger auf den Spitzenwert einer Größe und hat möglicherweise den Hintergrund der einfachen Projektierung in den drei Phasen (*Abbildung 2.9*).

⁷ Dasselbe gilt auch für $u(t)$ und $\psi(t)$.

⁸ Mit Unterstrich werden die komplexen Größen kenntlich gemacht.

Die mathematische Koordinatenumwandlung – oder Clarke-Transformation genannt – von Phasen-
größen in Raumzeigergrößen lautet nach [17], [16]:

$$\underline{x}(t, \varepsilon) = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \stackrel{\text{Aufgrund der Normierung folgt}}{=} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

In der nächsten Abbildung wird die Projektion von dem Raumzeiger in die drei Phasen dargestellt.

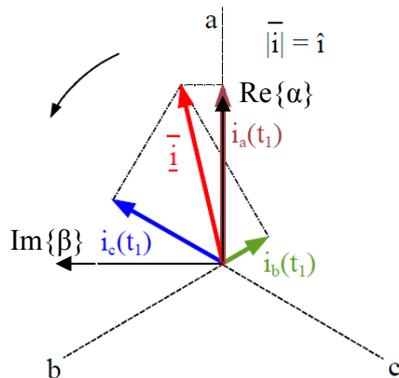


Abbildung 2.9: Projektion von dem Raumzeiger in den drei Phasen (vgl. [15])

Aufgrund der Normierung kann eine zeichnerische Projektierung von dem Raumzeiger in den drei
Phasen einfacher erfolgen und kann mathematisch mit der nachfolgenden Formel nach [16] berechnet
werden.

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

2.3.2 Transformationen

Im Folgenden wird aus [18] die Transformation von zwei gemessenen Leiterspannungen in Strang-
spannungen formuliert.

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{12} \\ U_{23} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Die dritte Spannungsgröße kann dann durch die Umstellung der Gleichung (2.2) ermittelt werden.

Die Raumzeigergrößen können in einem mitdrehenden KOS – wie auf dem Spannungs- oder auf dem Flusszeiger – transformiert werden.

Folgende Transformationsdrehmatrix wird hierfür benutzt.

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Dabei ist der Winkel für den jeweiligen Zeiger einzusetzen.

Die Rücktransformation erfolgt mit der Drehmatrix:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ \sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

2.4 dSPACE

Die wesentlichen und für diese Arbeit notwendigen Hardwarekomponenten werden im Folgenden erwähnt:

- Single-Board Hardware: *DS1103* und *DS1104*, welche die I/O-Schnittstellen als auch den Prozessor beinhalten und am PC eingebaut werden
- Modulare Hardware:
 - Prozessorkarten: *DS1005*, *DS1006* und *DS1007*
 - I/O-Karten: *DS2004* (A/D-Karte mit 16-Kanälen),
DS4003 (digitale I/O-Karte mit 3x32-Kanälen = 96-Kanälen),
AC Motor Control Solution (ACMC-Solution), welches die folgende Karten: *DS5202* (FPGA-Karte mit 8-A/D-Kanälen), *EV1048* (2 Drehzahlgeber-Schnittstellen, 2 analogen Ausgänge, 6 PWM⁹-Signale, 4 digitale Ausgänge, 2 digitale Eingänge, 1 Resolver-Schnittstelle und 2 RS485-Schnittstelle) sowie die optionale Karte *EV1062* (mit 12 PWM-Signale) beinhaltet, etc.

Das modulare Hardware, welches in den Vorgängerarbeiten [3] und [4] – mit der Prozessorkarte *DS1006* und den I/O-Karten: ACMC-Solution, *DS2004* und *DS4003* – auf dem Erweiterungsbox *PX10* aufgebaut ist, wird in dieser Arbeit als ACMC-System genannt.

⁹ PWM=Pulsweitenmodulation (engl. pulse-width modulation).

2.4.1 Entwicklungssoftware

Die Entwicklungssoftware wird in Simulink- bzw. Stateflow-Programm entworfen und durch die Real-Time Interface (RTI) kann das für Echtzeit erstellte Modell auf dem dSPACE-Hardware kompiliert, heruntergeladen und gestartet werden [19].

Die I/O-Blockbibliotheken werden im Folgenden erklärt.

Tabelle 2.1: I/O-Blockbibliotheken ¹⁰

Block	Funktionsbeschreibung
AC_Motor_PWM_Synchronous_Interrupt	Gibt ein Interrupt in Abhängigkeit der eingestellten PWM-Frequenz. Das Interrupt kann doppelt oder genauso schnell wie die PWM-Frequenz eingestellt werden.
AC_Motor_Sine_Commutation_Master	Modelliert die PWM-Signale für die Karte <i>EV1048</i> . Eingangssignale: Die PWM-Frequenz und die Einschaltdauer [0-1] in einer Periode der 3 oberen IGBT ¹¹ -Signale (Duty Cycle A/B/C). Mit dieser eingestellten Frequenz arbeitet der obere beschriebener Block.
AC_Motor_Extended_Commutation	Modelliert die PWM-Signale für die Karte <i>EV1062</i> . Eingangssignale: (s. <i>AC_Motor_Sine_Commutation_Master</i>). Zusätzlich können zwei weitere Eingangssignale ausgewählt werden, die eine unterschiedliche Konstellationszuordnung der IGBT's ermöglichen (s. <i>Abbildung 4.23</i>). Hinweis: Dieser Block erbt die Eigenschaften (PWM-Frequenz etc.) eines Masters-Block (beispielsweise von dem zuletzt beschriebenen Block) und deshalb muss ein Master-Block im Modell enthalten sein.
AC_Motor_Setup	Alle Ausgänge können durch Anlegen eines binären Eingangssignals aktiviert (True) oder deaktiviert (False) werden. Der Watchdog kontrolliert diese Ausgänge und im Falle eines Fehlers, wird eine Null ausgegeben.
AC_Motor_Incremental_Encoder_Input	Berechnet den mechanischen, elektrischen Winkel als auch die Winkelgeschwindigkeit aus dem Drehzahlgebersignal.
DS2004ADC_BL	Liest die analogen Werte aus der Karte DS2004.
DS4003IN_B1_P1_G	Liest die digitalen Werte aus der Karte DS4003.
DS4003OUT_B1_P1_G	Schreibt die digitalen Werte auf der Karte DS4003.

¹⁰ Die Funktionsbeschreibung basiert auf eine Vereinfachung und ist nicht vollständig. Es wird dabei die dSPACE-Version 2013-B beschrieben.

¹¹ IGBT=insulated-gate bipolar transistor.

2.4.2 Bedienungs- und Visualisierungssoftware

ControlDesk Next Generation ist eine Bedienungs- und Visualisierungssoftware – in dSPACE als Experimentier- und Instrumentierungssoftware genannt – mit der der Benutzer Parameter- bzw. Variablenwerte auf das echtzeitlaufendem Programm lesen und ändern kann, sodass diese Werte für den Benutzer durch Elemente auf einer graphischen Benutzeroberfläche visualisiert bzw. dargestellt werden können.

Als Nächstes werden die wichtigsten Funktionen, Eigenschaften und Elemente erklärt.

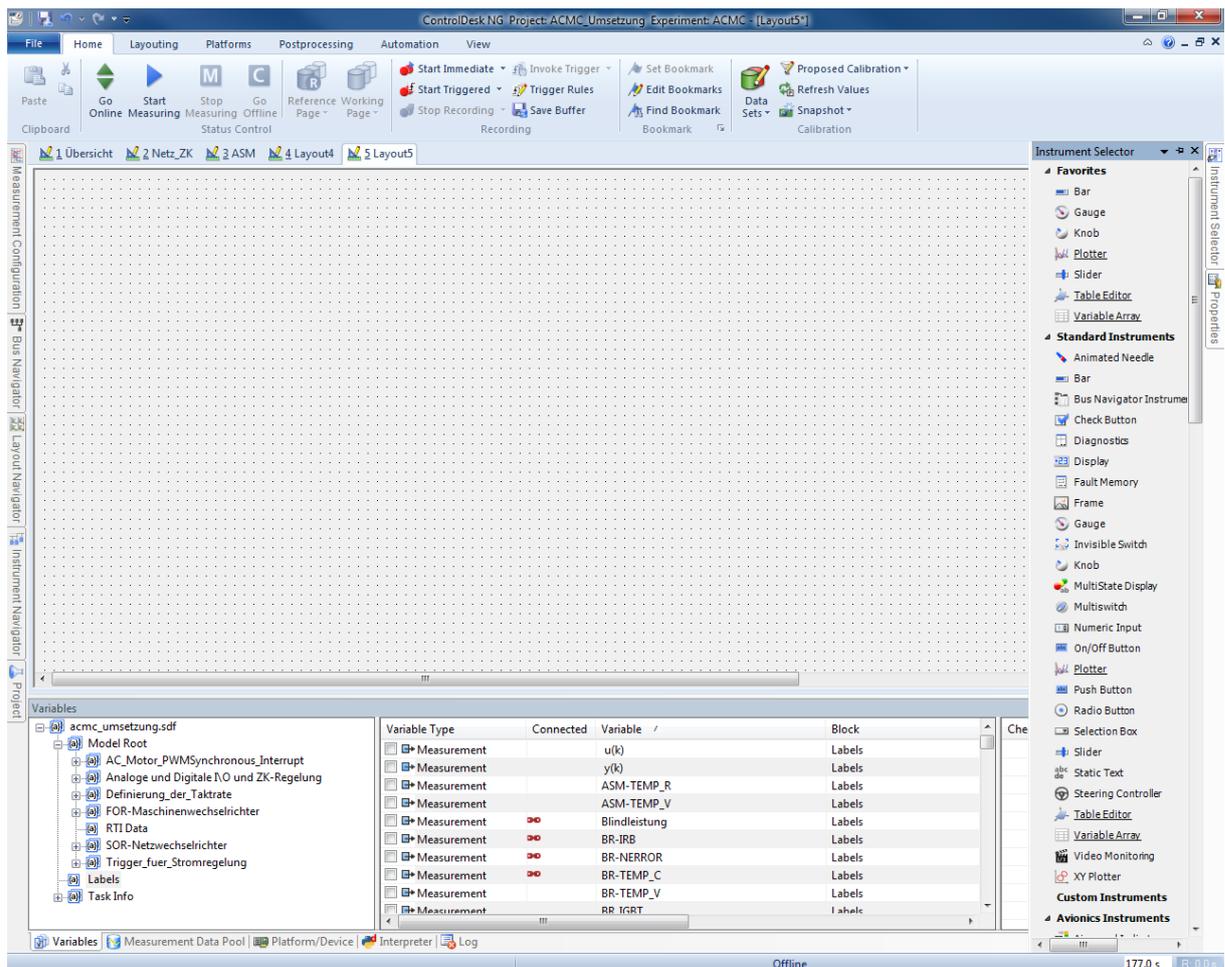


Abbildung 2.10: ControlDesk Next Generation 5.1 (Version: 2013-B)

Wie aus der obigen Abbildung zu erkennen ist, ähneln sich die Symbolleisten zu den Programmen von Microsoft Office. Deshalb wirkt das Programm nicht fremd und eine Einarbeitung wird dadurch erleichtert.

Am Anfang ist jedoch ein Projekt mit den unten genannten Schritten zu erstellen:

Projekt- und Experimentname definieren, Prozessorkarte auswählen sowie Variablendatei (die vom Simulink-Modell erzeugte Datei mit der Endung *.sdf*) durchsuchen und verknüpfen.

Als nächstes werden die Symbolleisten und ihre wichtigsten Funktionen erläutert.

Tabelle 2.2: Funktionsbeschreibung von ControlDesk Next Generation 5.1

Leiste	Rubrik	Funktionsbeschreibung	Bemerkung
Oben	Home	<p>Mit den Schaltflächen <i>Go Online/Offline</i> kann das Programm mit dem APMC-System eine Verbindung aufbauen/trennen (Werte lesen und schreiben ist möglich). Mit <i>Start/Stop Measuring</i> kann die Visualisierung von Messungen in einem Graphen aktiviert/deaktiviert werden (Darstellung der Werte über die Zeit).</p> <p>Mit <i>Start Immediate</i> können solche Graphen aufgezeichnet und mit <i>Stop Recording</i> gestoppt werden.</p>	<p>Die Aufzeichnungen können in: <i>Project</i> (linke Leiste) → <i>Measurement Data</i> und Doppelklick an der Aufzeichnungsdatei → <i>Measurement Data Pool</i> (untere Leiste) → die gewünschte Variable suchen und an einem Layout ziehen. Hinweis: Messungen sind vorher zu stoppen.</p>
	Layouting	<p>Durch <i>Insert Layout</i> kann ein neues Layout eingefügt werden.</p> <p>Mit <i>Move Up/down</i> können Elemente eine Ebene nach vorne/hinten oder durch <i>Bring to Front/Back</i> in vorder-/Hintergrund gebracht werden.</p> <p>Die Schaltfläche <i>Locked Mode</i> fixiert die Elemente in einem Layout.</p>	
Links	Project	<p>In der Kategorie: Projektname → <i>Experiment-name</i> → <i>Hardware Configurations</i> → Prozesskarte ist die von Simulink-Modell erzeugte Variablendatei. Immer wenn ein neues Simulink-Modell auf dem APMC-System geladen wird, ist diese Variablendatei neu zu laden.</p>	<p>Das Laden der Variablendatei kann durch: Rechtsklick auf diese Datei → <i>Reload Variable Description</i></p> <p>Hinweis: Wenn in einem anderen Ordner das Simulink-Modell kompiliert wird, ist auf <i>Replace Variable Description...</i> zu klicken.</p>
Rechts	Instrument Selector	<p>Es können unterschiedliche Elemente – wie sie in der <i>Abbildung 2.10</i> sichtbar sind – auf einem Layout hinzugefügt werden.</p>	<p>Element anklicken und die gewünschte Platzierung und Größe mit dem</p>

			Mauszeiger zeichnen.
	Properties	Die Eigenschaften (Größe, Platzierung, Farbe, Wertzuweisung, Wertdarstellung, Elementname etc.) können verändert werden.	
Unten	Variables	Die Variablendatei besitzt eine gleiche Struktur wie sie in Simulink-Modell erstellt ist. Alle Signalbezeichnungen, Ein- und Ausgangssignale und Block-Einstellungsparameter können mit einem entsprechenden Element verbunden werden.	Die Variable kann durch das Ziehen auf einem Element verbunden werden.

2.5 Echtzeitsysteme und Diskretisierung

Wie im Abschnitt 2.4 erwähnt, handelt es sich bei den dSPACE-Systemen um Echtzeitsysteme.

Ein Echtzeitsystem ist ein digitales System, welches das Ergebnis oder eine Aufgabe Rechtzeitig zu einem definierten Zeitintervall liefert oder abarbeitet. Auf das APMC-System heißt das, die maximale Bearbeitungszeit bzw. Ausführungszeit für einen beliebigen Zyklus dieses Systems muss stets kleiner als die kleinste Abtastzeit in der Regelung sein.

$$T_A > T_{\text{Ausführungszeit}} \quad (2.10)$$

Es bedeutet also auch, dass diskrete Regler für so ein digitales System einzusetzen sind. Falls der Regler Zeitkontinuierlich entworfen und anschließend diskretisiert werden soll, dann ist die Abtastzeit auch nach oben begrenzt und die Bedingung von Unbehauen:¹²

$$T_A < \frac{1}{10} \cdot T_{\text{dom_Strecke}} \quad (2.11)$$

muss eingehalten werden.

Die Diskretisierung erfolgt durch [20]:¹³

- Implizit Euler (Halteglied 0. Ordnung):

$$\frac{1}{s} \Leftrightarrow \frac{T}{z-1}$$

- Bilineare Transformation (Trapezregel, Tustin-Regel):

$$\frac{1}{s} \Leftrightarrow \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}$$

¹² Bedeutet: Abtastzeit kleiner als 1/10 der dominierenden Zeitkonstante des Systems [47].

¹³ In MatLab kann die Diskretisierung durch: [Zähler(z),Nenner(z)] = c2dm(Zähler(s),Nenner(s),Abtastperiode,'Methode') erfolgen. Für das Halteglied 0. Ordnung: Methode=zoh; Für Tustin-Regel: Methode=tustin.

2.6 SimPowerSystems

SimPowerSystems ist ein Programmtool in Simulink und befindet sich in den neueren MatLab-Versionen unter der übergeordneten Kategorie SimScope. Mit SimPowerSystems lassen sich elektrische Systeme modellieren und die Blöcke in diesem Tool können zusammen mit anderen Simulink-Blöcken simuliert werden.

In der nächsten Tabelle werden die für diese Arbeit notwendigen SimPowerSystems-Blöcke – von der zweiten Generation – erklärt.

Tabelle 2.3: Funktionsbeschreibung der Blöcke in SimPowerSystems [21]¹⁴

	Block	Funktionsbeschreibung	
Modellierung von physikalischen Komponenten	Three-Phase Programmable Voltage Source	Stellen eine dreiphasige Spannungsquelle dar.	Optional: Einstellungen von Phase, Frequenz, Amplitude sowie harmonische Schwingungen als veränderliche über die Zeit.
	Three-Phase Source		Optional: Einstellungen von Kurzschlussleistung, Netzimpedanz.
	Three-Phase Transformer (Two Windings)	Modelliert einen dreiphasigen Transformator. Einstellungen von Schaltgruppen sowie Transformatorparameter sind vorgesehen. Beachte: Die Sekundärgrößen sind auf die sekundärbezogene Seite einzutragen.	
	Three-Phase Breaker	Bildet einen dreiphasigen Schalter nach. Eingangssignal: binärer Ein/Aus-Signal.	
	Universal Bridge	Es können unterschiedliche Umrichtertopologien – unter anderem auch die im Labor verwendeten selbstgeführten Umrichter – ausgewählt werden. Eingangssignale: bis zu 6-PWM-Binärsignale (A+,A-,B+,B-,C+,C-).	
	IGBT/Diode	Modelliert einen IGBT mit einer antiparallelen Diode. Eingangssignal: IGBT-Ansteuerung [0;1]. Ausgangssignale: Strom und Spannung zwischen Kollektor-Emitter-Strecke.	
	Asynchronous Machine	Es kann eine ASM mit Kurzschlussläufer als auch mit Schleifringläufer modelliert werden. Eingangssignal: Je nach Einstellung, Lastmoment oder Kreisfrequenz. Ausgangssignale: Drehzahl, Inneres Drehmoment, Rotor- und Statorgrößen wie Spannungen; Ströme, Flüsse. Hinweis: Es sind die ständerbezogenen Größen einzutragen.	

¹⁴ Die Beschreibung ist nicht vollständig und basiert auf die Version R2013b. Zur anderen Versionen können Abweichungen entstehen.

Funktionsblöcke	PWM Generator (2-Level)	Generiert die PWM-Pulsationen von bis zu 3 Halbbrücken. Eingangssignale: die normierten Sollspannungen [-1; 1]. Ausgangssignale: für die Wahl mit 3 Halbbrücken → 6-PWM-Binärsignale (A+,A-,B+,B-,C+,C-). Hinweis: Die Vergleichs-Dreieckfrequenz ist bei „Carrier frequency“ einzutragen.
	Overmodulation	Stellt ein Übermodulationsverfahren mit dem Übermodulationswert von 1,1547 (15,47%) für die Sollspannungen (Eingangssignal [-1; 1]) dar. Wahl zwischen: dritten harmonischen-, Flat-Top- und Min-Max-Übermodulationsverfahren. Ausgangssignal: Übermodulierte Sollspannungen [-1; 1] (Dieser Block kann vor dem PWM Generator geschaltet werden).
	SVPWM Generator (2-Level)	Enthält das Raumzeiger-PWM-Verfahren. Gewählt werden können die Eingangssignale: normierte Amplitude [0; 1] mit Phase (rad) oder die normierten Alpha- und Beta-Spannungskomponenten [-1; 1]. Ausgangssignale: 6-PWM-Binärsignale (A+,A-,B+,B-,C+,C-). Beachte: Dieser Block dreht das KOS um 90° in mathematisch negativer Drehrichtung.
	abc to Alpha-Beta-Zero; Alpha-Beta-Zero to abc	Koordinatenumwandlung von den dreiphasigen Größen (a, b, c) zu den Raumzeigergrößen (α , β , 0) und umgekehrt.
	Alpha-Beta-Zero to dq0; dq0 to Alpha-Beta-Zero	Koordinatentransformation von dem stillstehenden KOS (α , β , 0) zu dem rotierenden KOS (d, q, 0) und umgekehrt. Zusätzlich besteht die Möglichkeit das KOS um 90° mathematisch negativ zu drehen.
	Three-Phase V-I Measurement	Mit dem Block können Leiterleiterspannungen als auch die Phasenspannungen und -ströme gemessen werden.
	PLL (3ph)	Die Phasenregelschleife ermittelt die Frequenz und den Drehwinkel von den am Eingang anliegenden Größen. Beachte: Dieser Block orientiert sich auf der q-Achse.
	Powergui	Ist erforderlich um die modellierten physikalischen Komponenten in kontinuierlichen, diskreten oder Zeiger-Systemen simulieren zu können. Zusätzlich besteht die Möglichkeit solche Komponenten oder die Größen (Spannungen, Ströme usw.) Mithilfe von unterschiedlichen Tools, wie FFT (fast Fourier transform, deutsch: Schnelle Fourier-Transformation → Harmonischen Schwingungen), zu analysieren. Beachte: Damit eine FFT-Analyse durchgeführt werden kann, müssen die aufgezeichneten Signalwerte in Workspace gespeichert werden.

3 Modellierung und Regelung

In diesem Kapitel wird die mathematische Beschreibung der ASM und des Netzes beschrieben. Zusätzlich wird die Regelung hierfür erklärt und entworfen.

Zunächst wird gezeigt, welche Regelungsverfahren für den Netz- bzw. Maschinenwechselrichter benutzt werden.

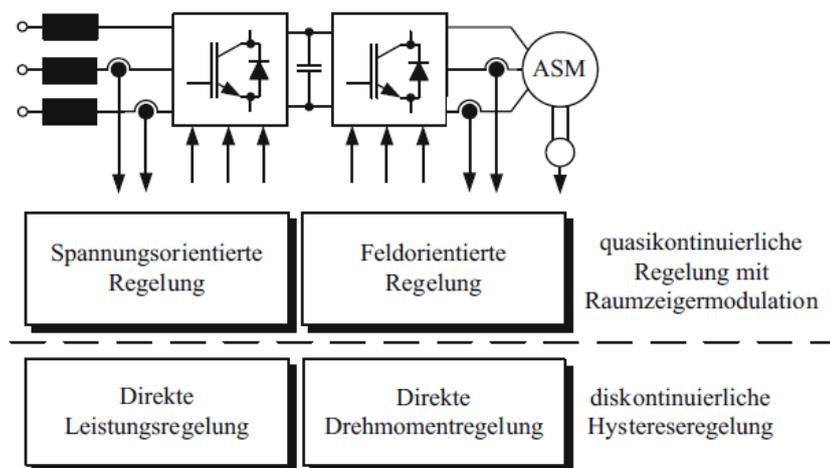


Abbildung 3.1: Verwandtschaft der Regelungsverfahren für Netz- bzw. Maschinenwechselrichter [22]

Die direkte Leistungsregelung für den Netzwechselrichter (NWR) sowie die direkte Drehmomentregelung (genannt DTC – Direct Torque Control) für den Maschinenwechselrichter (MWR) heißen direkte Regelung, da für den NWR die Leistung (Wirk- und Blindleistung) und für den MWR das Drehmoment sowie der Fluss direkt durch Hystereseregler (Zweipunktregler) geregelt werden.

Die Spannungsorientierte Regelung (SOR) für den NWR und die Feldorientierte Regelung (FOR) für den MWR gehören zu der indirekten Regelung, da die oben erwähnten Größen durch die Stromkomponenten – unabhängig voneinander – geregelt werden.

Aufgrund, dass durch die hohen sowie variablen Schaltfrequenzen bei den direkten Regelungsarten, teure und gut dimensionierte elektrische Komponenten benötigt werden [22], wird in dieser Arbeit die Wahl der indirekten Regelung – mit der zusätzlichen Argumentation, dass die FOR als Grundlage vorliegt – begründet.

3.1 Mathematische Beschreibung der ASM

Für ein vektorielles Regelungsverfahren erfolgt die mathematische Beschreibung der ASM mittels Raumzeigerdarstellung [22]. Deshalb sind die Stranggrößen mit der Gleichung (2.5) in Raumzeigergrößen zu transformieren. Im Folgenden wird das einsträngige Ersatzschaltbild (ESB) der ASM mit den ständerseitig bezogenen Größen (gekennzeichnet durch einen Strich) betrachtet.

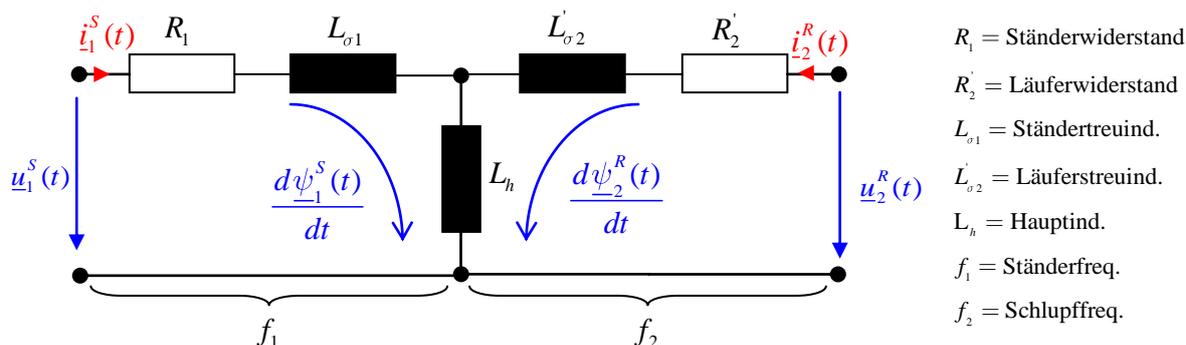


Abbildung 3.2: ESB der ASM in der Raumzeigerdarstellung mit den ständerseitig bezogenen Größen¹⁵

Dabei sind die Raumzeigergrößen: Ständerspannung $\underline{u}_1(t)$, Ständerstrom $\underline{i}_1(t)$, Ständerflussverkettung $\underline{\psi}_1(t)$, Läuferspannung $\underline{u}_2(t)$, Läuferstrom $\underline{i}_2(t)$, Läuferflussverkettung $\underline{\psi}_2(t)$.

Die Raumzeigergrößen des Läufers in diesem gezeigten ESB sind – aufgrund der einfacheren Transformation der Rotorgleichung – nicht auf der Ständerfrequenz bezogen. Diese Zusammenfassung, zweier unterschiedliche Frequenzen in einem ESB darzustellen, ist unüblich, vereinfacht jedoch das Verständnis für die Beschreibung der ASM.

Die Rotorgößen können nach [4] mit dem Übersetzungsverhältnis

$$\underline{i} = \frac{U_N}{U_{2,0}} = \frac{\text{Nennspannung}}{\text{Rotorstillstandsspannung}} \quad (3.1)$$

in die ständerseitig bezogene Größen umgewandelt werden.

Somit folgt für die einzelnen Größen nach [23]:

$$R'_2 = R_2 \cdot \underline{i}^2 \quad L'_2 = L_2 \cdot \underline{i}^2 \quad (3.2)$$

Die ständerseitig bezogenen sowie zeit- und ortsabhängigen Größen werden übersichtlichkeitshalber und der einfacheren Schreibweise in den nachfolgenden Beziehungen nicht kenntlich gemacht.¹⁶

Aus Maschengleichungen folgt:

$$\underline{u}_1^S = R_1 \cdot \underline{i}_1^S + \frac{d\underline{\psi}_1^S}{dt} \quad (3.3)$$

¹⁵ Eisenverluste P_{Fe} werden für den regelungstechnischen Aspekt vernachlässigt.

¹⁶ Dies ist auch in den Literaturen der Fall. Es sind aber immer die ständerbezogenen Größen gemeint.

$$\overset{\text{Kurzschlussläufer}}{\underline{u}_2^R} = 0 = R_2 \cdot \dot{i}_2^R + \frac{d\psi_2^R}{dt} \quad (3.4)$$

Der Hochindex gibt an, auf welchen KOS die Gleichungen bezogen sind. Die Erklärung der KOS-e wird in der nächsten Abbildung gezeigt.

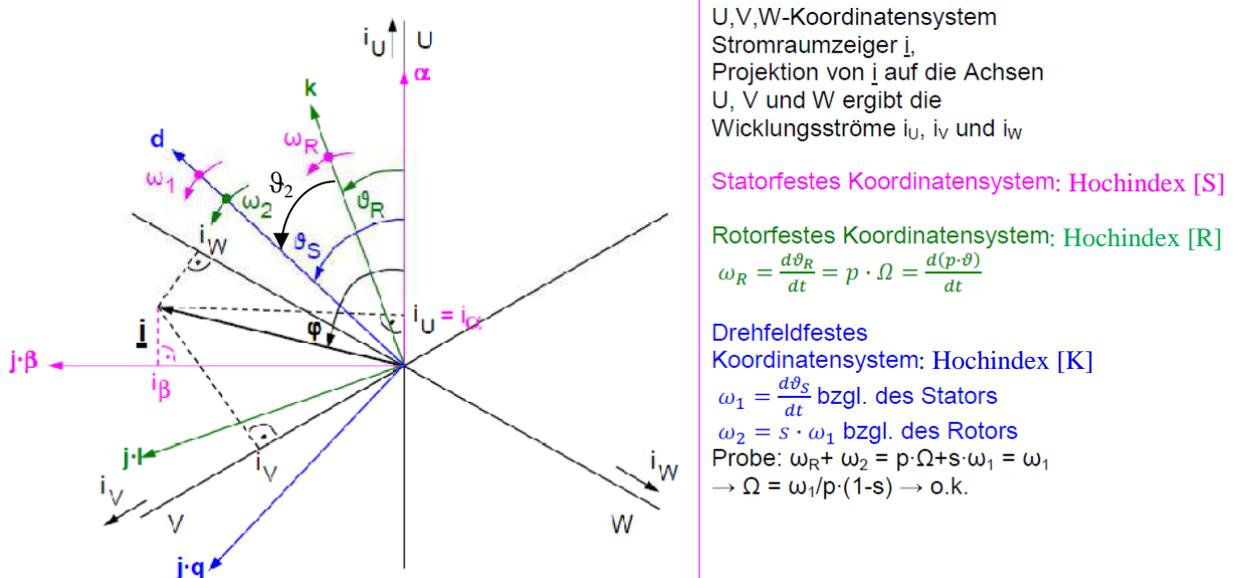


Abbildung 3.3: KOS-e (vgl. [16])

Mit: ω_R = elektrische Rotorkreisfrequenz; ω_1 = Ständerkreisfrequenz; Ω = mechanische Rotorkreisfrequenz; p = Polpaarzahl; s = Schlupf; (α, β) = Komponenten des S-KOS-s; (k, l) = Komponenten des R-KOS-s; (d, q) = Komponenten des K-KOS-s; $\underline{i} = \underline{i}_1$ = Ständerstromraumzeiger; φ = Winkel zw. \underline{i} und S-KOS; ϑ_R = Winkel zw. S-KOS und R-KOS; ϑ_S = Winkel zw. S-KOS und K-KOS; ϑ_2 = Winkel zw. R-KOS und K-KOS;

Der \underline{u} -, \underline{i} - bzw. $\underline{\psi}$ -Raumzeiger rotiert bezüglich

- Statorfestes-KOS (S-KOS) mit ω_1
- Rotorfestes-KOS (R-KOS) mit ω_2
- Drehfeldfestes-KOS (K-KOS) mit keiner Frequenz

Mit den folgenden Beziehungen können die Maschinengleichungen von dem einen KOS in das andere überführt werden:

- S-KOS \rightarrow K-KOS:

$$\underline{x}^D = \underline{x}^S \cdot e^{-j\vartheta_S} \quad (3.5)$$

- R-KOS \rightarrow K-KOS:

$$\underline{x}^D = \underline{x}^R \cdot e^{-j\vartheta_2} \quad (3.6)$$

- R-KOS \rightarrow S-KOS:

$$\underline{x}^S = \underline{x}^R \cdot e^{j\vartheta_R} \quad (3.7)$$

Da die Darstellung von Raumzeigergrößen, wie das ESB in der *Abbildung 3.2* zeigt, in unterschiedlichen Koordinatensystemen zu skizzieren unüblich ist, wird diese Darstellung – indem die Rotorgleichung (3.4) vom R-KOS mit der Gleichung (3.7) auf das S-KOS transformiert wird, korrigiert.

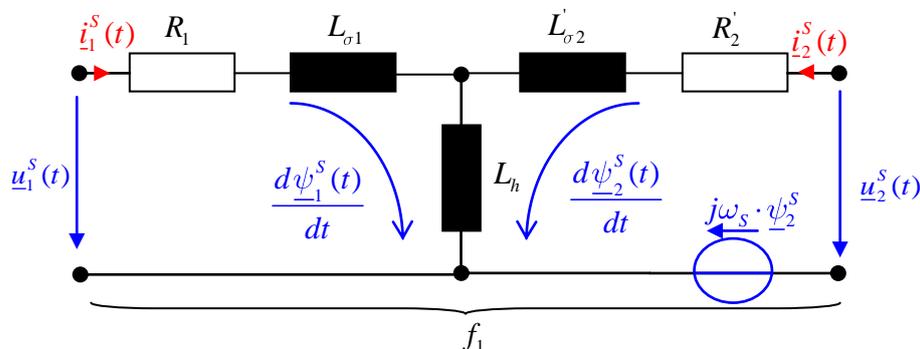


Abbildung 3.4: ESB der ASM in der Raumzeigerdarstellung mit den ständerseitig bezogenen Größen (übliche Darstellung)

Durch diese Darstellung können die Flussverkettungen direkt – ohne Transformation – ermittelt werden.

$$\underline{\psi}_1 = L_1 \cdot \underline{i}_1 + L_h \cdot \underline{i}_2 \quad \text{mit } L_1 = L_h + L_{\sigma 1} = \text{Ständerind.} \quad (3.8)$$

$$\underline{\psi}_2 = L_2 \cdot \underline{i}_2 + L_h \cdot \underline{i}_1 \quad \text{mit } L_2 = L_h + L_{\sigma 2} = \text{Läuferind.} \quad (3.9)$$

Die Bezeichnung für S-KOS wird hierbei weggelassen, denn eine Koordinatentransformation in einer anderen zu derselben Gleichung führt. Eine detaillierte Beschreibung hierzu kann in [23] gefunden werden.

Die beiden Flussverkettungsgleichungen werden nach der Ständerflussverkettungsraumzeiger $\underline{\psi}_1$, welcher nur abhängig von der Ständerstromraumzeiger \underline{i}_1 und Läuferflussverkettungsraumzeiger $\underline{\psi}_2$ ist, umgestellt.

$$\underline{\psi}_1 = \sigma L_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{L_h}{L_2} \cdot \underline{\psi}_2 \quad (3.10)$$

Dabei ist σ der totale Streufaktor bzw. Blondelscher Streukoeffizient.

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 L_2} \quad (3.11)$$

3.1.1 FOR

Ziel der FOR ist, wie der Name sagt, an dem Drehfeldraumzeiger zu orientieren. Dadurch werden die Raumzeigergrößen zur Gleichgrößen und die Regelung der ASM kann wie bei der GSM mit einer kaskadierten Regelungsstruktur entworfen werden. Dabei können – wie am Anfang des Kapitels erwähnt – das Drehmoment sowie der Rotorfluss unabhängig voneinander durch die Ständerstromkomponenten geregelt werden.

Um die Raumzeigergrößen in K-KOS zu bekommen, sind die Statorgleichung (3.3) vom S-KOS mit (3.5) und die Rotorgleichung (3.4) vom R-KOS mit (3.6) zu transformieren.

Statorgleichung in K-KOS:

$$\underline{u}_1^K \cdot e^{j\vartheta_s} = R_1 \cdot \underline{i}_1^K \cdot e^{j\vartheta_s} + \frac{d(\underline{\psi}_1^K \cdot e^{j\vartheta_s})}{dt} ; \underline{x}^S \stackrel{\text{ersetzt durch}}{=} \underline{x}^K \cdot e^{j\vartheta_s}$$

$$\Rightarrow \underline{u}_1^K = R_1 \cdot \underline{i}_1^K + \frac{d\underline{\psi}_1^K}{dt} + j\omega_1 \cdot \underline{\psi}_1^K \quad \text{mit } \omega_1 = \frac{d\vartheta_s}{dt} \quad (3.12)$$

Rotorgleichung in K-KOS:¹⁷

$$0 = R_2 \cdot \underline{i}_2^K \cdot e^{j\vartheta_2} + \frac{d(\underline{\psi}_2^K \cdot e^{j\vartheta_2})}{dt} ; \underline{x}^S \stackrel{\text{ersetzt durch}}{=} \underline{x}^K \cdot e^{j\vartheta_2}$$

$$\Rightarrow 0 = R_2 \cdot \underline{i}_2^K + \frac{d\underline{\psi}_2^K}{dt} + j\omega_2 \cdot \underline{\psi}_2^K \quad \text{mit } \omega_2 = \frac{d\vartheta_2}{dt} \quad (3.13)$$

Wie im Abschnitt 1.2 erwähnt, orientiert sich die von dSPACE entworfene Demo-Version am $\underline{\psi}_2$. Diese Orientierung ist auf der rechten Seite dargestellt, in der der $\underline{\psi}_2$ auf der d-Achse des K-KOS-s liegt.

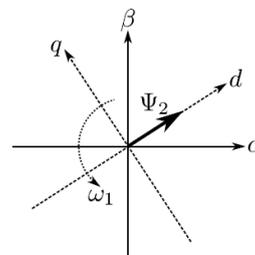


Abbildung 3.5: Orientierung am $\underline{\psi}_2$ [24]

Daraus folgen die Bedingungen:

$$\psi_{2d}^K \stackrel{!}{=} \underline{\psi}_2^K \quad (3.14)$$

$$\psi_{2q}^K \stackrel{!}{=} 0 \Rightarrow \frac{d\psi_{2q}^K}{dt} = 0 \quad (3.15)$$

¹⁷ Ab diesen Punkt wird der Kurzschlussläufer betrachtet.

Ermittlung von der Stromübertragungsfunktion:

Folglich wird die Statorgleichung nur aus den Raumzeigergrößen \underline{i}_1 , \underline{u}_1 , $\underline{\psi}_2$ beschrieben ((3.10) in (3.12))¹⁸.

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{L_h}{L_2} \cdot \underline{\psi}_2 \right) + j\omega_1 \cdot \left(\sigma L_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{L_h}{L_2} \cdot \underline{\psi}_2 \right)$$

Aus der obigen Gleichung folgt – wie sie in [24] dargestellt ist – die Hauptgleichung der ASM:

$$\underbrace{\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \sigma L_1 \frac{d\underline{i}_1}{dt}}_{\text{Regelstrecke}} + \underbrace{j\omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot \underline{i}_1 + j\omega_1 \frac{L_h}{L_2} \cdot \underline{\psi}_2}_{\text{Kopplungsterm}} + \underbrace{\frac{L_h}{L_2} \cdot \frac{d\underline{\psi}_2}{dt}}_{\text{Flussänderung}} \quad (3.16)$$

Aufgrund dessen, dass der Rotorfluss konstant geregelt wird, darf und wird ab diesem Punkt die Flussänderung vernachlässigt. Die Hauptgleichung der ASM wird in Real- und Imaginärteil gespalten und so umgeformt, dass spätere Betrachtungen besser zu handhaben sind. Da $\underline{\psi}_{2q}$ Null sein soll, taucht diese Größe in dem Realteil nicht als Kopplung mit auf.

$$\begin{aligned} R_1 \cdot i_{1d} + \sigma L_1 \frac{di_{1d}}{dt} &= u_{1d} + \omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot i_{1q} = u_{1d}^* \quad (\text{Realteil}) \\ R_1 \cdot i_{1q} + \sigma L_1 \frac{di_{1q}}{dt} &= u_{1q} - \omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot i_{1d} - \omega_1 \frac{L_h}{L_2} \cdot \psi_{2d} = u_{1q}^* \quad (\text{Imaginärteil}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Die Laplace-Transformation führt diese Gleichungen zu den Übertragungsfunktionen:

$$\begin{aligned} G_{i1d}(s) &= \frac{i_{1d}}{u_{1d} + \omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot i_{1q}} = \frac{i_{1d}}{u_{1d}^*} = \frac{\frac{1}{R_1}}{1 + \sigma T_1 \cdot s} \quad \text{mit } T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (\text{Realteil}) \\ G_{i1q}(s) &= \frac{i_{1q}}{u_{1q} - \omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot i_{1d} - \omega_1 \frac{L_h}{L_2} \cdot \psi_{2d}} = \frac{i_{1q}}{u_{1q}^*} = \frac{\frac{1}{R_1}}{1 + \sigma T_1 \cdot s} \quad (\text{Imaginärteil}) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Die Übertragungsfunktionen sind dieselben, außer die Kopplung unterscheidet sie.

¹⁸ Auch hierfür wird Übersichtlichkeitshalber der Hochindex K für K-KOS nicht weiter kenntlich gemacht.

Ermittlung von der Rotorfluss- und Schlupfkreisfrequenzgleichung:

Wenn die Gleichung (3.9) nach i_2 umgestellt und in (3.13) eingesetzt wird, folgt:

$$0 = \frac{R_2}{L_2} \psi_{2d} - j\omega_2 \cdot \psi_{2d} - \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} i_{1d} + \frac{d\psi_{2d}}{dt}$$

Die Aufspaltung in Real- und Imaginärteil ergibt:

$$0 = \frac{R_2}{L_2} \psi_{2d} - \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} i_{1d} + \frac{d\psi_{2d}}{dt} \quad (\text{Realteil})$$

$$0 = -\omega_2 \cdot \psi_{2d} + \frac{R_2 \cdot L_h}{L_2} i_{1q} \quad (\text{Imaginärteil})$$

(3.19)

Aus dem Realteil kann durch die Laplace-Transformation die Beziehung zwischen i_{1d} und ψ_{2d} gewonnen werden (PT1-Verhalten):

$$\psi_{2d} = \frac{L_h}{1 + T_2 s} i_{1d} \quad \text{mit der Läuferzeitkonstante } T_2 = \frac{L_2}{R_2}$$

(3.20)

Wie in dieser Gleichung (3.20) zu erkennen ist, ist der Läuferfluss allein durch die Ständerwirkstromkomponente abhängig.

Aus dem Imaginärteil folgt die Schlupfkreisfrequenz:

$$\omega_2 = \frac{L_h}{T_2 \cdot \psi_{2d}} i_{1q}$$

(3.21)

Der innere Drehmomentgleichung für die FOR wird aus [25] herangezogen und die Herleitung kann in [26] nachgeschaut werden.

$$m_{Mi} = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_2} \cdot \text{Im} \left(\psi_{2d}^* \cdot i_{1d} \right) = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_2} \cdot (\psi_{2d} \cdot i_{1q} + \psi_{2q} \cdot i_{1d}) \stackrel{\psi_{2q}=0}{=} \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_2} \psi_{2d} \cdot i_{1q}$$

(3.22)

mit: $\psi_{2d}^* = \psi_{2d} - \psi_{2q}$ (Konjugiert Komplex)

In der gezeigten Gleichung (3.22) lässt sich erkennen, weshalb das Drehmoment nur von der Ständerblind- und nicht von der Ständerwirkstromkomponente abhängig ist.

Die mechanische Bewegungsgleichung wird in [25] wie folgt definiert.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = m_{Mi} - m_L$$

(3.23)

mit J = Trägheitsmoment der ASM¹⁹ und m_L = Lastmoment

¹⁹ Wenn die ASM starr mit anderen elektrischen Maschinen gekoppelt ist, müssen alle Trägheitsmomente addiert werden.

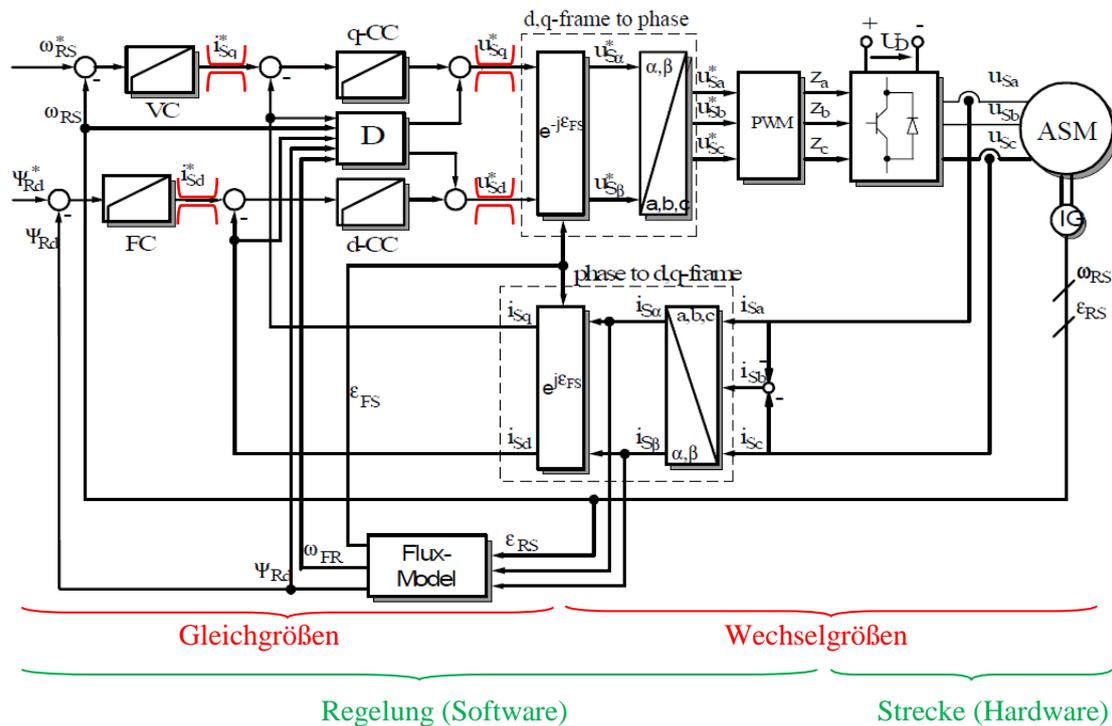


Abbildung 3.7: Kaskadierte Regelungsstruktur der FOR (vgl. [17])

Dabei sind: VC = Drehzahlregler; FC = Flussregler; q,d-CC = Stromregler; D = Entkopplungsnetzwerk
 $Z_{a,b,c}$ = IGBT-Ansteuersignale; U_D = ZKS; IG = Inkrementalgeber; Flux-Model = Flussmodell

Die Reglerart von den Strom- bzw. Drehzahl- und Flussregler werden, aufgrund der vorhandenen Version als auch von den Erklärungen in den Literaturen wie die Reglerparameter einzustellen sind, PI-Reglern eingesetzt.

3.1.2.1 Stromregelkreis

Der Umrichter ist zwischen der Strecke und der Regelung, und stellt nach [17] – zusammen mit der Abtastzeit der Stromregelung (T_{Ai}) – eine Verzögerungszeit dar, welcher durch ein Übertragungsfunktion 1. Ordnung approximiert werden kann.

$$G_T(s) = e^{-sT_i} \approx \frac{1}{1 + T_i \cdot s} \quad \text{mit } T_i = T_{Ai} + \frac{T_{PWM}}{2} \quad (3.24)$$

Durch die Gleichung (3.18) kann die Strecke, welcher ein PT1-Verhalten aufweist, beschrieben werden. In den nachkommenden zwei Abbildungen sind die beiden Stromregelkreise skizziert.

Die dominierende Zeitkonstante der Strecke ist hierbei der Term σT_1 und die Abtastzeit für den Stromregelkreis muss entsprechend die Bedingung in (2.11) erfüllen.²²

$$T_{dom,li} = \sigma T_1 \tag{3.25}$$

Aufgrund dessen, dass die Stecke keinen I-Anteil besitzt und auf das Führungsverhalten optimiert werden soll, werden die Reglerparameter für den Stromregelkreis nach dem Betragsoptimum (BO) entworfen.

Nach [25] lauten die Bedingungen für die Dimensionierung der Reglerparameter:²³

1. Bedingung (Kompensation der größeren Zeitkonstante):

$$T_{Rli} = \sigma T_1 \tag{3.26}$$

2. Bedingung:

$$V_{Rli} = \frac{T_{Rli} \cdot R_1}{2T_{ii}} \tag{3.27}$$

Damit die überlagerten Regelkreise entworfen werden können, wird nach [25] der Stromregelkreis durch eine Ersatzübertragungsfunktion 1. Ordnung approximiert.

$$G_{ers,i}(s) = \frac{1}{1 + T_{ers,i} \cdot s} \text{ mit } T_{ers,i} = 2T_{ii} \tag{3.28}$$

3.1.2.2 Drehzahlregelkreis

Die Strecke für den überlagerten Drehzahlregelkreis kann aus den Gleichungen (3.22) und (3.23) erstellt werden. Für den Stromregelkreis wird entsprechend die Gleichung (3.28) benutzt.

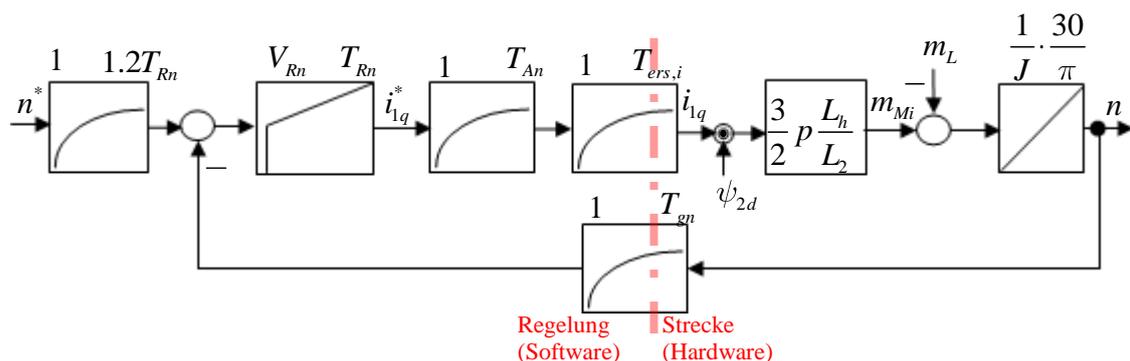


Abbildung 3.10: Drehzahlregelkreis mit (vgl. [17])

Mit: V_{Rn} = Drehzahlreglerverstärkung; T_{Rn} = Drehzahlreglerzeitkonstante; T_{An} = Drehzahlabtastzeitkonstante; T_{gn} = Drehzahlmessgliedverzögerungszeitkonstante; n^* = Drehzahl Sollwert in min^{-1}

²² Im Anhang (Tabelle A 4) werden die Bedingungen überprüft.

²³ Im Anhang (Tabelle A 6) werden die Reglerparameter ermittelt.

Der Drehzahlsollwert wird durch einen Drehzahlfilter geglättet. Dadurch soll laut [25] das Überschwingen beim Drehzahlsollwertsprung reduziert werden.

Für die Drehzahlübertragungsfunktion des offenen Regelkreises ergibt.²⁴

$$G_{on}(s) = V_{Rn} \frac{1 + T_{Rn} \cdot s}{T_{Rn} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_{ers,n} \cdot s} \cdot \frac{K_M}{J \cdot s} \quad (3.29)$$

$$\text{mit: } K_M = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_2} \psi_{2d} \cdot \frac{30}{\pi}; T_{ers,n} = T_{ers,i} + T_{An} + T_{gn}$$

Die dominierende Zeitkonstante ist die Hochlaufzeitkonstante der ASM, sodass die Abtastzeit des Drehzahlregelkreises mit der Bedingung in (2.11) überprüft werden soll.²⁵

Da die Strecke einen I-Anteil besitzt und auf das Störgrößenverhalten optimiert werden soll, ist nach [25] das Symmetrische Optimum (SO) für die Reglerauslegung anzuwenden. Die Einstellregeln für die Reglerparameter lauten somit nach [25] und [17].

1. Bedingung:

$$T_{Rn} = a^2 T_{ers,n} \text{ mit } a \text{ frei wählbar, meistens } a = 2 \quad (3.30)$$

2. Bedingung:

$$V_{Rn} = \frac{J}{a \cdot T_{ers,n} \cdot K_M \cdot \frac{30}{\pi}} \quad (3.31)$$

3.1.2.3 Flussregelkreis

Die Strecke wird aus der Gleichung (3.20) modelliert. Der unterlagerte Stromregelkreis ist – wie bei dem Drehzahlregelkreis – mit der Ersatzgleichung (3.28) vereinfacht.

²⁴ Die Störgröße m_L wird dabei vernachlässigt

²⁵ Hinweis: Die Hochlaufzeitkonstante kann einfacher aus dem Blockschaltbild als aus der Gleichung (3.29) erkannt werden: $n = (T_{dom,n} \cdot m_{Mi} \cdot 30) / (\pi \cdot J) \rightarrow T_{dom,n} = (n \cdot J \cdot \pi) / (m_{Mi} \cdot 30)$, mit: n in min^{-1} und die Nenndaten sind einzusetzen. Wenn zusätzlich das Reibmoment berücksichtigt wird, ergibt: $T_{dom,n} = n \cdot J / ((m_{Mi} - m_R) \cdot 30 / \pi)$ und ist äquivalent mit der Gleichung (5.1).

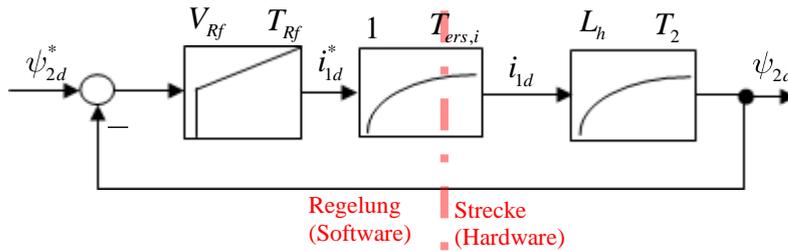


Abbildung 3.11: Flussregelkreis (vgl. [24])

Mit: V_{Rf} = Flussreglerverstärkung; T_{Rf} = Flussreglerzeitkonstante

Die Flussübertragungsfunktion des offenen Regelkreises lautet.

$$G_{of}(s) = V_{Rf} \frac{1 + T_{Rf} \cdot s}{T_{Rf} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_{ers,i} \cdot s} \cdot \frac{L_h}{1 + T_2 \cdot s}$$

Die dominierende Zeitkonstante ist die Rotorzeitkonstante T_2 und die Abtastzeit für den Flussregelkreis muss die Bedingung in (2.11) erfüllen.

$$T_{dom,f} = T_2 \tag{3.32}$$

Da hier kein I-Anteil auftaucht und eine Optimierung nach dem Führungsverhalten erwünscht ist, wird wie bei dem Stromregelkreis das BO angewandt.

Die Reglerparameter sind nach [24] einzustellen.

1. Bedingung (Kompensation der größeren Zeitkonstante):

$$T_{Rf} = T_2 \tag{3.33}$$

2. Bedingung:

$$V_{Rf} = \frac{T_{Rf}}{L_h \cdot T_{ers,f}} \text{ mit } T_{ers,f} = 30 \dots 100 \cdot T_{ers,i} \tag{3.34}$$

3.1.2.4 Sollwertvorgaben

Da der Rotorfluss physikalisch nicht oder nur mit aufwändiger und teurer Technologie gemessen werden kann, wird der durch ein Fluss- bzw. Maschinenmodell ermittelt. In diesem Maschinenmodell wird zusätzlich die Schlupffrequenz und das innere Drehmoment der ASM berechnet (s. Anhang *Abbildung A 4*).

Um den Rotorflusssollwert zu bestimmen muss vorher der Statorfluss ermittelt werden.

$$\hat{\Psi}_1 = \frac{\hat{U}_{1Nenn} - \hat{U}_{R1}}{\omega_{Nenn}} \tag{3.35}$$

Es wird der Spitzenwert ermittelt, da die Raumzeigergrößen auf dem Spitzenwert normiert sind.

Aus der Gleichung (3.10) folgt für den Rotorfluss:

$$\underline{\psi}_{-2} = \psi_{2d}^* = \frac{L_2}{L_h} \psi_{-1} - \frac{\sigma L_1 \cdot L_2}{L_h} \cdot \dot{i}_1 \approx \frac{L_2}{L_h} \hat{\Psi}_1 - \frac{\sigma L_1 \cdot L_2}{L_h} \cdot \hat{I}_1 \quad (3.36)$$

Die Stromsollwerte, die – wie erwähnt – aus den Überlagerten Regelkreisen den Sollwert vorgegeben bekommen, müssen auf deren Nennwerte begrenzt werden. Die Stromkomponente i_{1d} kann aus der Gleichung (3.20) für den stationären Fall berechnet werden.

$$i_{1d} = \frac{\psi_{2d}}{L_h} \quad (3.37)$$

Und die Stromkomponente i_{1q} kann mithilfe des Nennspritzenstromes der ASM bestimmt werden.

$$i_{1q} = \sqrt{\hat{I}_{1Nenn}^2 - i_{1d}^2} \quad (3.38)$$

Wie die *Abbildung 3.7* zeigt, werden nicht nur die Strom- sondern auch die Spannungskomponenten begrenzt. Die Spannungskomponenten können entweder in einem Polarkoordinatensystem umgewandelt und auf dem Spannungsraumzeiger bzw. Strangspannungsspitzenwert begrenzt werden oder es findet eine Begrenzung von der einen Spannungskomponente, die i.d.R. wesentlich kleiner als der Spitzenwert ist, und die Andere ist entsprechend – analog wie die Gleichung (3.38) – zu definieren. Die kleinere Spannungskomponente ist in dem Fall die u_{1d} , welche den Rotorfluss steuert.

$$u_{1q} = \sqrt{\hat{U}_{1Nenn}^2 - u_{1d}^2} \quad (3.39)$$

Anti-Windup:

Wenn Größen in einem Regelkreis, in dem ein I-Anteil in dem Regler enthalten ist, begrenzt werden, dann ist eine sogenannte Anti-Windup Maßnahme erforderlich. Durch diese Maßnahme wird das Aufintegrieren, ab der Begrenzung der Stellgröße, gestoppt.

Zusätzlich ist darauf zu achten, wenn eine Reglerfreigabe existiert und sie deaktiviert wird, sollten die Integratoren gestoppt und evtl. auf null zurückzusetzen werden (Anfangszustand).

3.2 Mathematische Beschreibung des Netzes

Wie bei der ASM erfolgt die mathematische Beschreibung für das Netz mittels Raumzeigerdarstellung. Im Folgenden wird das einphasige ESB des Netzes zusammen mit dem LC-Filter dargestellt.

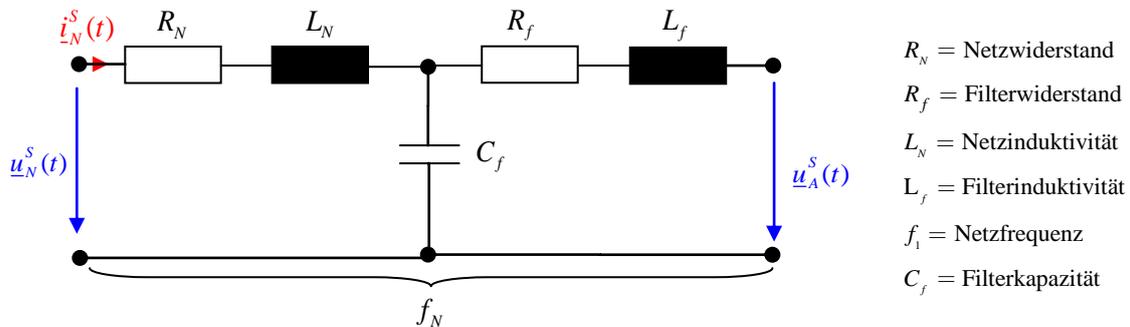


Abbildung 3.12: ESB des Netzes und des LC-Filters

Dabei sind die Raumzeiger: $\underline{u}_N^S(t)$ = Netzspannung; $\underline{i}_N^S(t)$ = Netzstrom; $\underline{u}_A^S(t)$ = Netzwechsellrichter-spannung

Wenn die Filterkapazität wesentlich kleiner als die ZK-Kapazität ist, darf sie vernachlässigt werden. Wenn zusätzlich die Induktivitäten und die Widerstände des Netzes sowie des Filters zusammengefasst in R_g und L_g werden, kann das ESB wie in der nachfolgenden Abbildung vereinfacht werden.

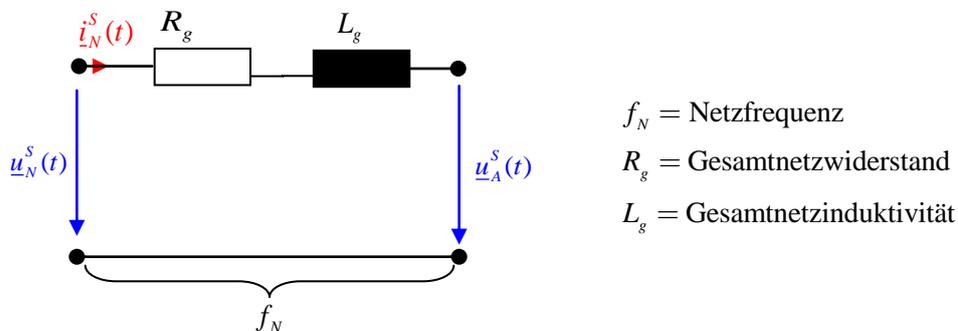


Abbildung 3.13: Vereinfachte ESB des Netzes und des Filters

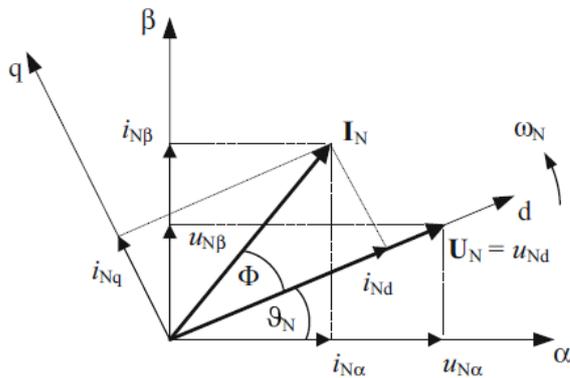
Mit den Raumzeigern: Netzspannung $\underline{u}_N^S(t)$; Netzstrom $\underline{i}_N^S(t)$; NWR-Ausgangsspannung $\underline{u}_A^S(t)$

Aus dem vereinfachten ESB kann aus der Maschenregel die Netzgleichung in das stehende KOS (S-KOS) ausgedrückt werden.²⁶

$$-\underline{u}_A^S = R_g \cdot \underline{i}_N^S + L_g \frac{d}{dt} \underline{i}_N^S - \underline{u}_N^S \quad (3.40)$$

²⁶ Zeitabhängige Größen werden übersichtlichkeitshalber und der einfacheren Schreibweise nicht kenntlich gemacht.

In der nächsten Abbildung werden die netzseitigen KOS-e veranschaulicht.



mit :

$\phi = \phi_N =$ Netzphasenverschiebungswinkel

$\vartheta_N =$ Winkel zw. S-KOS und K-KOS

$\omega_N =$ Netzkreisfrequenz

$U_N = \underline{u}_N =$ Netzspannungsraumzeiger

$I_N = \underline{i}_N =$ Netzstromraumzeiger

Abbildung 3.14: Netzseitige KOS-e [22]

Mit: (α, β) = Komponenten des S-KOS-s; (d, q) = Komponenten des K-KOS-s

Der u- und i-Raumzeiger rotiert bezüglich

- S-KOS mit ω_N
- K-KOS mit keiner Frequenz

Analog zur der Koordinatentransformationen bei der ASM, wird auch bei der SOR die Beziehung (3.5) vom S-KOS in das K-KOS angewandt.

$$\underline{x}^K = \underline{x}^S \cdot e^{-j\vartheta_N} \quad (3.41)$$

3.2.1 SOR

Wie am Anfang dieses Kapitels erwähnt, soll die SOR angewandt werden. Die SOR hat zusätzlich den Vorteil analog zu der FOR entworfen und implementiert zu werden. Einen Vergleich zu anderen Regelungsverfahren des NWR-s stellt der wissenschaftliche Artikel [27] dar.

Das Ziel dieses Verfahrens ist es, sich auf dem Spannungsraumzeiger zu orientieren, sodass die Wechselgrößen zur Gleichgrößen werden. Dadurch kann die Analogie zur der ASM gezogen und die Wirk- sowie Blindleistung durch die Stromkomponenten geregelt werden.

Die Gleichung (3.40) kann – wie erwähnt – mit (3.41) in das K-KOS transformiert werden.

$$\underbrace{-\underline{u}_A^K}_{\text{Regelstrecke}} = \underbrace{R_g \cdot \underline{i}_N^K + L_g \frac{d}{dt} \underline{i}_N^K}_{\text{Kopplungsterm}} + \underbrace{j\omega_N L_g \cdot \underline{i}_N^K}_{\text{Kopplungsterm}} - \underbrace{\underline{u}_N^K}_{\text{Störgröße}} \quad (3.42)$$

Wie in der *Abbildung 3.14* skizziert und die SOR anfordert, liegt der Netzspannungsraumzeiger auf der realen Achse des K-KOS's. Deshalb lauten die Bedingungen für die SOR:

$$\underline{u}_{Nd}^K \stackrel{!}{=} \underline{u}_N^K \quad (3.43)$$

$$\underline{u}_{Nq}^K \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.44)$$

Unter Berücksichtigung dieser Bedingungen, lautet die Aufspaltung der Gleichung (3.42) in Real- und Imaginärteil:²⁷

$$\begin{aligned} \underline{u}_{Ad}^* &= \underline{u}_{Nd} - \underline{u}_{Ad} + \omega_N L_g \cdot \underline{i}_{Nq} = R_g \cdot \underline{i}_{Nd} + L_g \frac{d}{dt} \underline{i}_{Nd} \quad (\text{Realteil}) \\ \underline{u}_{Aq}^* &= -\underline{u}_{Aq} - \omega_N L_g \cdot \underline{i}_{Nd} = R_g \cdot \underline{i}_{Nq} + L_g \frac{d}{dt} \underline{i}_{Nq} \quad (\text{Imaginärteil}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Die Laplace-Transformation führt diese Gleichungen zu den Stromübertragungsfunktionen.

$$\begin{aligned} G_{iNd}(s) &= \frac{\underline{i}_{Nd}}{\underline{u}_{Ad}^*} = \frac{\underline{i}_{Nd}}{\underline{u}_{Nd} - \underline{u}_{Ad} + \omega_N L_g \cdot \underline{i}_{Nq}} = \frac{1/R_g}{1 + T_g \cdot s} \quad \text{mit } T_g = \frac{L_g}{R_g} \quad (\text{Realteil}) \\ G_{iNd}(s) &= \frac{\underline{i}_{Nq}}{\underline{u}_{Aq}^*} = \frac{\underline{i}_{Nq}}{-\underline{u}_{Aq} - \omega_N L_g \cdot \underline{i}_{Nd}} = \frac{1/R_g}{1 + T_g \cdot s} \quad (\text{Imaginärteil}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Da nicht nur der Strom sondern auch die ZKS zu regelt ist, wird die Leistungsbilanz im ZK betrachtet.

$$p_{ZK} = p_N - p_M \quad (3.47)$$

Mit: p_{ZK} = ZK-Leistung; p_N = Netzleistung (dreiphasig); p_M = Maschinenleistung (dreiphasig)

Die Netzleistung kann nach [28] durch

$$p_N = 3 \cdot \frac{\hat{u}_N}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_N}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\phi_N) = \frac{3}{2} \cdot \text{Re} \underline{u}_N \cdot \underline{i}_N^* \stackrel{u_{Nq}=0}{=} \frac{3}{2} \cdot \underline{u}_{Nd} \cdot \underline{i}_{Nd} \quad (3.48)$$

bestimmt werden. Aufgrund der Analogie, kann auch für die Maschinenseite dieser Zusammenhang (3.48) angewandt werden. Da auf der Maschinenseite $u_{1q} \neq 0$ ist, muss dieser Term mitberücksichtigt werden.

$$\underline{u}_{ZK} \cdot \underline{i}_{ZK} = \frac{3}{2} \cdot \underline{u}_{Nd} \cdot \underline{i}_{Nd} - \frac{3}{2} \cdot (\underline{u}_{1d} \cdot \underline{i}_{1d} + \underline{u}_{1q} \cdot \underline{i}_{1q}) \quad (3.49)$$

mit: \underline{u}_{ZK} = ZKS; \underline{i}_{ZK} = ZK-Strom

²⁷ In den nachkommenden Gleichungen wird der Hochindex K – wie bei der FOR – nicht weiter gekennzeichnet.

Der ZK-Strom kann auch durch die Kapazität und Spannung im ZK beschrieben werden.

$$i_{ZK} = C_{ZK} \frac{du_{ZK}}{dt} \quad (3.50)$$

Aus den beiden letzten Gleichungen folgt die endgültige Gleichung der Strecke für die Spannungsregelung.

$$\underbrace{u_{ZK} \cdot C_{ZK} \frac{du_{ZK}}{dt}}_{\text{Regelstrecke}} = \frac{3}{2} \cdot u_{Nd} \cdot i_{Nd} - \underbrace{\frac{3}{2} \cdot (u_{1d} \cdot i_{1d} + u_{1q} \cdot i_{1q})}_{\text{Störgröße}} \quad (3.51)$$

Die Überführung dieser Gleichung in Frequenzbereich bringt eine quadratische Funktion für die ZKS.

$$C_{ZK} \cdot s \cdot u_{ZK}^2 = \frac{3}{2} \cdot u_{Nd} \cdot i_{Nd} - \frac{3}{2} \cdot (u_{1d} \cdot i_{1d} + u_{1q} \cdot i_{1q}) \quad (3.52)$$

Die ZKS kann hierbei entweder im Arbeitspunkt linearisiert oder weiter als quadratische Funktion betrachtet werden. Für das Letztere – mit der Vernachlässigung der Störgröße – ergibt die Übertragungsfunktion der Regelstrecke.

$$G_{ZK}(s) = \frac{u_{ZK}^2}{i_{Nd}} = \frac{3 \cdot u_{Nd}}{2 \cdot C_{ZK} \cdot s} \quad (3.53)$$

3.2.2 Regelungsstrukturen und Reglerentwürfe für MWR

Die kaskadierte Regelungsstruktur der SOR mit den elektrischen Komponenten und die Modellierung des Netzes sind in der nachfolgenden Abbildung dargestellt. Der netzseitige LC-Filter wird dabei – wie die Betrachtungen von den mathematischen Herleitungen bis hierhin – durch eine Gesamtimpedanz modelliert.

3.2.2.1 Phasenregelschleife

Es gibt zwei Varianten den Netzwinkel ϑ_N zu bestimmen. Die erste wird in [30] beschrieben und besagt, wenn sich der Spannungsraumzeiger in S-KOS befindet, kann durch

$$\begin{aligned}\sin(\vartheta_N) &= \frac{u_{N\beta}}{|\underline{u}_N|} \\ \cos(\vartheta_N) &= \frac{u_{N\alpha}}{|\underline{u}_N|} \text{ mit } |\underline{u}_N| = \sqrt{u_{N\alpha}^2 + u_{N\beta}^2}\end{aligned}\quad (3.54)$$

der Netzwinkel ermittelt werden. Der Nachteil bei dieser Variante ist, dass die Netzfrequenz nicht oder nur mit aufwendiger Filterkonstruktion gewonnen werden kann, denn das Signal ist – aufgrund der diskreten Werten – rauschbehaftet.

Unter der zweiten Variante versteht sich die Phasenregelschleife (PLL - Phase Locked Loop), mit der der Netzwinkel als auch die Netzkreis- bzw. Netzfrequenz gewonnen werden können.

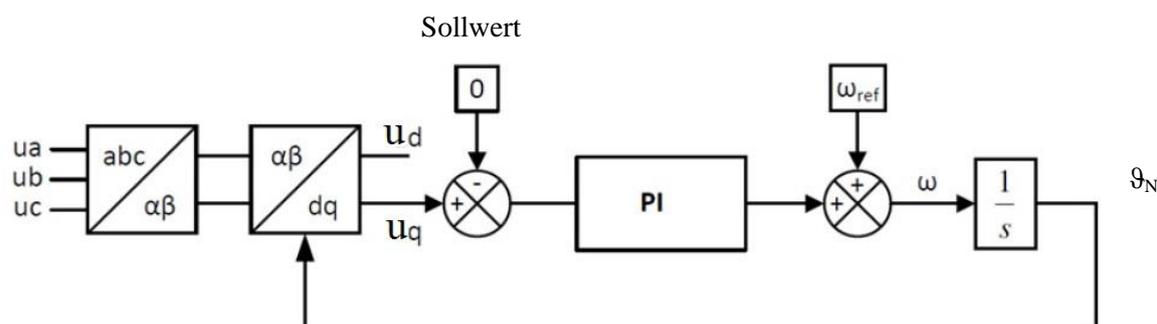
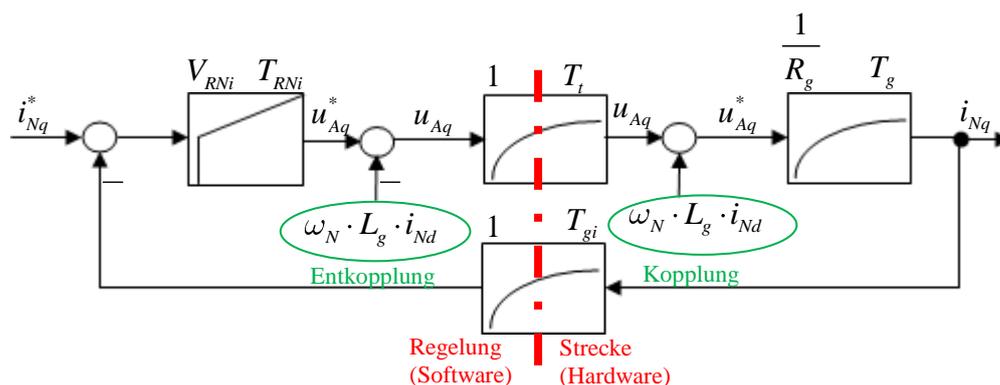


Abbildung 3.16: Phasenregelschleife (PLL) (vgl. [31])

Mit: $\omega = \omega_N$; $\omega_{ref} = \omega_{ref,n}$ = Referenznetzkreisfrequenz

Aufgrund, dass die Spannungskomponente u_d abhängig von der Spannungsamplitude des Netzes ist und somit dieser nicht zwingend dem fest vorgegebenen Sollwert entspricht, wird vorzugsweise die u_q -Komponente – laut der Bedingung (3.44) auf dem Sollwert Null – geregelt. Durch dieses Verfahren bekommt die u_d -Komponente immer den Amplitudenwert der Spannung. Da die Regelung und somit die Orientierung auf die u_q -Komponente basiert, ist es erforderlich – damit u_d auf dem Spannungsraumzeiger liegt – den Netzwinkel um 90° im Uhrzeigersinn zu drehen. Durch diese negative mathematische Drehung wird nach [21] die Drehmatrix (2.8) zu:

$$\begin{pmatrix} u_{Nd} \\ u_{Nq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta_N - \frac{\pi}{2}) & \sin(\vartheta_N - \frac{\pi}{2}) \\ -\sin(\vartheta_N - \frac{\pi}{2}) & \cos(\vartheta_N - \frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{N\alpha} \\ u_{N\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\vartheta_N) & -\cos(\vartheta_N) \\ \cos(\vartheta_N) & \sin(\vartheta_N) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{N\alpha} \\ u_{N\beta} \end{pmatrix}\quad (3.55)$$


 Abbildung 3.18: Stromregelkreis i_{Nq}

Mit: V_{RNi} = Netzstromreglerverstärkung; T_{RNi} = Netzstromreglerzeitkonstante; i_{Nd}^* und i_{Nq}^* = Netzstromsollwerte; $u_{Ad/q}^*$ = Stellspannungskomponente (ohne Entkopplung); $u_{Ad/q}$ = Stellspannungskomponente

Die Stromübertragungsfunktion des offenen Regelkreises wird wie die bei der FOR zusammengestellt.

$$G_{oNi}(s) = V_{RNi} \frac{1 + T_{RNi} \cdot s}{T_{RNi} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_{ii} \cdot s} \cdot \frac{1/R_g}{1 + T_g \cdot s} \quad \text{mit: } T_{ii} = T_t + T_{gi}$$

Die dominierende Zeitkonstante ist die Stromzeitkonstante T_g des Netzes, sodass die Abtastzeit für den Stromregelkreis die Bedingung (2.11) einzuhalten hat.

$$T_{dom, Ni} = T_g \quad (3.57)$$

Die Einstellregeln für die Reglerparameter nach dem BO werden von dem Unterabschnitt 3.1.2.1 herangezogen.²⁹

1. Bedingung (Kompensation der größeren Zeitkonstante):

$$T_{RNi} = T_g \quad (3.58)$$

2. Bedingung:

$$V_{RNi} = \frac{T_{RNi} \cdot R_g}{2T_{ii}} \quad (3.59)$$

3.2.2.3 ZK-Regelkreis

Um die Reglerparameter des überlagerten ZK-Regelkreises zu dimensionieren, wird für den Stromregelkreis dieselbe Ersatzübertragungsfunktion, wie sie in (3.29) angegeben ist, verwendet. Um die ZK-Regelkreis zu zeichnen, wird die Gleichung (3.52) so umgeformt, dass eine Kompensierung der Störgröße erkennbar ist.

²⁹ Im Anhang (Tabelle A 7) werden die Reglerparameter ermittelt.

$$u_{ZK}^2 = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{Nd}}{C_{ZK} \cdot s} \cdot \left(i_{Nd} - \frac{p_M}{\frac{3}{2} \cdot u_{Nd}} \right) \quad (3.60)$$

Die Kompensierung dieser Störgröße wird als Vorsteuerung bezeichnet und zusammen mit der umgeformten Störgröße sind sie in der nachfolgenden Abbildung rot markiert.

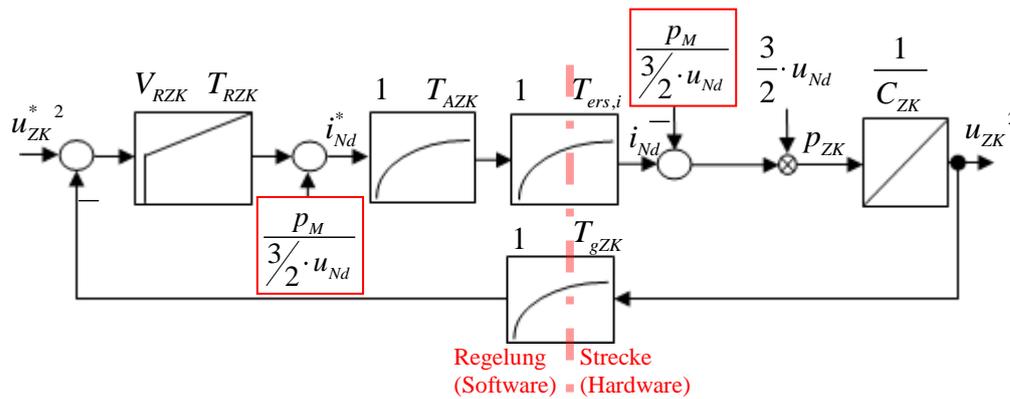


Abbildung 3.19: ZK-Regelkreis

Mit: V_{RZK} = ZK-Reglerverstärkung; T_{RZK} = ZK-Reglerzeitkonstante; T_{iZK} = ZK-Totzeitkonstante; T_{uZK} = ZK-Messtotzeitkonstante

Die Ist- und Sollgröße der ZKS werden linear gemessen bzw. vorgegeben, deshalb müssen sie, damit sie zu der vorherigen Regelstruktur übereinstimmen, quadriert werden.

Die ZK-Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises lautet.³⁰

$$G_{oZK}(s) = V_{RZK} \frac{1 + T_{RZK} \cdot s}{T_{RZK} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_{ers,ZK} \cdot s} \cdot \frac{\frac{3}{2} u_{Nd}}{C_{ZK} \cdot s} \quad (3.61)$$

mit: $T_{ers,ZK} = T_{ers,i} + T_{AZK} + T_{gZK}$

Die dominierende Zeitkonstante kann – wie bei dem Drehzahlregelkreis – einfacher aus dem Blockschaltbild ermittelt werden als aus der Gleichung (3.61) und ist genauso mit der Bedingung (2.11) zu überprüfen.

$$u_{ZK}^2 = \frac{p_{ZK}}{C_{ZK}} \cdot T_{dom,ZK} \Rightarrow T_{dom,ZK} = \frac{C_{ZK}}{p_{ZK}} u_{ZK}^2 \quad (3.62)$$

Es kann für die ZK-Wirkleistung p_{zk} die Nennleistung der ASM und für u_{zk} die zu regelnde ZKS eingesetzt werden.

³⁰ Die Störgröße m_L wird dabei vernachlässigt.

Die Einstellregeln für die Reglerparameter sind wie bei der Drehzahlregelung nach dem SO zu bestimmen.

1. Bedingung:

$$T_{RZK} = a^2 \cdot T_{ers,ZK} \quad (3.63)$$

2. Bedingung:

$$V_{RZK} = \frac{2 \cdot C_{ZK}}{a \cdot T_{ers,ZK} \cdot 3 \cdot u_{Nd}} \quad (3.64)$$

3.2.2.4 Sollwertvorgaben

Die Vorgabe der Blindstromkomponente kann entweder durch: $i_{Nq}^* = 0$ (wie in der *Abbildung 3.15* sichtbar) für reine Wirkleistungsaustausch zwischen dem Netz und dem ZK oder, indem $\cos(\phi_N)$ vorgegeben und je nach Wunsch,

- für induktive Blindleistungsabgabe:

$$i_{Nq}^* = \sqrt{\hat{i}_N^2 - \cos(\phi) \cdot \hat{i}_N^2} \quad (3.65)$$

- bzw. für induktive Blindleistungsaufnahme:

$$i_{Nq}^* = -\sqrt{\hat{i}_N^2 - \cos(\phi) \cdot \hat{i}_N^2} \quad (3.66)$$

, eine Auswahl getroffen wird.

Die Wirkstromkomponente muss entsprechend in Abhängigkeit von der Blindstromkomponente begrenzt werden.

$$i_{Nd} = \sqrt{\hat{i}_N^2 - i_{Nq}^2} \quad (3.67)$$

Leistungsflussbetrachtung

Da die ASM eine Nennleistung von 5kW besitzt und vom Hersteller motorisch ausgelegt ist, kann sie im Generatorbetrieb – aufgrund des Wirkungsgrades von 0,821 – eine maximale elektrische Leistung von 4,1kW zur Verfügung stellen (ins ZK speisen). Damit diese Leistung ins Netz gespeist werden kann, darf die Wirkstromkomponente nicht kleiner als

$$i_{Nd} = \frac{2}{3} \frac{p_M \cdot \eta}{u_{Nd}} = \frac{2}{3} \frac{5kW \cdot 0,821}{330V} = 8,29A$$

werden.³¹

Deshalb ist auch der $\cos(\phi_N)$ begrenzt: $\cos(\phi_N) = \frac{i_{Nd}}{\hat{i}_{Nenn}} = \frac{8,29A}{11 \cdot \sqrt{2}} = 0,533$

Da bei den WEA der $\cos(\phi_N)$ nicht kleiner als 0,9 vorgegeben werden muss, erfolgt die Begrenzung auf diesen Wert (0,9).

³¹ Aus der Gleichung (3.48) abgeleitet.

4 Umsetzung/Entwicklung

Dieses Kapitel spiegelt die gesamten Entwicklungsphasen wider. Es werden die Systemportierung von der Karte *DS1104* auf das ACMC-System, die Lösungssuche nach einem verbesserten Drehzahlgeber-signal, die Korrektur des Bremschoppers, die Wahl des Sicherungsautomats, die Simulation und zuletzt das Simulink-Modell sowie die Bedienoberfläche für das ACMC-System beschrieben.

4.1 Systemportierung (ACMC-System)

Zunächst wird das Platinenkonzept gezeigt, indem das vorhandene System (*DS1104*) läuft.

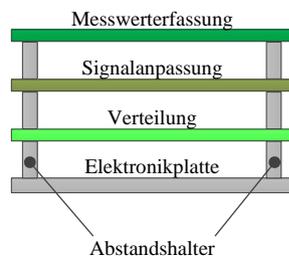


Abbildung 4.1: Platinenkonzept [4]

Bei diesem Platinenkonzept ist

- die obere Platine für die Erfassung von Messwerten
- die mittlere Platine für die Anpassung von Signalpegeln
- die untere Platine für die Verteilung von diesen Signalen zum dSPACE-System

gedacht.

Da die Platinen für die Karte *DS1104* erstellt und die Schnittstellen zwischen dieser Karte und dem neuen ACMC-System ungleich sind, ist eine Anpassung bzw. Erweiterung der Schnittstellen erforderlich.

Außer den erfassten Messsignalen sollen bei dem neuen System zusätzlich die netzseitigen Spannungsmesssignale U_{12} und U_{23} mitberücksichtigt werden.

Um die Systemportierung möglichst einfach zu realisieren, werden drei Konzepte definiert.

Das erste Konzept basiert auf einem Entwurf, welcher auf der CD von [4] beschrieben ist. Dabei sollen die Spannungssignale U_{12} und U_{23} auf der Platine *Messwerterfassung* hinzukommen und alle Platinen neu entworfen werden. Das Verteilen von Signalen zu dem dSPACE-System soll, aufgrund des Platzmangels an der Platine *Verteilung*, von allen Platinen erfolgen.

Bei dem zweiten Konzept soll der Platz auf der Platine *Verteilung* enger gerückt werden, sodass nur die Platinen *Messwerterfassung* und *Verteilung* neu erstellt werden müssen.

In dem dritten Konzept sollen die Spannungssignalen U_{12} und U_{23} direkt auf der Platine *Verteilung* angeschlossen werden. Dadurch können die anderen beiden Platinen *Messwerterfassung* und *Signalanpassung* behalten werden.

In der nachfolgenden Tabelle werden diese Konzepte gegenübergestellt und bewertet.

Tabelle 4.1: Gegenüberstellung von den Konzepten für die Systemportierung

	Erstes Konzept	Zweites Konzept	Drittes Konzept
Aufwand	--	-	+
Kosten	--	-	+
Engpass von Platinen	+	0	-
Einhaltung des Platinenkonzeptes	0	0	+

-- sehr schlecht; - schlecht; 0 akzeptabel; + gut; ++ sehr gut

Wie in der *Tabelle 4.1* die Vor- und Nachteile gegenübergestellt sind, ergeben sich bei dem dritten Konzept der kleinste Aufwand und entsprechend auch die niedrigsten Kosten. Deshalb wird dieses Konzept gewählt und konkretisiert. Die Konkretisierung erfolgt in den folgenden Schritten: Signal- und Schnittstellenplanung, Platinenentwurf und -bestückung sowie Fertigung der Schnittstellen.

Zunächst wird die schematische Darstellung der Platine *Verteilung* von der Ausgangssituation gezeigt.

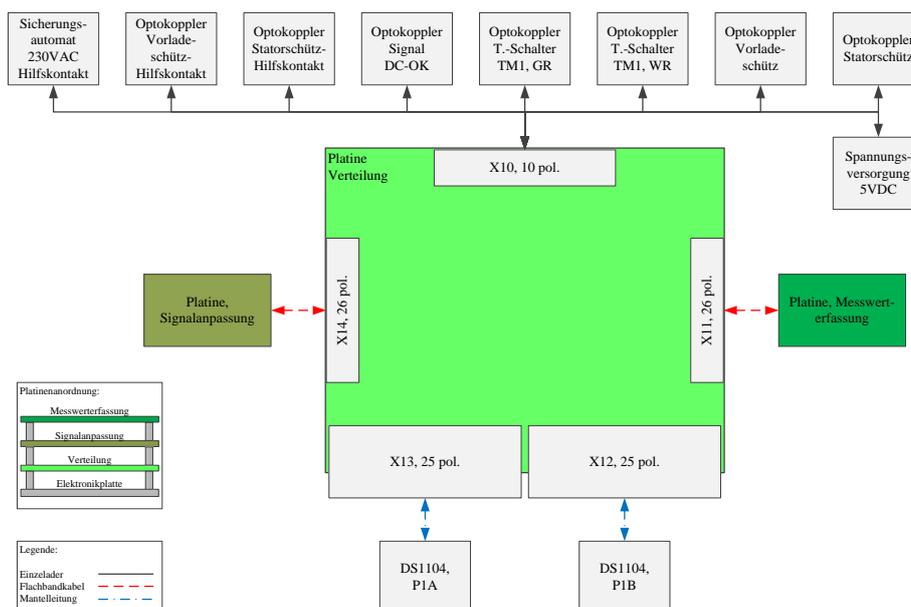


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Platine *Verteilung* von der Ausgangssituation [4]

Wie die *Abbildung 4.2* zeigt, verbinden zwei 25-polige D-SUB-Verbinder die Schnittstellen zwischen der Platine *Verteilung* und dSPACE-Karte *DS1104*. Die anderen beiden Platinen *Messwerterfassung* und *Signalanpassung* werden durch die 26-poligen Flachbandkabel verbunden.

Signal- und Schnittstellenplanung:

Es sollen³²

- **von der Messwerterfassung:** die analogen Signale [die ZKS (*ZK-U*), die Temperatur von der ASM (*ASM-Temp*) und von dem Bremschopper (*BR-Temp*), die Netzströme (*LS-IU*, *LS-IV*), die NWR-ströme (*GR-IU*, *GR-IV*), die MWR-ströme (*WR-IU*, *WR-IV*), der Bremschopperstrom (*BR-IRB*)] und die digitalen Drehzahlgebersignale (*DG-PHI0*, *DG-PHI0~*, *DG-PHI90*, *DG-PHI90~*, *DG-IDX*, *DG-IDX~*)
- **von der Signalanpassung:** die PWM-Ansteuersignale des NWR's (*GR-PWM-A+*, *GR-PWM-B+*, *GR-PWM-C+*, *GR-PWM-A-*, *GR-PWM-B-*, *GR-PWM-C-*), des MWR's (*WR-PWM-A+*, *WR-PWM-B+*, *WR-PWM-C+*, *WR-PWM-A-*, *WR-PWM-B-*, *WR-PWM-C-*) und des Bremschoppers (*BR-IGBT*) sowie die digitalen Errorsignale für jede Halbbrücke des NWR's (*GR-Error-U*, *GR-Error-V*, *GR-Error-W*) des MWR's (*WR-Error-U*, *WR-Error-V*, *WR-Error-W*) und des Bremschoppers (*BR-NERROR*)
- **von der Verteilung:** die digitalen Sensorsignale [der Sicherungsautomat (*SA-HK-230V*), der Vorlade- und Statorschutz (*OP-HK-VLS*, *OP-HK-SLS*), das 24V-Netzteil (*OP-24V-OK*), Über-temperatur des NWR's und des MWR's (*OP-GR-TM1*, *OP-WR-TM1*)], die digitalen Ansteuersignale [das Vorlade- und Statorschutz (*OP-ST-VLS*, *OP-ST-SLS*)] und die analogen Signale [die netzseitigen Spannungen (*LS-UU*, *LS-UV*)]

zu dem APMC-System verbunden werden.

Für die Umsetzung der Schnittstellen, werden folgende Anforderungen gestellt:

1. Berücksichtigung der EMV-Regeln
2. Ausnutzungsgrad der Schnittstellen berücksichtigen
3. Einhaltung der ursprünglichen Massen und ggf. Platzoptimierung

Zu (1): Die Schnittstellen sollten so gewählt werden, dass die gegenseitige EMV-Störung sich möglichst gering auswirkt.

Zu (2): Es sollen möglichst wenige Schnittstellen des APMC-Systems besetzt werden, damit andere Schnittstellen, wie die von der Antriebsmaschine oder die von der Drehmomentmesswelle, angeschlossen und ausgewertet werden können.

³² In runden Klammern sind die Schnittstellenbezeichnungen.

Zu (3): Da bei der Platine *Verteilung* zu Engpässen von Schnittstellen kommen kann, ist evtl. eine Platzoptimierung erforderlich.

Das ACMC-System besitzt die in Abschnitt 2.4 erwähnten Schnittstellen und unter Berücksichtigung der Anforderungen für die Umsetzung dieser Schnittstellen, wird zunächst die schematische Darstellung der neuen Platine *Verteilung* skizziert.

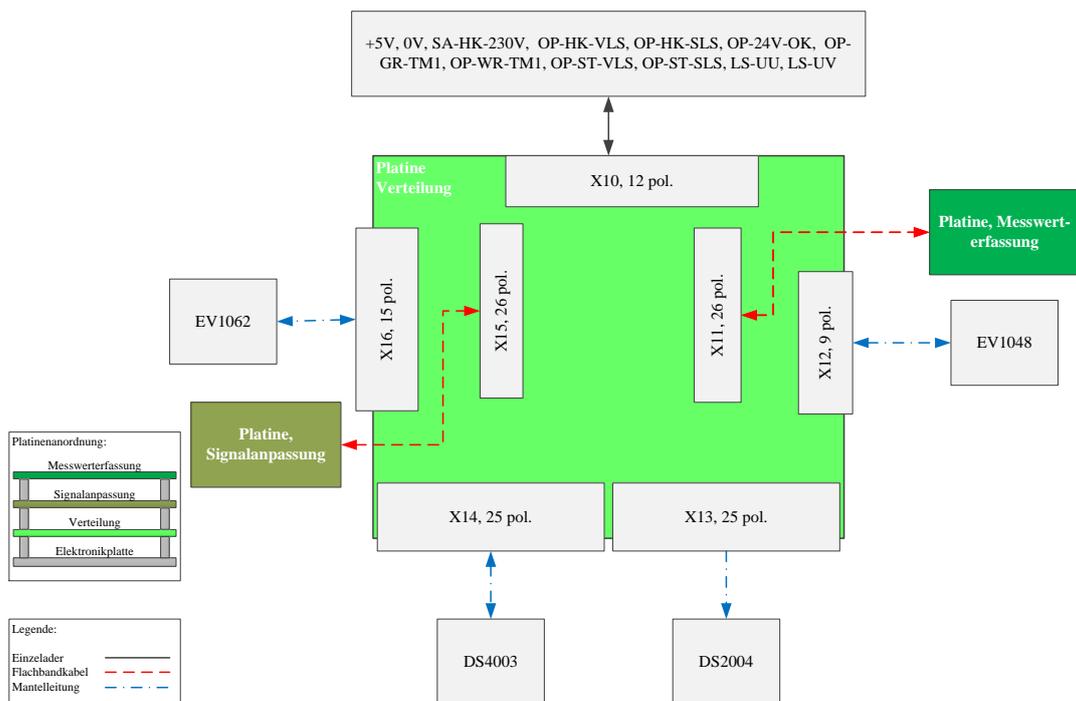


Abbildung 4.3: Schematische Darstellung von der Platine *Verteilung* (vgl. CD von [4])

Durch die Platzierung der beiden Flachbandverbinder in Richtung Mitte, wird mehr Platz freigestellt, sodass maximal 4 D-Sub-Verbinder seitlich platziert werden können.

Um möglichst wenige Schnittstellen am ACMC-System zu besetzen und die EMV-Störungen sowohl an den Leiterbahnen der Platine als auch an die Übertragung in der Leitung, gering zu halten, werden die analogen Signale mit der Karte *DS2004* und die digitalen Signale – inklusive das Ansteuersignal des Bremschoppers – mit der Karte *DS4003* verbunden. Dadurch können die analogen sowie die digitalen Signale getrennt in den Leiterbahnen als auch in den Leitungen geführt werden, sodass eine Reduzierung der EMV-Störungen ergibt. Deshalb erfolgt bei den digitalen Signalen die Abschirmung beidseitig und bei den analogen Signalen einseitig – falls niederfrequente Störungen auftreten – und die andere Seite des Schirms kann mit einem Kondensator (10nF) angeschlossen werden [32].

Es ist dabei der Signalpegel des ACMC-Systems zu berücksichtigen, denn dSPACE gibt als PWM-High-Signal 5V und als digitales High-Ausgangssignal auf der Karte *DS4003* liegen ca. 3,7 V. Demnach ist die Bedingung $2,4V < \text{TTL-High-Pegel} < 5V$ von dSPACE erfüllt, nur die digitalen Ausgänge müssen überprüft werden, ob dieser Pegel von ca. 3,7 V ausreichend für die digitalen Ausgangssignale

ist. Die eingesetzten Optokoppler, welche für das Vorlade- und Statorschutz dienen, benötigen als Ansteuersignal mindestens 4V, deshalb sind die digitalen Ausgangspins (*OP-ST-VLS*, *OP-ST-SLS*) der Karte *DS4003* mit einem Pull-Up-Widerstand an 5V-Pin anzuschließen, damit der notwendige Pegel erreicht werden kann. Unter Berücksichtigung des minimalen Pull-Up-Widerstandswertes von 175Ω , welcher von dSPACE vorgegeben wird, wird experimentell ein Widerstandswert von $1k\Omega$ überprüft und eingesetzt.

Da der Levelshifter für das Erkennen eines High-Signals mindestens 3,5V benötigt und der digitale Ausgangswert von 3,7V grenzwertig ist, wird aus Sicherheitsgründen auch bei dem Ansteuersignal des Bremschoppers ein Pull-Up-Widerstand mit dem gleichen Widerstandswert angeschlossen.

Die digitalen Drehzahlgebersignale werden nicht mit der Karte *DS4003* sondern mit der Karte *EV1048* verbunden, da nur dort I/O-Bibliotheken in Simulink vorhanden sind, welche die Auswertung für den Drehzahlgeber übernehmen.

Und die PWM-Ansteuersignale für den NWR und MWR werden mit der Karte *EV1062* verbunden. Aufgrund dessen, dass bei den Karten *EV1048* und *EV1062* um digitale Werte handelt, erfolgt auch hier die Abschirmung beidseitig.

In der Vorgängerarbeit [4] ist die Auslegung von Bestückungskomponenten für alle drei Platinen erklärt und da es sich bei der Umsetzung dieses Konzeptes um dieselben Signale handelt, wird die Bestückung wie – oder ähnlich wie – in der Vorgängerarbeit realisiert. Im Folgenden wird ein Bild von der realisierten und bestückten Platine *Verteilung* gezeigt.

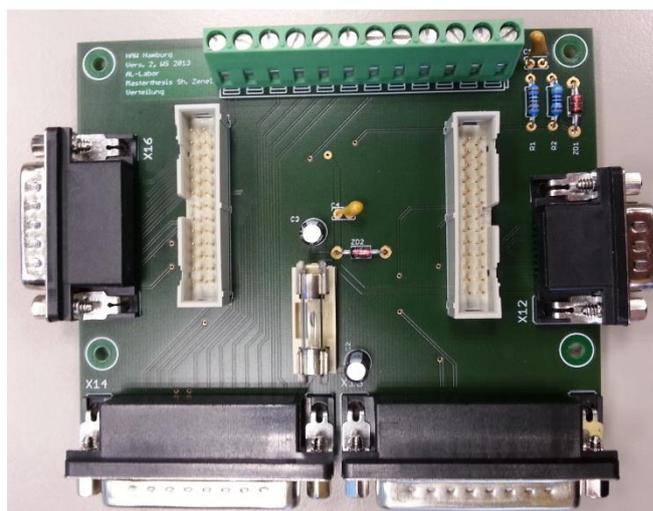


Bild 4.1: Bestückte Platine *Verteilung*

Die mit Eagle entworfenen Layouts können im Anhang unter der *Abbildung A 12* und *Abbildung A 13* gesehen werden. Außerdem sind im Anhang zusätzliche Bilder von der Ausgangssituation *Bild A. 1* als auch von der eingebauten Platine im Schrank *Bild A. 2* hinzugefügt.

Die Erweiterungsbox *PXI0* von dSPACE und die dazu erstellten Schnittstellen werden in dem kommenden Bild gezeigt.



Bild 4.2: Fertiggestellte Schnittstellen am ACMC-System (vgl. [4])

Wie aus dem gezeigten Bild bleiben zwei digitale Schnittstellen (*DS4003-P1/P2*) mit jeweils 32 I/O-Pins sowie die Karte *DS5202* frei. Zusätzlich sind weitere Pins auf der Karte *DS1048* möglich, denn dort ist lediglich eine Drehzahlgeberschnittstelle besetzt.

4.2 Drehzahlgeber

In diesem Abschnitt wird der Drehzahlgebersignal analysiert und Lösungsmöglichkeiten für eine Drehzahlsschwingung gesucht.

In der nachfolgenden Abbildung ist die Schwingung bei einem Drehzahl Sollwert von 1000 min^{-1} dargestellt.

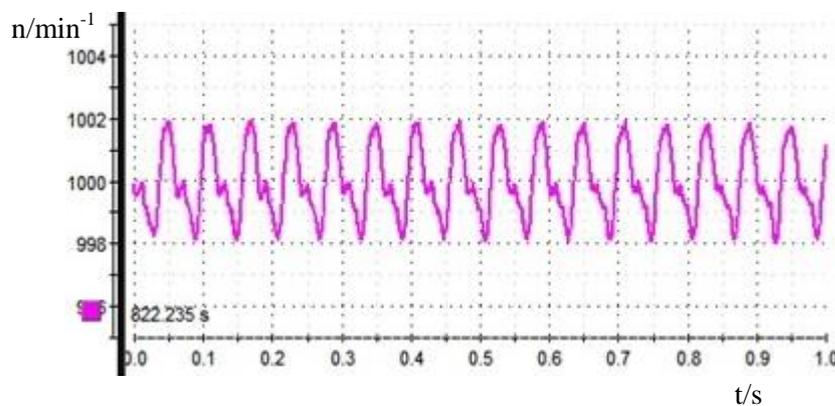


Abbildung 4.4: Drehzahlssignal mit einer periodischen Schwingung (starrer Kupplung)

Wie aus dieser gezeigten Abbildung weist die Schwindung eine Periodendauer von $T=0,06s$ und dieser entspricht dem vorgegebenen Drehzahlsollwert. Die Amplitudenabweichung der Schwingung bezogen auf diesem gezeigten Drehzahlsollwert (1000 min^{-1}) beträgt ca. $\pm 0,2\%$. Auch bei anderen Drehzahlwerten tritt eine Schwingung pro Umdrehung auf, sodass auf ein mechanisches Problem zurückzuführen ist. Um dieses Problem genauer lokalisieren zu können, muss entweder die Antriebsseite inklusive Messwelle entkoppelt oder die Befestigung zwischen der Rotorwelle der ASM und dem Drehzahlgeber untersucht und ggf. eine neue Kupplungsart ausgewählt werden.

Da nach den ersten Beobachtungen die Kupplung, welches zwischen der Rotorwelle der ASM und dem Drehzahlgeber eingebaut ist, eine nicht zentrische Gewindebohrung aufweist, wird ein Verdacht auf die eingebaute Kupplung gelegt. Aufgrund dieses Verdachtes und mit der Berücksichtigung, dass die Entkopplung bzw. auch die Wiederkopplung und Zentrierung der Antriebsseite einen größeren Aufwand darstellt, denn dafür eine zusätzliche Hilfskraft benötigt wird, wird als erstes die Drehzahlkupplung neu gefertigt bzw. gewählt.

Zunächst wird in der Zentralwerkstatt an der HAW eine neue mechanische Kupplung, nach dem gleichen Muster wie das vorherige, gefertigt. Da das Resultat der Fertigung sich nicht verbessert hat und die Messergebnisse gleich geblieben sind, wird nach einer alternativen Kupplungsart gesucht.

Die meistverwendeten Kupplungsarten in diesem Bereich sind die Metallbalgkupplungen, denn sie bieten Torsionssteifigkeit sowie eine Flexibilität in den Bewegungsarten: axial, lateral und angular (*Abbildung 4.5*).



Abbildung 4.5: Bewegungsarten der Kupplung [33]

Da die Rotorwelle der ASM in der Anfangsphase eine Hohlwelle ist, eignet sich hierfür das Modell *MK3* der Firma R+W (*Bild 2.1*) und weist folgende Vorteile gegenüber andere Kupplungsmodellen: direkter Einbau zwischen Rotorwelle und Drehzahlgeber, einfache und schnelle Montage, geringere Kosten sowie Aufwand.

Es werden für dieses Modell die Dimensionsgrößen so gewählt, dass die Welle des Drehzahlgebers nicht gekürzt werden muss.



Bild 4.3: Kupplung MK3-Modell [33]

Da diese Kupplungsart flexibel ist und nicht wie die vorherige starre Kupplung das Gewicht des Drehzahlgebers hält, ist eine mechanische Konstruktion erforderlich, die den Drehzahlgeber befestigt. Diese mechanische Halterung des Drehzahlgebers wird in der Zentralwerkstatt gefertigt und die Realisierung ist in dem nachfolgenden Bild zu sehen.

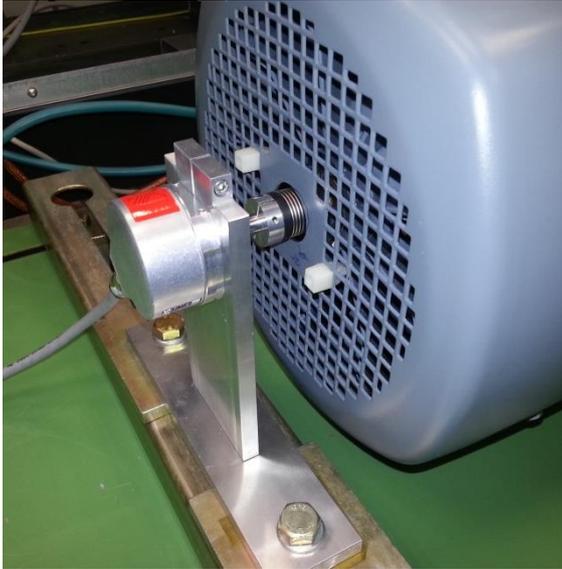


Bild 4.4: Halterung des Drehzahlgebers inklusive der neu eingebauten Kupplung

Durch die entwickelte Konstruktion schwingt der Drehzahlgeber nicht mehr, aber die Ergebnisse sind nach wie vor unverändert, sodass das Problem an die Antriebsseite zu verschieben ist.

Zwischen der Antriebsmaschine und der Messwelle ist eine veraltete Klauenkupplung montiert, sodass sie einen Spielraum aufweist. Dieser Spielraum wird zunächst mit Papierteilen kompensiert und die Ergebnisse werden in der nachkommenden Abbildung gezeigt.

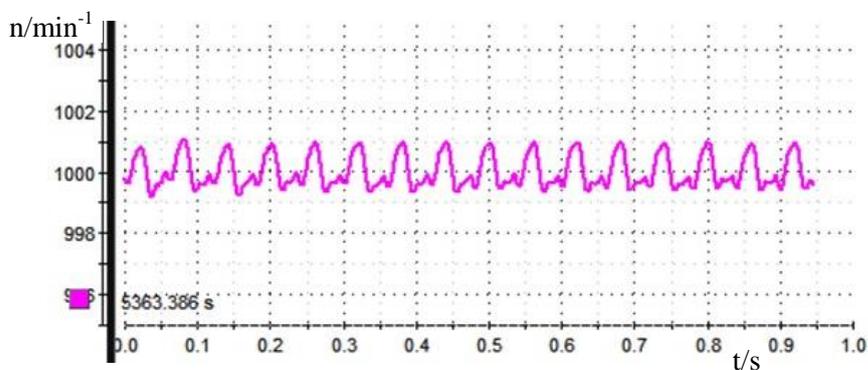


Abbildung 4.6: Drehzahlsignal durch Kompensation des Spielraums bei der Klauenkupplung

Das Drehzahlsignal verbessert sich – durch die Kompensation von den Papierteilen – um mehr als 50%, sodass die Abweichung weniger als $\pm 0,1\%$ beträgt.

Die verbleibende Restschwingung kann weiterhin an einem nicht kompensierten Spielraum oder aber auch an der Bolzenkupplung, welches zwischen der ASM und der Messwelle montiert ist, liegen. Die Demontage und die Untersuchung des Drehzahlsignals soll erst dann umgesetzt werden, wenn die neue Antriebsmaschine mit den neuen Kupplungen als Montage zur Verfügung steht.

4.3 Bremschopper

In diesem Abschnitt werden der Widerstandswert und ein vorhandener Fehler am IGBT-Modul für die Ansteuerung des Bremschoppers korrigiert.

Widerstandswert des Bremschoppers:

Der Bremswiderstandswert kann wie in der Vorgängerarbeit [4] bestimmt werden. Es wird zusätzlich die Pulsation von 50% des Bremschoppers berücksichtigt.

$$R_{BR} = \frac{U_{ZK_BR_aus}^2}{P_{Nenn} \cdot \eta_{Nenn}} \cdot 0,5 = \frac{640V^2}{5000W \cdot 0,821} \cdot 0,5 = 49,89\Omega$$

Es ist die minimale ZKS, in der der Bremschopper pulsiert wird, zu wählen. Nur so kann sichergestellt werden, dass die ZK-Energie abgebaut wird.

Da im Labor der berechnete Wert nicht exakt eingestellt werden kann, ist an dem verstellbaren Bremswiderstand der nächstkleinere Wert (48Ω) einzustellen. Dies bedeutet, je kleiner der Widerstandswert ist, desto sicherer kann die ZK-Energie abgeführt werden, denn dadurch kann ein höherer Strom durch den Bremswiderstand fließen. Der Bremschopperstrom der durch den Bremswiderstand fließt beträgt:

$$I_{BR} = \frac{U_{ZK_BR_ein}}{R_{BR}} = \frac{650V}{48\Omega} = 13,54A \quad (4.1)$$

Bei dieser Berechnung ist die Spannung, bei der der Bremschopper eingeschaltet wird, zu wählen.

Der Bremswiderstand kann auf Dauer ein Strom von maximal 20A aushalten und da der Bremseffektivstrom 6,77A beträgt, wird diese Grenze nicht überschritten.

Fehler am IGBT-Modul:

Bei der Ansteuerung des IGBT-Moduls tritt ab einer ZKS von ca. 200V ein Fehler auf und der durch den Bremswiderstand fließender Strom ist dabei näherungsweise Null. Um dies zu untersuchen und evtl. zu beheben, werden Messungen direkt am IGBT-Modul vorgenommen.

Die nachfolgende Abbildung zeigt den Aufbau des Bremschoppers und die Messstellen.

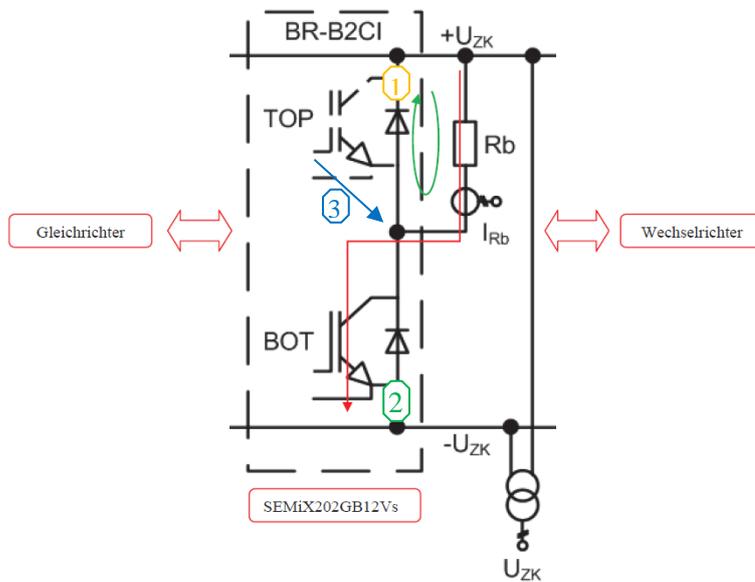


Abbildung 4.7: Aufbau des Bremschoppers mit den Messstellen (vgl. [4])

Es wird der Strom an den Punkten 1 und 2 sowie die Spannung an dem Punkt 3 (Gate-Emitter-Spannung $\rightarrow U_{GE}$) gemessen. Für den im Nachfolgenden beschriebenen Fall, wird der Bremschopper ab einer ZKS von 200V – bei der vom IGBT-Treiber kein Fehler erscheint – im Betrieb genommen. Die gemessenen Größen werden – mit gleichen Farben wie in der vorherigen Abbildung sowie für den Ausgangsfehler des IGBT-Treiber lila gewählt – oszilloskopiert und im nachfolgenden Bild dargestellt.

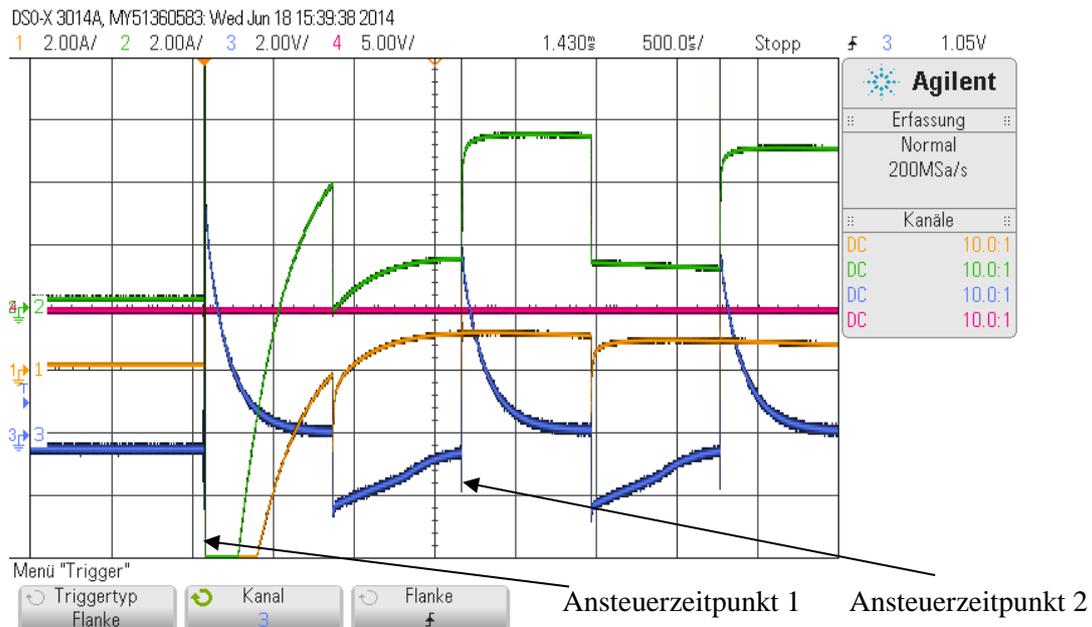
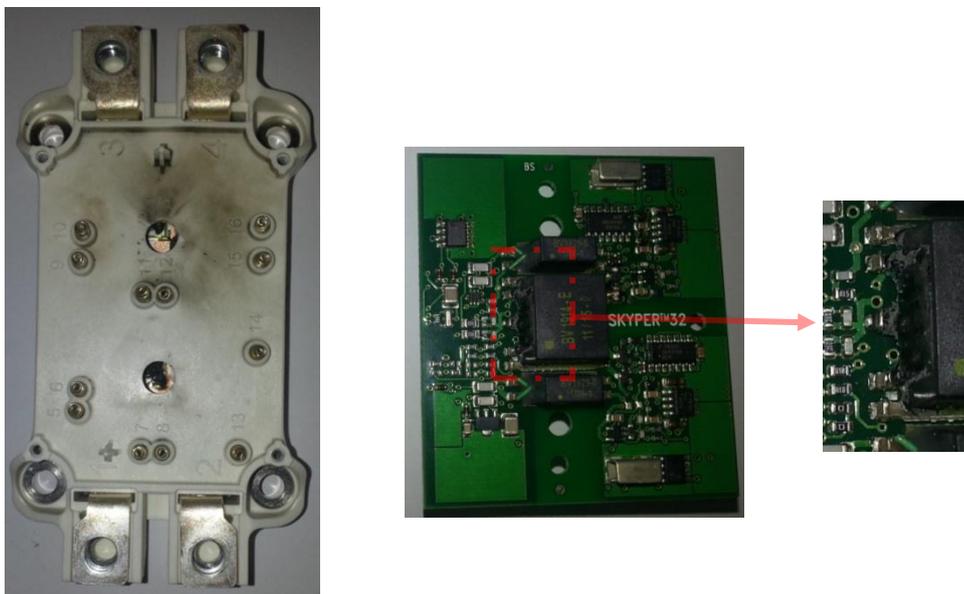


Bild 4.5: Messungen am IGBT-Modul mit unerwünschten Effekten

Zum Zeitpunkt 1 wird der untere IGBT (BOT) angesteuert und der obere IGBT (TOP) schaltet – obwohl er nicht angesteuert wird – durch. Dies lässt sich zum einen an dem Stromfluss (Messstelle 1) als auch an der Spannung U_{GE} erkennen, denn diese Spannung sollte – bei einer nicht Ansteuerung – den Wert von ca. -7V haben. In dem *Bild 4.5* ist die Spannung U_{GE} (TOP) zu diesem Ansteuerzeitpunkt bei +7V, welche als Folge den oberen IGBT zu schalten hat (schaltet ab: $U_{GE} > +6V$) und einen Kurzschluss verursacht. Deshalb wird der Strom an beiden Messstellen (1 und 2) maximal und nur durch die Komponenten im IGBT-Modul begrenzt. Weshalb zu diesem Zeitpunkt 1 kein Fehlersignal vom IGBT-Treiber erscheint, kann daran liegen, dass der Stromfluss durch den IGBT-Modul nicht den zulässigen Strom von 200A bzw. kurzzeitig 600A übersteigt. Dieser Fehler taucht nur bei größeren ZKS auf, da der Strom größer wird.

Zum Ansteuerzeitpunkt 2 ist die U_{GE} unterhalb der geförderten Spannung ($U_{GE} > +6V$), bei der der obere IGBT schalten kann. Der IGBT schaltet zu diesem Zeitpunkt nicht durch, sodass ein Stromfluss nur an der Messstelle 2 erkennbar ist (die Offsets sind unerwünschte Effekte aus dem vorherigen Schaltzeitpunkt).

Da der Bremschopper bei höheren ZKS-en (650V) und länger als sonst in Betrieb genommen ist, sind das IGBT-Modul sowie der IGBT-Treiber – aufgrund der thermischen Energie – zerstört. Das nächste Bild zeigt diese beiden Bremschopper-Komponenten nach der Zerstörung.



a)

b)

Bild 4.6: Bremschopper-Komponenten nach der Zerstörung: a) IGBT-Modul, b) IGBT-Treiber

Die beiden IGBTs (linkes Bild) als auch mindestens der Optokoppler im IGBT-Treiber haben durch den Kurzschluss einen Schaden erlitten.

Um herauszufinden weshalb die Spannung U_{GE} nicht bei -7V gezogen und gehalten wurde, wird die interne Verschaltung im IGBT-Treiber, welcher für ein IGBT verantwortlich ist, herangezogen.

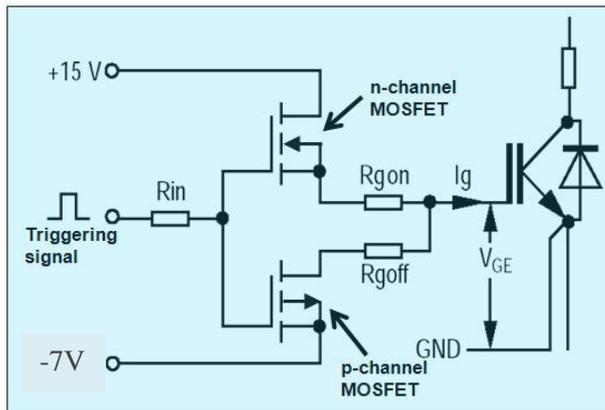


Abbildung 4.8: Interne Verschaltung im IGBT-Treiber (vgl. [34])

Die beiden Widerstände R_{gon} und R_{goff} sind in der Vorgängerarbeit [4] dimensioniert und auf der Adapter-Platine, welche zwischen der IGBT-Treiber und IGBT-Modul sitzt, bestückt. Wenn der Widerstand R_{goff} hochohmig ist, kann die Spannung U_{GE} nicht auf $-7V$ gezogen werden wie dies der Fall war. Nach Korrektur der Lötstelle bei dem Widerstand R_{goff} , werden Messungen ab einer ZKS von $500V$, bei der die Ansteuerung des Bremschoppers aktiviert wird, oszilloskopiert und sind – mit den gleichen Farben wie bisher – in dem nächsten Bild dargestellt.

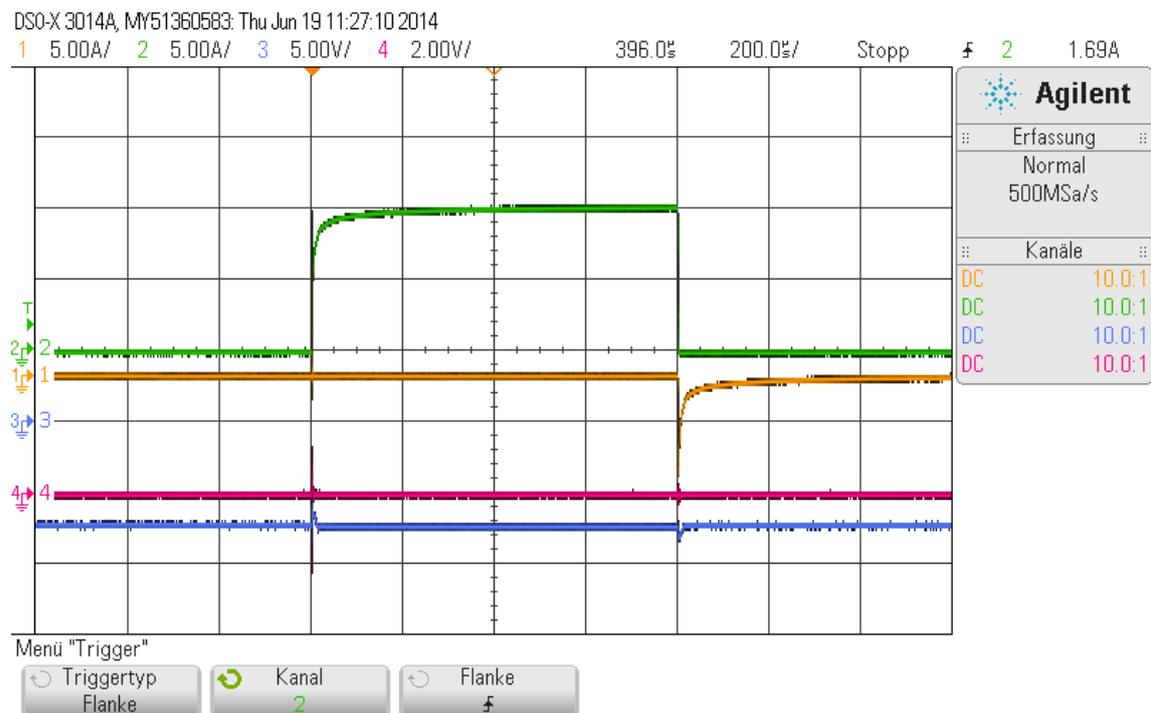


Bild 4.7: Messungen am IGBT-Modul ohne Fehler

Die Spannung U_{GE} (3) liegt – wie erwünscht – kontinuierlich bei ca. $-7V$ und der Strom an der Messstelle (2) hat – während der Ansteuerung – den Wert ca. $500V/48\Omega = 10A$. Der Strom an der Messstelle (1) bleibt bis auf dem Zeitpunkt, in dem die IGBT-Ansteuerung gestoppt wird, aus. Ab diesem Zeitpunkt fließt der Strom – aufgrund der parasitären Induktivitäten – kurzzeitig über die Freilaufdiode (Abbildung 4.7 – grüner Pfeil) bis es eingeschwingen ist.

4.4 Sicherungsautomat & Schütze

Der Sicherungsautomat, welcher als Leitungsschutzschalter für die im Schaltschrank angeschlossenen Netzteile dient, wird neu dimensioniert, denn dieser löst sich beim einschalten des Schaltschranks mit einer Wahrscheinlichkeit von ca. 10-20 % aus. Um dies zu erklären, wird der Einschaltstrom am Sicherungsautomat in zwei unterschiedliche Zeitpunkte betrachtet.



Bild 4.8: Einschaltstrom über den Sicherungsautomat zum Zeitpunkt 1

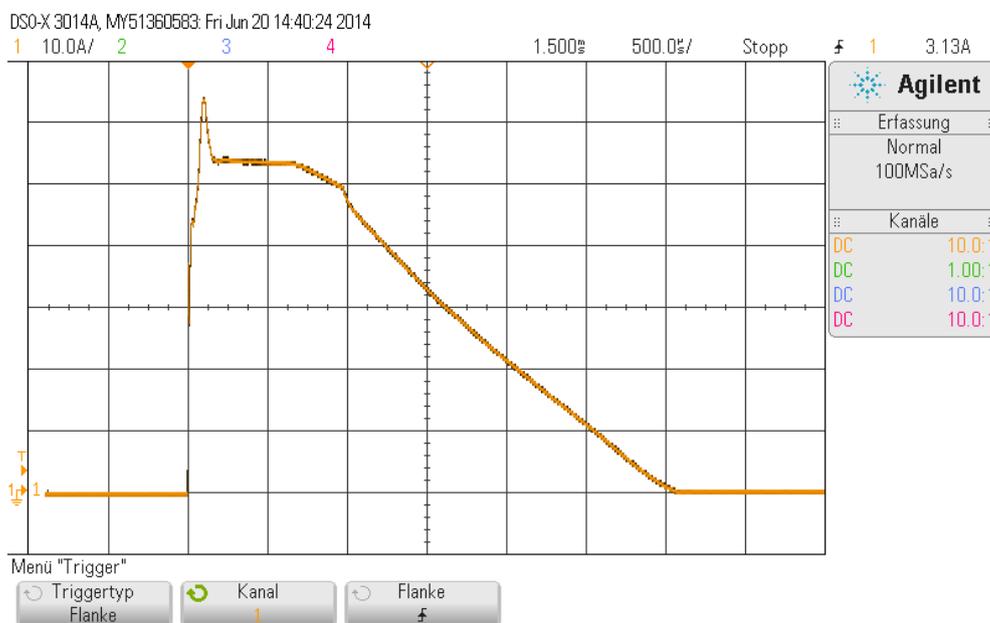


Bild 4.9: Einschaltstrom über den Sicherungsautomat zum Zeitpunkt 2

Das erste Oszilloskopbild zeigt den Einschaltstrom, in dem der Sicherungsautomat nicht auslöst. In dem zweiten Oszilloskopbild ist der Zeitpunkt erfasst, in dem der Sicherungsautomat durch einen zu hohen Strom ausgelöst wird. Aus dem Bild 4.9 kann entnommen werden, dass im Schnitt über ca. 1

ms ein Strom von 50 A auf diesem Sicherungsautomat anliegt. In der nachfolgenden Abbildung kann der Haltestrom – also der Strom, von dem der Sicherungsautomat über eine vorgegebene Zeit nicht auslöst – bestimmt werden.

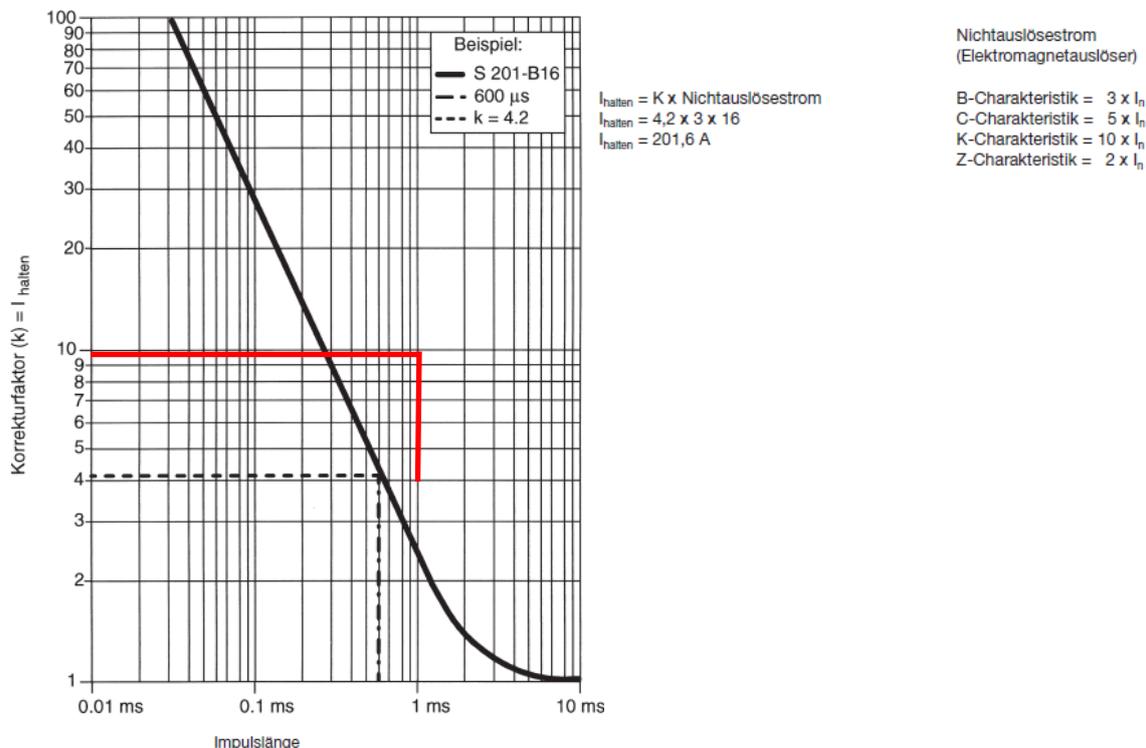


Abbildung 4.9: Impulsauslösung [35]

Der im Schaltschrank eingebaute Sicherungsautomat hat einen Bemessungsstrom von 6A und die Charakteristik B (S 201-B6). Wenn ein Strom mit einer Impulslänge von 1 ms an dem Sicherungsautomat anliegt, beträgt der Korrekturfaktor $K=2,4$. Somit hat der Haltestrom für den eingebrachten Sicherungsautomaten den Wert

$$I_{\text{halten}_{6A}} = 2,4 \cdot 3 \cdot 6 \text{ A} = \mathbf{43,2 \text{ A}}$$

und dieser Wert ist kleiner als der Strom in dem *Bild 4.9* gezeigt. Da das 24V-Netzteil eine andere Charakteristik nicht zulässt als B, muss der nächst höherer Bemessungsstrom (10A) geprüft werden.

$$I_{\text{halten}_{10A}} = 2,4 \cdot 3 \cdot 10 \text{ A} = \mathbf{72 \text{ A}}$$

Es ergibt somit für die Impulslänge von 1 ms ein höherer Haltestrom als der Einschaltstrom zum Zeitpunkt 2 (*Bild 4.9*) und deshalb wird ein Sicherungsautomat (S 201-B6) vom gleichen Hersteller gewählt und eingebaut.

Schütze: Da die Schütze (Stator- und Vorladeschütz) sich gegenseitig beeinflussen, sind diese mit einem kleinen Abstand (ca. 3-4 mm) zueinander positioniert, sodass die gegenseitige Beeinflussung nicht mehr zur Wirkung kommen kann. Grund für die gegenseitige Beeinflussung kann die elektromagnetische Ansteuerung gewesen sein.

4.5 Vorladewiderstände

In diesem Abschnitt wird die Auslegung von den Vorladewiderständen, welche als Strombegrenzung beim Laden der ZK-Kondensatoren dienen, korrigiert.

Hintergrund ist das Durchbrennen der Vorladewiderständen nach einer Zeit, sodass sie hochohmig und ausgetauscht werden müssen.

Da die eingebauten Widerstände eine maximale Spannung von 160V zulassen, aber eine Spannung von 200V anliegt, ist die Bedingung des Herstellers nicht erfüllt und die Widerstände sind neu zu dimensionieren.

Zunächst wird das Aufladen von den ZK-Kondensatoren betrachtet.

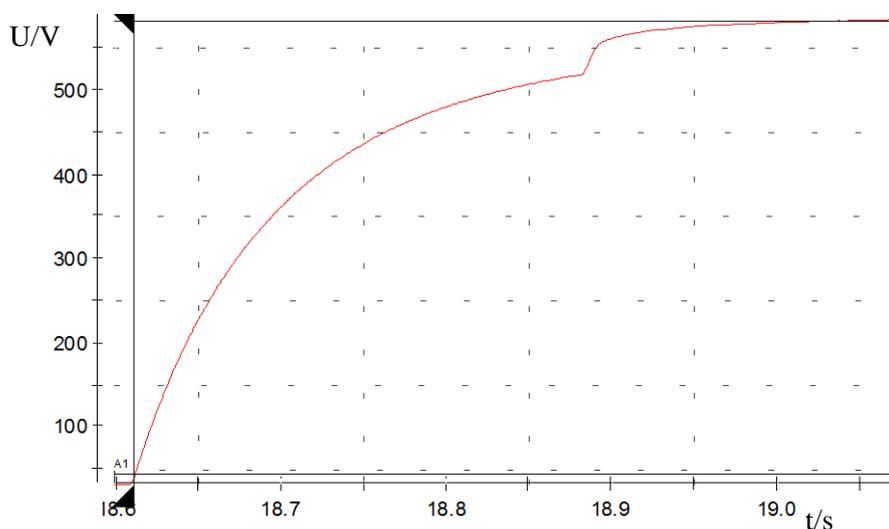


Abbildung 4.10: Die Aufladung von den ZK-Kondensatoren

Die Zeitkonstante kann aus den Widerständen (Hin- und Rückweg) sowie den Kondensator berechnet werden und beträgt:³³

$$\tau_{ZK1} = 2 \cdot R_{VL1} \cdot C_{ZK} = 2 \cdot 27\Omega \cdot 1,88mF = 101,5ms$$

Und wie aus der *Abbildung 4.10* zu erkennen ist, erreicht die ZKS den Wert 500V nach einer Zeit von ca. 230ms ($\cong 2,27$ Zeitkonstanten) und die Vorladewiderstände werden nach ca. 275ms ($\cong 2,71$ Zeitkonstante) überbrückt. Der Grund für die verspätete Überbrückung ist der Schließverzug des Schützes.

Aufgrund dessen, dass bei dem vorhandenen Widerstandswert – selbst in der Anfangsphase – nicht der Nennstrom fließt, wird dieser Wert neu berechnet.

$$R_{VL} = \frac{U_N}{2 \cdot I_N} = \frac{400V}{2 \cdot 11A} = 18,18\Omega$$

³³ Für die Auslegung werden ähnliche Beziehungen, wie sie in der Vorgängerarbeit [4] beschrieben sind, benutzt.

Es wird ein Widerstandswert von 18Ω aus dem gleichen Hersteller herausgesucht. Die Zeitkonstante entspricht bei diesem ausgewählten Wert $\tau_{ZK2}=67,7\text{ms}$, sodass die Vorladewiderstände nach ca. 154ms ($2,27 \cdot 67,7\text{ms}$) überbrückt werden können. Wenn der gleiche Schließverzögerung berücksichtigt wird, ergibt 183ms ($2,7 \cdot 67,7\text{ms}$).

Das heißt die ZK-Kondensatoren werden innerhalb von 200ms aufgeladen und da die ZK-Überwachung (s. Unterabschnitt 4.8.1) nach dieser Zeit – bei nicht Aufladung der ZK-Kondensatoren – den Statorschutz öffnet, ist die Leistung der Widerstände, auch im Falle eines Kurzschlusses im ZK, bis zu dem Zeitpunkt 200ms zu dimensionieren.

Für den Kurzschlussfall im ZK wird eine Leistung von $P_{VL} = \frac{\left(\frac{U_N}{2}\right)^2}{R_{VL}} = 2222\text{W}$ benötigt.

Die Leistungsfaktorkurve im Datenblatt ist ab der 1s dargestellt und um den Leistungsfaktor bei $0,2\text{s}$ zu bestimmen, wird diese Kurve mit einer Potenzfunktion angenähert.

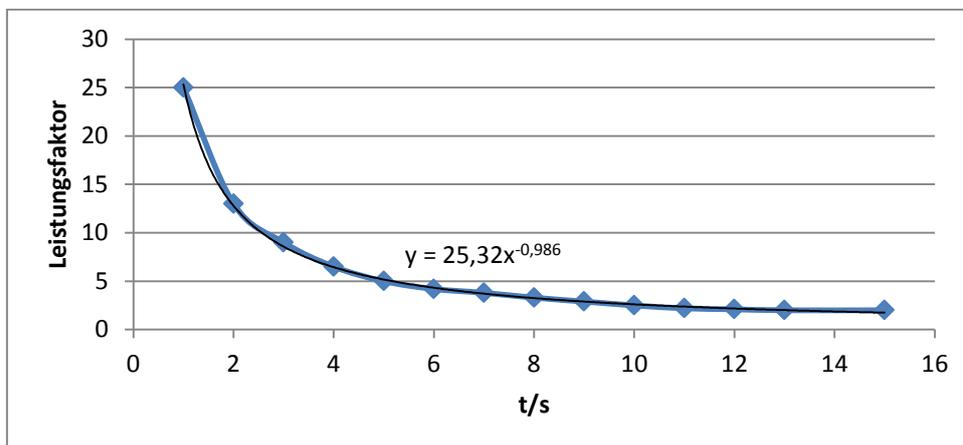


Abbildung 4.11: Leistungsfaktorkurve des Vorladewiderstandes (vgl. [36])

Der Leistungsfaktor bei dem Zeitpunkt $0,2\text{s}$ lautet demnach:

$$\text{Leistungsfaktor} = 25,32 \cdot 0,2^{-0,986} = 123,8$$

Es muss also mindestens ein Widerstand mit einer Leistung von 25W ($25\text{W} \cdot 123,8 = 3095\text{W} > 2222\text{W}$) gewählt werden. Da die Potenzfunktion nur eine Annäherung darstellt, wird aus Sicherheitsgründen die nächsthöhere Leistung (50W) gewählt.

Auf der rechten Seite werden die neu dimensionierten und eingebauten Vorladewiderstände gezeigt.

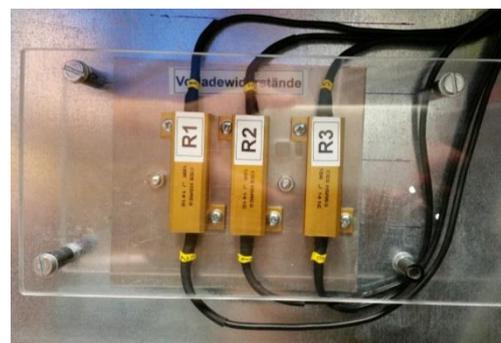


Bild 4.10: Eingebaute Vorladewiderstände

4.6 Berechnung von netzseitigen und maschinenseitigen Größen

Für die Regelung ist es erforderlich die netzseitigen und maschinenseitigen Parameter sowie Grenzwerte zu kennen. Im Anhang unter den Tabellen (*Tabelle A 1, Tabelle A 2 und Tabelle A 3*) sind die bereits bekannten Werte.

4.6.1 Parameteridentifikation der ASM

Die maschinenseitigen Parameter können aus den Datenblattangaben oder messtechnisch ermittelt werden. Da die Maschinenparameter aus den Datenblattangaben in [4] berechnet sind, wird in diesem Unterabschnitt die messtechnische Parameterermittlung gezeigt.

Für den stationären Betrieb der ASM wird das folgende einphasige ESB zugrunde gelegt.

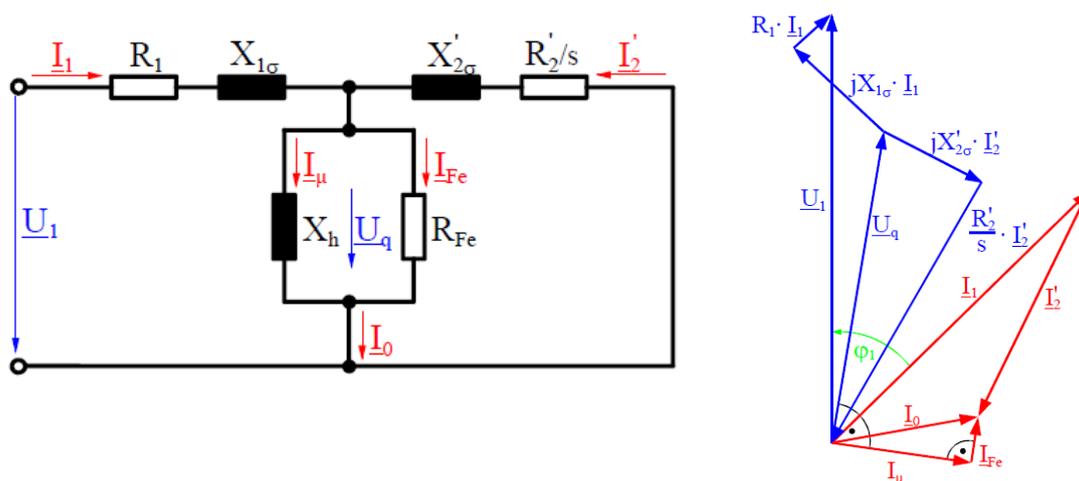


Abbildung 4.12: Einphasiges stationäres ESB der ASM mit Zeigerdiagramm [37]

Mit: $X_{\sigma 1}$ = Ständerstreublindwiderstand; $X'_{\sigma 2}$ = Läuferstreublindwiderstand; X_h = Hauptblindwiderstand; R_{Fe} = Eisenwiderstand; \underline{I}_1 = Ständerstrom; \underline{U}_1 = Ständerspannung; \underline{I}_2 = Läuferstrom; \underline{I}_μ = Magnetisierungsstrom; \underline{I}_{Fe} = Eisenstrom; \underline{U}_q = Induzierte Hauptfeldspannung; \underline{I}_0 = Eisen- und Magnetisierungsstrom

Stationärer Betrieb bedeutet, dass die Drehzahl im betrachteten Zeitpunkt sich nicht ändert (Drehmoment = konstant) und somit alle Größen im K-KOS konstant sind. Die Raumzeigergrößen werden deshalb groß geschrieben (Zeitinvariant) und da sie auf dem Spitzenwert einer Phase normiert sind, können diese als einphasige komplexe Zeiger betrachtet werden.

Ermittlung der unbekanntenen Größen:

Der Ständerwiderstand kann mit Gleichspannung gemessen werden. Da die Ständerwicklungen in Stern geschaltet sind, ist der Widerstandswert zu berücksichtigen.

$$R_{12}(T_{20}) = 1,66\Omega \Rightarrow R_1(T_{20}) = \frac{R_{12}}{2} = 0,83\Omega$$

Der Widerstand ist in der Betriebstemperatur ($T = 75^\circ\text{C}$) umzurechnen. [38]

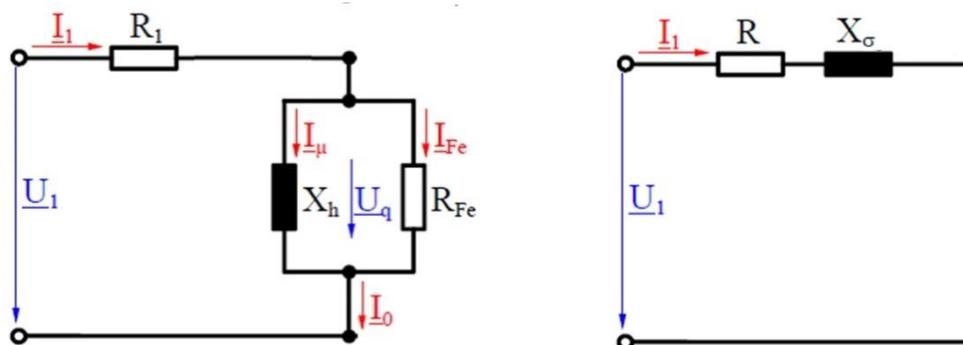
$$R_1 = R_1(T_{20}) \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot (T - T_{20})) = 1,008\Omega$$

$$T_{20} = \text{Raumtemperatur} = 20^\circ$$

Dabei sind:

$$\alpha_{20} = \text{Temperaturkoeffizient} \stackrel{\text{Für Kupfer}}{=} 3,9 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{K}}$$

Die messtechnische Parameteridentifikation können aus dem Leerlauf- und Kurzschlussversuch gewonnen werden und die ESB-er sind im Folgenden dargestellt.



a)

b)

Abbildung 4.13: ESB-er für a) Leerlaufversuch; b) Kurzschlussversuch (vgl. Abbildung 4.12)

Leerlaufversuch:

Im Leerlaufversuch kann der Rotorkreis vernachlässigt werden, da die elektrische Rotorkreisfrequenz fast gleich mit der Synchrondrehzahl ist und so nur ein minimaler Strom fließt (R_2/s geht Richtung ∞). Zusätzlich wird im Leerlaufversuch der Ständerstreublindwiderstand vernachlässigt.

Für die Messreihen ist es erforderlich den Ständerstrom einer Phase, die eingespeiste Leistung sowie eine Leiterleiterspannung zu messen.

Die folgende Tabelle zeigt die Messreihe in Abhängigkeit der Spannung.

Tabelle 4.2: Messreihe von dem Leerlaufversuch

Gemessene Größen			Berechnete Größen			
U_{12}/V	I_0/A	P_0/W	$P_{1,Cu}/W$	P_{Fe_Reib}/W	U_{12}^2/V^2	$\cos(\varphi)$
400	6,6	640	138,52	501,48	160000	0,1400
370	5,17	520	85	435	136900	0,1569
340	4,3	444	58,8	385,2	115600	0,1753
310	3,72	403	44,01	358,99	96100	0,2018
280	3,29	366	34,42	331,58	78400	0,2294
250	2,9	337	26,74	310,26	62500	0,2684
220	2,55	314	20,68	293,32	48400	0,3232
190	2,26	293	16,24	276,76	36100	0,3940
160	2	278	12,72	265,28	25600	0,5016

Dabei ist die Spannung bis auf ca. 1/3 des Nennwertes ($U_{Nenn}=U_{12}=400V$) zu vermindern.

Die Kupferverlustleistung $P_{1,Cu}$ – welche von den Ständerwicklungen in die Wärme umgesetzt wird – kann wie folgt ermittelt werden.

$$P_{1,Cu} = 3I_1^2 \cdot R_1$$

Die Eisen- sowie Reibverlustleistung P_{Fe_Reib} ergeben sich aus der Differenz der eingespeisten Leistung im Leerlauf P_0 und Kupferverlustleistung $P_{1,Cu}$.

Der Leistungsfaktor kann durch

$$\cos(\varphi) = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot U_{12} \cdot I_1}$$

ermittelt werden.

Um die Eisen- sowie Reibungsverluste voneinander zu trennen, wird nach [39] die Leistung in Abhängigkeit der Spannung zum Quadrat berechnet und als Graph dargestellt.

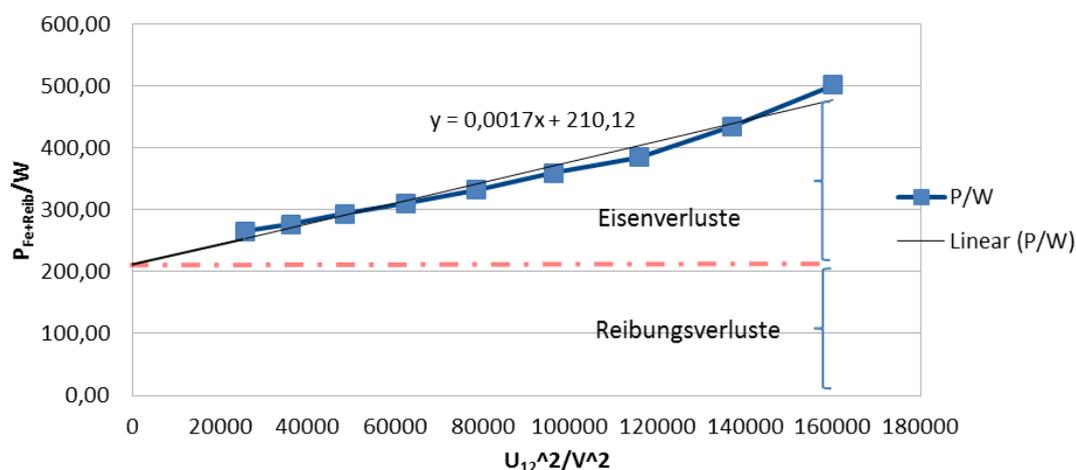


Abbildung 4.14: Regressionsgerade für die Trennung der Eisen- und Reibungsverluste

Die Reibungsverlustleistung wird aus der Leistungsachsenabschnitt der Regressionsgerade ermittelt und beträgt 210,12W. So ergibt sich die Eisenverlustleistung: $P_{Fe} = P_{Fe+Reib} - P_{Reib} = 272W$.

Mithilfe der Reibungsverlustleistung kann auch das Reibungsennendrehmoment, welches zusammen aus der ASM, Messwelle und Antriebsmaschine resultiert, berechnet werden.

$$M_{Reib} = \frac{P_{Reib}}{\omega_{Nenn}} = 1,38Nm \quad (4.2)$$

Nach analogen Beziehungen von [39] wird der Eisenwiderstand

$$R_{Fe} = \frac{\left(\frac{U_{12}}{\sqrt{3}} - U_{R1}\right)^2}{\frac{P_{Fe}}{3}} = 555\Omega \text{ mit: } U_{R1} = I_0 \cdot R_1$$

und der Hauptblindwiderstand

$$X_\mu = \frac{\frac{U_{12}}{\sqrt{3}} - U_{R1}}{I_\mu} = 34\Omega \text{ mit: } I_\mu = \sqrt{I_0^2 - I_{Fe}^2}; I_{Fe} = \frac{\frac{U_{12}}{\sqrt{3}} - U_{R1}}{R_{Fe}}$$

berechnet.³⁴

Die Hauptinduktivität beträgt:

$$L_h = \frac{X_h}{\omega_{Nenn}} = 108.2mH \text{ mit: } X_\mu = X_h; \omega_{Nenn} = 2\pi 50Hz$$

³⁴ Dabei sind die Werte aus der Nennreihe ($U_{12} = 400V$) einzusetzen.

Kurzschlussversuch:

Damit die ASM nicht überbelastet wird, darf für die Messreihe nach [40] der Strom maximal auf das 1,2-fache des Nennwertes erhöht werden.

Tabelle 4.3: Messreihe von dem Kurzschlussversuch

I_k/A	U_k/V	P_k/W
2,26	18,2	25
3,86	31,6	77
5,6	45,8	157
7,07	58	250
8,5	68,8	360
9,85	79	483
11,2	88,8	628
12,58	98	780
13,2	102	875

Aufgrund der Linearbeziehung zwischen Strom und Spannung, kann der Kurzschlussstrom bei Nennspannung ermittelt werden.

$$I_k(U_{Nenn}) = I_k \frac{U_{Nenn}}{U_k} = 13,2A \frac{400V}{102V} = 51,76A$$

Dieser Wert ist, wenn die ASM direkt an das Netz angeschlossen ist, kurzzeitig auch der Anlaufstromwert und beträgt fast das Fünffache des Nennstromes.

Die Leistung ist der Spannung quadratisch proportional und die Kurzschlussleistung (Anlaufleistung) beträgt bei der Nennspannung 13,456 kW.

Der aus dem Kurzschlussversuch zusammengefasster Widerstand wird durch³⁵

$$R = \frac{P_{1k}}{I_k^2} = 1,674\Omega$$

bestimmt. Sodass für den ständerseitig bezogenen Läuferwiderstand folgendes gilt:

$$R_2' = R - R_1 = 0,666\Omega$$

Nach [39] dürfen die Ständer- und Läuferblindwiderstände zu Hälfte von dem berechneten Gesamtblindwiderstand X_σ gewählt werden.

$$X_{1\sigma} = X_{2\sigma}' = \frac{X_\sigma}{2} = 2,068\Omega \text{ mit: } X_\sigma = \sqrt{Z^2 - R^2}; Z = \frac{U_k}{I_k} = \text{Gesamtimpedanz}$$

³⁵ Es sind die Werte aus der Reihe ($I_k = 13,2A$) einzusetzen.

Für die Streuinduktivitäten folgt: $L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} = \frac{X_{1\sigma}}{\omega_{Nenn}} = 6,58mH$

Demnach sind auch die Ständer- sowie statorseitig bezogener Läuferinduktivität gleich:

$$L_1 = L'_2 = L_h + L_{\sigma 1} = 114,8mH$$

In der nächsten Tabelle werden die messtechnisch ermittelten Werte mit den aus dem Datenblatt berechneten Werten verglichen.

Tabelle 4.4: Parametervergleich von den aus dem Datenblatt berechneten Werten (1) und den messtechnisch ermittelten Werten (2)

Bezeichnung	Wert (1) ³⁶	Wert (2)	Abweichung (Referenzwert (1))
Ständerwiderstand (R₁)	1,0446 Ω	1,008 Ω	3,5%
Rotorwiderstand (R'₂)	0,757 Ω	0,666 Ω	12%
Ständerstreuinduktivität (L_{σ1})	4,12 mH	6,58 mH	59,7%
Läuferstreuinduktivität (L'_{σ2})	5,8 mH	6,58 mH	13,5%
Hauptinduktivität (L_h)	125,7 mH	108,2 mH	13,9%
Ständerinduktivität (L₁)	129,8 mH	114,8 mH	11,6%
Läuferinduktivität (L'₂)	131,5 mH	114,8 mH	12,7%

4.6.2 Werteberechnungen

In diesem Abschnitt werden die im Kapitel 3 hergeleiteten Formeln benutzt um die nachfolgenden Größen zu bestimmen.

Tabelle 4.5: Maschinenrelevante Größen für die Regelung – berechnet mit den Werten aus der Tabelle 4.4

Bezeichnung	Wert (1)	Wert (2)	Formel
Ständerzeitkonstante (T₁)	0,124 s	0,114 s	(3.18)
Läuferzeitkonstante (T₂)	0,174 s	0,172 s	(3.20)
Totale Steufaktor (σ)	0,074	0,112	(3.11)
Statorfluss (Ψ₁)	0,984 Vs	0,985 Vs	(3.35)
Rotorfluss (Ψ_{2d})	0,872 Vs	0,834 Vs	(3.36)
Wirkstromkomponente (i_d)	6,94 A	7,7 A	(3.37)

³⁶ (vgl. [4])

Blindstromkomponente (i_q)	13,9 A	13,51 A	(3.38)
Inneres Drehmoment ($M_{Mi,Nenn}$)	34,83 Nm	31,86 Nm	(3.22)

4.6.3 Parameteridentifikation des Netzes

Der für das Labor verantwortlicher Transformator weist folgende Angaben [41]:

- Schaltgruppe: DyN5 (Die Zahl gibt die Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärseite in 30° Schritten $\rightarrow 5 \cdot 30^\circ = 150^\circ$)
- Bemessungsleistung: $S_{N,T} = 500 \text{ kVA}$
- Bemessungsspannungen primärseitig: $U_{1N,T} = 10,0 \text{ kV}$
- Bemessungsspannungen sekundärseitig: $U_{2N,T} = 0,4 \text{ kV}$
- Bemessungsstrom primärseitig: $I_{1N,T} = 28,9 \text{ A}$
- Bemessungsstrom sekundärseitig: $I_{2N,T} = 722 \text{ A}$
- Bemessungs-Kurzschlussspannungsverhältnis: $u_{k,T} = 0,0385 = 3,85\%$
- Kurzschlussverlustleistung $P_{k,T} = 5,1 \text{ kW}$

Das verwendete Kabel ($R_L = 0,727 \text{ } \Omega/\text{km}$, $X_L = 0,088 \text{ } \Omega/\text{km}$) hat vom Transformator bis zum Experimentiertisch eine geschätzte Länge von 100m [41].

Da das ESB sowie die Beziehungen des Transformators wie bei der ASM sind, wird hierbei nicht näher eingegangen. Sodass die berechneten Parameter tabellarisch zusammengefasst werden.

$$\text{Übersetzungsverhältnis: } \ddot{u}_T = \frac{U_{1N,T}}{U_{2N,T}} = 25$$

Tabelle 4.6: Transformatorparameter die aus der Kurzschlussbetrachtung gewonnen werden

Bezeichnung	Formel	Wert
Zusammengefasster Widerstand	$R_T = \frac{P_{k,T}}{3 \cdot I_{1N,T}^2}$	2,04 Ω
Primärwiderstand; primärbezogenes Sekundärwiderstand	$R_{1,T} = R_{2,T}' = \frac{R_T}{2}$	1,02 Ω
Zusammengefasster Streublindwiderstand	$X_{\sigma,T} = \sqrt{Z_{k,T}^2 - R_T^2}$ mit: $Z_{k,T} = \frac{u_{k,T} \cdot U_{1N,T}}{\sqrt{3} \cdot I_{1N,T}}$	7,4 Ω
Primärstreuintduktivität; primärbezogenes Sekundärstreuintduktivität	$L_{1\sigma,T} = L_{2\sigma,T}' = \frac{L_{\sigma,T}}{2}$ mit: $L_{\sigma,T} = \frac{X_{\sigma,T}}{\omega_N}$	11,8 mH

Sekundärwiderstand	$R_{2,T} = \frac{R'_{2,T}}{\dot{i}_T^2}$	1,6mΩ
Sekundärstreinduktivität	$L_{2,T} = \frac{L'_{2,T}}{\dot{i}_T^2}$	18,8μH

Da die Leerlaufverlustleistung sowie der Leerlaufstrom bzw. $\cos(\varphi_{0,T})$ nicht angegeben sind, werden diese Werte aus vergleichbaren Transformatoren mit $P_{0,T} = 800\text{W}$ und $\cos(\varphi_{0,T})=0,07$ geschätzt.

Tabelle 4.7: Transformatorparameter die aus der Leerlaufbetrachtung gewonnen werden

Bezeichnung	Formel	Wert
Eisenwiderstand (Für $R_{1,T}=0$)	$R_{Fe,T} = \frac{\left(\frac{U_{1N,T}}{\sqrt{3}}\right)^2}{\frac{P_{0,T}}{3}}$	125kΩ
Hauptinduktivität	$L_{h,T} = \frac{X_{h,T}}{\omega_N}$ mit: $X_{h,T} = \frac{\left(\frac{U_{1N,T}}{\sqrt{3}}\right)^2}{\frac{Q_{0,T}}{3}}$; $Q_{0,T} = \sqrt{(S_{0,T})^2 - P_{0,T}^2}$; $S_{0,T} = \frac{P_{0,T}}{\cos(\varphi_{0,T})}$	27,9H

Der Leitungswiderstand sowie die Leitungsblindwiderstand bzw. Leitungsinduktivität vom Transformator bis zum Experimentiertisch ergeben die Werte:

- $R_L = 0,1\text{km} \cdot 0,727 \text{ Ω/km} = 72,7\text{mΩ}$ und
- $X_L = 0,1\text{km} \cdot 0,088 \text{ Ω/km} = 8,8\text{mΩ} \cong L_L = 28\mu\text{H}$

Aufgrund, dass die Leitungsinduktivität und die sekundärseitigen Größen ($R_{2,T}$, $L_{2,T}$) des Transformators klein gegenüber den Filtergrößen ($R_f = 64,8\text{mΩ}$, $L_f = 4,1\text{mH}$) sowie dem Leitungswiderstand sind, werden sie vernachlässigt, sodass die netzseitigen Gesamtgrößen wie folgt ergeben:

$$R_g = R_f + R_L = 64,8\text{mΩ} + 72,7\text{mΩ} = 147,5 \text{ mΩ}$$

$$L_g = L_f = 4,1\text{mH}$$

4.7 Simulation

Um die entworfenen Regelungen zu testen, kommen zwei Programme: Portunus und SimPowerSystems zur Wahl. Da das Modell für die Regelung der Anlage in Simulink stattfindet, wird das Programmtool SimPowerSystems ausgewählt, denn die dort getesteten Regelungsalgorithmen können einfach in das Simulink-Modell für das ACMC-System übertragen werden.

Zunächst wird die Modellierung des ersten Konzepts (ASM direkt am Netz) dargestellt.

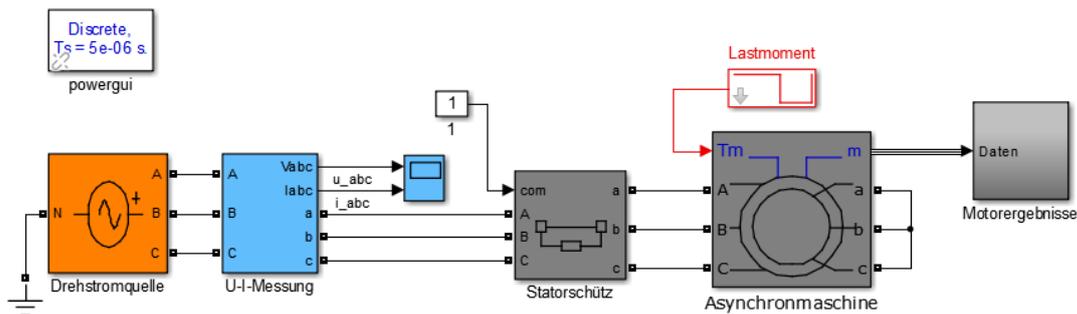


Abbildung 4.15: Simulation von dem ersten Konzept

Für die Modellierung werden die in Abschnitt 2.6 erklärten Blöcke verwendet. Da das Konzept mit der ASM direkt am Netz keine Regelung benötigt, können die Blöcke mit den entsprechenden Einstellungen und Parameter, wie sie in den Abschnitten 2.6 und 4.6 gezeigt sind, gewählt und simuliert werden. Es wird eine Drehstromquelle mit einer Leiterleiterspannung von 400V verwendet. Mit dem Block *Lastmoment* wird das Drehmoment der Antriebsmaschine (negatives Vorzeichen) vorgegeben und so kann die ASM generatorisch betrieben werden.

In der nachfolgenden Abbildung wird das zweite Konzept (ASM mit Vollumrichter) mit allen modellierten Komponenten sowie Regelungsblöcken gezeigt.

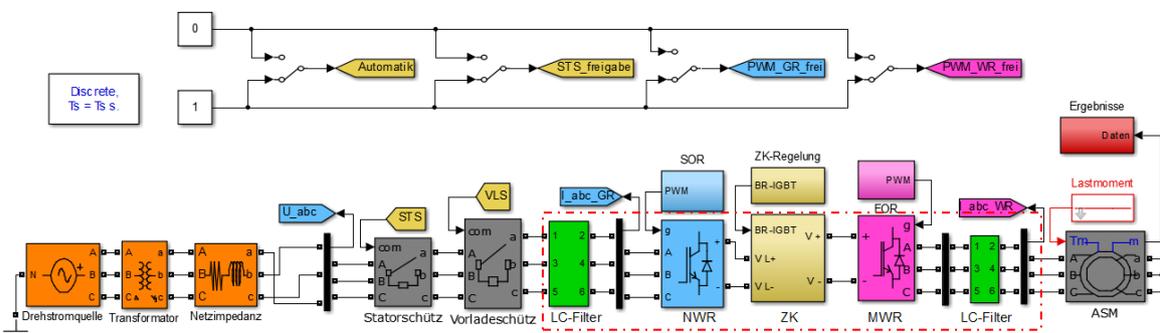


Abbildung 4.16: Gesamtstruktur der Simulation von dem zweiten Konzept³⁷

³⁷ Rot markiert ist der Umrichter mit ZK-Kondensatoren inkl. Bremschopper und beidseitigen LC-Filter sowie Wechselrichter

Um das Verhalten der Anlage exakter simulieren zu können, wird bei diesem Konzept zusätzlich der Transformator mit den Netzimpedanzen mitmodelliert. Der Transformator wandelt das Mittelspannungsnetz (10kV), welches die *Drehstromquelle* modelliert, in das Niederspannungsnetz (400V) um. Für die Schaltgruppe DyN5 sind die Einstellungen am Transformator für die Primärwicklung: *Delta (D11)* und für die Sekundärwicklung: *Yg* mit einer Phasentausch: $a=c$; $b=a$; $c=b$ (s. *Abbildung 4.16*) zu wählen.

Mit den im oberen Bereich dargestellten Schaltern können während der Laufzeit der Simulation das Statorschutz oder die Reglerfreigaben für die Wechselrichter ein- bzw. ausgeschaltet werden.

Die Modellierung des ZK-es wird in der nächsten Abbildung dargestellt.

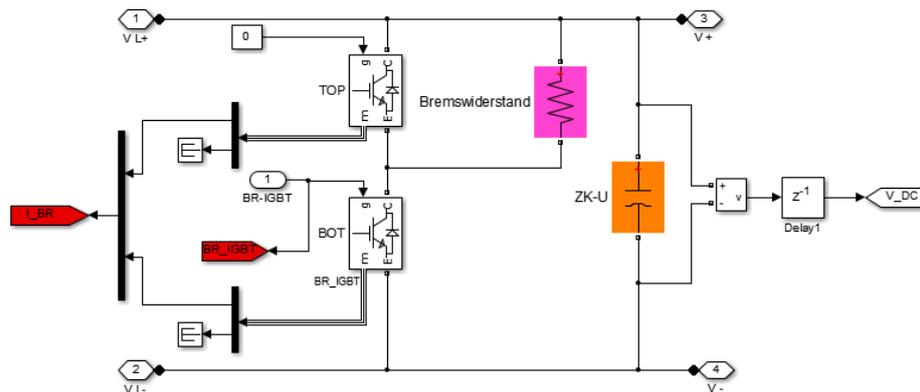


Abbildung 4.17: Modellierung des ZK-es

Der obere IGBT (TOP) dient nur zum Vergleich der realen Anlage und stellt keine Funktion für die idealisierte Modellierung.

In dem Block *Ergebnisse* werden alle notwendigen Signale, wie das Drehmoment, der Rotorfluss, die ZKS, der Bremschopperstrom oder die netz- und maschinenseitigen Ströme, Spannungen (in unterschiedlichen KOS-en) sowie Leistungen aufgezeichnet.

Da die Blöcke *SOR*, *FOR* und *ZK-Regelung* gleich oder ähnlich implementiert sind wie das *ACMC-Simulink-Modell*, werden diese erst im nächsten Abschnitt genauer betrachtet. Alle anderen Blöcke sind mit den Parametern von der jeweiligen Anlagenkomponente einzustellen.

Die Simulationszeit, mit der die elektrischen Komponenten modelliert werden, sollte maximal $16\mu\text{s}$ gewählt werden, damit sinnvolle Ergebnisse erzielt werden können. Je kleiner diese Zeit gewählt wird, desto länger dauert die Simulation, aber auch umso genauer werden die Ergebnisse. Da die unterlagerten Stromregelkreise und die überlagerten Regelkreise mit einer langsamen Abtastzeit laufen sollen als die Simulationszeit des Modells, sind diese Blöcke mit einem Trigger zu versehen und dieser Trigger wird mit einem Block *Function-Call Generator* aufgerufen. Die Aufrufung der Blöcke ist auf ein Vielfaches der Simulationszeit zu wählen und die beste Ergebnisse werden erzielt, wenn der Stromregelkreis mit einer Abtastzeit von $128\mu\text{s}$ und die überlagerten Stromregelkreise mit einer Abtastzeit von $256\mu\text{s}$ gewählt werden. Denn für andere Abtastzeiten wird die *ASM* aufgrund des *LC-Filters* instabil.

Damit das Verhalten auch bei anderen Abtastzeiten analysiert werden kann, ist der maschinenseitige LC-Filter zu entfernen.

4.8 ACMC-Simulink-Modell

Die Steuerung, Regelung und Überwachung der Anlage wird, wie in dem Abschnitt 2.4 erklärt, in Simulink implementiert und auf das ACMC-System geladen.³⁸

Die Implementierung ist aufgrund der Übersichtlichkeit in drei Hauptsubsystemen (*SOR-Netzwechselrichter*, *Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung* sowie *FOR-Maschinenwechselrichter*) kategorisiert und wird in der nächsten Abbildung gezeigt.

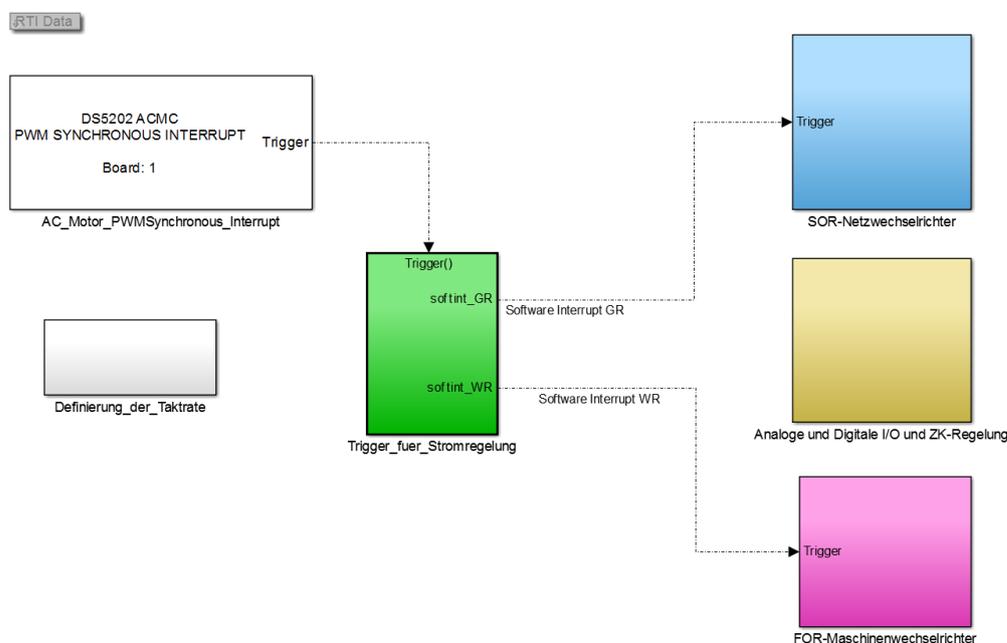


Abbildung 4.18: Die Grundstruktur der Implementierung für das ACMC-System

In dem Subsystem *Definierung_der_Taktrate* ist der PWM-Masterblock *AC_Motor_Sine_Commutation_Master*, welcher die PWM-Frequenz für den Slaveblock *AC_Motor_Extended_Commutation* vorgibt. Der Block *AC_Motor_PWMsynchronous_Interrupt* triggert das Subsystem *Trigger_fuer_Stromregelung* mit der PWM-Frequenz und der wiederum ruft – durch die beiden Software Interrupts – die beiden Stromregelkreise in den Subsystemen *SOR-Netzwechselrichter* und *FOR-Maschinenwechselrichter* doppelt so langsam. Das bedeutet, die Stromregelkreise geben einmal den Spannungssollwert, aber es folgen zwei PWM-Pulsationen. Dadurch wird ein besseres Verhalten der Anlage erzielt.

³⁸ Bei der ersten Kompilierung eines Simulink-Modells ist das RTI-Task zu konfigurieren (s. Anhang *Abbildung A 14*).

Die Messung des Stromwertes wird aufgrund der Abtastverzögerung, welche bei dem alten System zwischen den getriggerten Subsystemen *Trigger_fuer_Stromregelung* und dem Stromregelkreis für FOR zustande gekommen ist, direkt in den getriggerten Stromregelkreise hinzugefügt, sodass der Stromwert ohne softwaremäßigen Abtastverzögerungen erfasst werden kann.

4.8.1 Überwachungen und ZK-Regelung

In diesem Hauptsubsystem *Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung* werden sämtliche analoge (Netz,- ZK-Spannungen; NWR-Strom; Bremschopperstrom; ASM-, Bremschopper-Temperaturen) und digitale (alle IGBT-Fehlersignale, Schützrückmeldungen, das OK-Signal von den Temperaturzuständen im Umrichter, Sicherungsautomaten sowie 24V-Netzteil) Signale erfasst, ausgewertet und zur Weiterverarbeitung verlinkt.

Zusätzlich erfolgt in diesem Hauptsubsystem die:

- **ZKS-Hystereseregulung:** Aktiviert wird der Bremschopper ab einer ZKS von 650V und unter einer ZKS von 640V erfolgt die Deaktivierung. Ausgangssignal ist hierfür das IGBT-Signal des Bremschoppers und die Pulsation erfolgt mit 625Hz (Ein: 50%; Aus: 50%).
- **ZK-Überwachung:** Detektiert einen Kurzschluss im ZK. Wenn die ZKS – nachdem der Statorschütz geschlossen ist – innerhalb von 0,05s den Wert 100V bzw. 0,2s den Wert 500V nicht erreicht oder die ZKS – obwohl der Statorschütz geschlossen ist – unter 500V sinkt, wird der Statorschütz geöffnet. So werden – im Falle eines Kurzschlusses – die Vorladewiderstände, Umrichterkomponenten sowie Leitungen vor Überhitzung geschützt.
- **Statorschütz-Überwachung:**³⁹ Wenn die Vorladewiderstände bereits überbrückt sind, die ZKS unterhalb 500V ist und der Statorschütz geschaltet werden soll, ist in dem Fall der Vorladeschütz zu öffnen, damit die ZK-Kondensatoren über die Vorladewiderstände geladen werden, denn im Normalbetrieb erfolgt die Öffnung dieses Schützes erst unterhalb einer ZKS von 50V.

Alle Implementierungen in diesem Hauptsubsystem sind im Anhang (*Abbildung A 15 bis Abbildung A 22*) zu finden.

³⁹ Es muss dabei der Schließ- (gemessen: 46ms; Datenblatt: 30-100ms) und Öffnungsverzug (gemessen: 64ms; Datenblatt: 7-13ms) von den Schützen berücksichtigt werden. Um zu verhindern, dass der Statorschütz schließt bevor der Vorladeschütz öffnet, wird nur in diesem Fall das Statorschützsignal um 50ms verzögert (*Abbildung A 21*).

4.8.2 FOR

Da bereits die FOR in dem alten System implementiert gewesen ist, werden nur die Änderungen aufgelistet.

- Implementierungsfehler, die unerwünscht in dem Demo-Version von dSPACE enthalten waren, werden korrigiert
- die bisherigen hergeleiteten Nenndaten der ASM werden in der Regelung berichtigt, sodass die ASM mit den Nenngrößen geregelt wird
- es wird die Winkelkorrektur in Abhängigkeit der Ständerfrequenz hinzugefügt (analog zu der Gleichung (4.3))
- Verhinderung, dass die Reglerintegratoren – wenn keine Reglerfreigabe existiert – aufintegrieren
- Die Reglerfreigabe erfolgt nur wenn:⁴⁰
 - kein IGBT-Fehler im Umrichter (inkl. Bremschopper) detektiert werden kann und das Netzteil 24V, der Sicherungsautomat, die Temperaturzustände vom NWR sowie MWR das OK-Signal liefern,
 - die ZKS stets kleiner als die maximale definierte Grenze von 670V ist,
 - der Statorschutz als auch der Vorladeschutz geschlossen sind,
 - alle dSPACE Ausgänge funktionieren (Watchdog → OK) und
 - die Bremschoppertemperatur unterhalb 65° Grad ist (falls einmal diese Temperatur über 65° Grad steigt, muss gewartet werden, bis sie unterhalb 40° Grad gesunken ist)

4.8.3 SOR

Die Implementierung für die SOR ist in der kommenden Abbildung hinzugefügt.

⁴⁰ Es wird die Flanke detektiert und ggf. ein Fehler ausgegeben. Fehler kann nur manuell über der Bedienoberfläche zurückgesetzt werden.

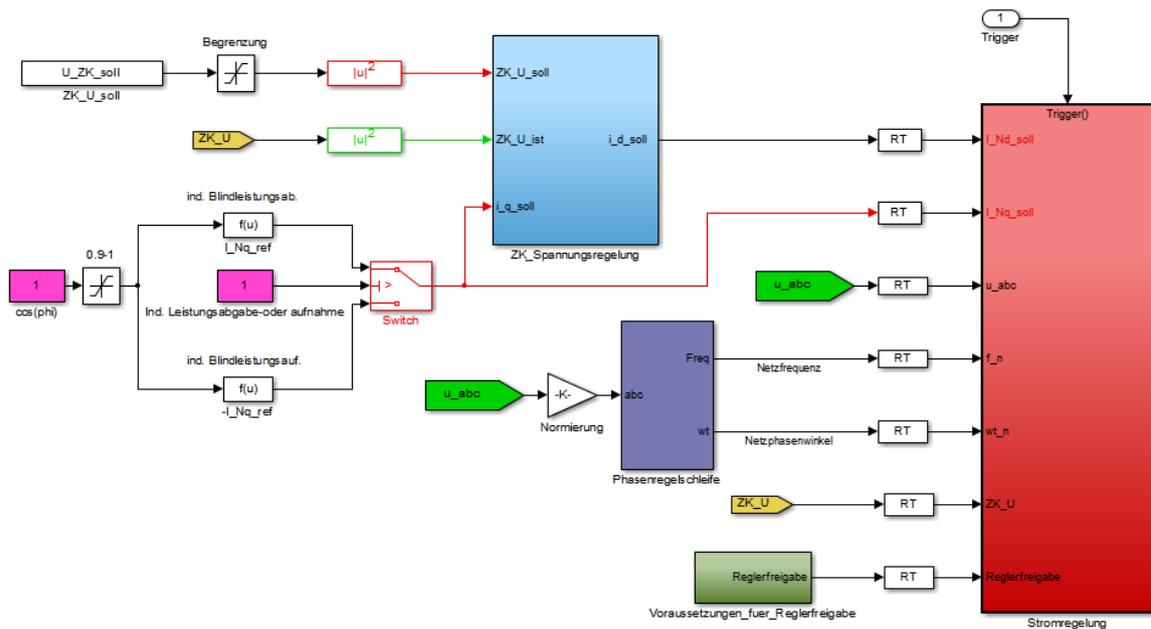


Abbildung 4.19: Hauptsubsystem *SOR-Netzwechselrichter*

Wie zu erkennen ist, berechnet die ZK-Regelung die Wirkstromsollwertkomponente i_{d_soll} in Abhängigkeit von der ZK-Regeldifferenzspannung. Die Blindstromsollwertkomponente i_{q_soll} wird in Abhängigkeit vom $\cos(\varphi_N)$ mit den Gleichungen (3.65) und (3.66) bestimmt und deshalb ist eine Auswahl zwischen induktiver Blindleistungsabgabe oder -aufnahme zu treffen.

Aus den Netzspannungen werden mithilfe von der *Phasenregelschleife* die Netzfrequenz sowie der -phasenwinkel ermittelt. In dem Subsystem *Voraussetzungen_fuer_Reglerfreigabe* wird die Reglerfreigabe nach bestimmten Kriterien überprüft und nur wenn:⁴¹

- kein IGBT-Fehler im NWR (inkl. Bremschopper) detektiert werden kann
- die ZKS stets in dem definierten Bereich zwischen 525V und $1,01 \cdot 670V$ ist⁴²

erfüllt wird, erfolgt die Freigabe (s. Implementierung im Anhang – *Abbildung A 28*).

Bei allen Signalen, die mit dem Subsystem *Stromregelung* verbunden werden sollen, ist – aufgrund der unterschiedlichen Abtastrate – ein Block *Rate Transition* dazwischen zuschalten.⁴³

⁴¹ Es werden nur die Unterschiede zu den Voraussetzungen bei der FOR genannt.

⁴² Der Faktor von 1,01 dient als Sicherheit, um den NWR nach dem MWR auszuschalten.

⁴³ Hinweis: Aus der Default-Einstellung muss der Parameter „Ensure deterministic date transfer“ deaktiviert werden.

Im Nachfolgenden werden die Implementierungen für die ZK-Spannungs- sowie Stromregelung gezeigt.

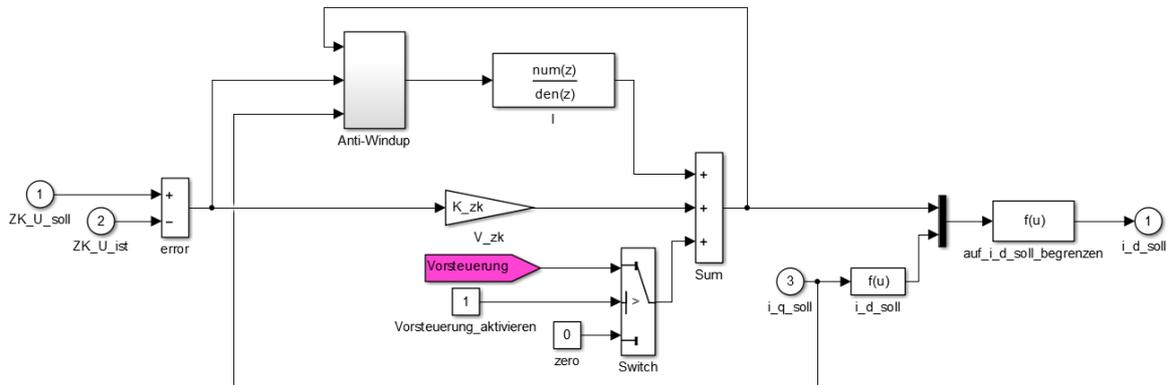


Abbildung 4.20: Subsystem ZK-Spannungsregelung

Da für die ZK-Spannungsregelung alle Eingangsgrößen auch Gleichgrößen sind, ist eine Koordinatentransformation nicht erforderlich und die ZK-Regeldifferenzspannung wird durch den PI-Regler (oberer und mittlerer Zweig) geregelt. Die Vorsteuerung kommt von dem Hauptsystem *FOR-Netzwechselrichter*, wird dort ermittelt und ist am Reglerausgang zu addieren (Verständnis: in der *Abbildung 3.19*). Das Aufintegrieren – welches durch den Anti-Winup-Subsystem verhindert wird – sowie die Begrenzung für i_{d_soll} müssen in Abhängigkeit von i_{q_soll} umgesetzt werden.

Das Subsystem *Stromregelung* – aus der *Abbildung 4.19* – wird in drei unterlagerten Subsystemen geteilt.

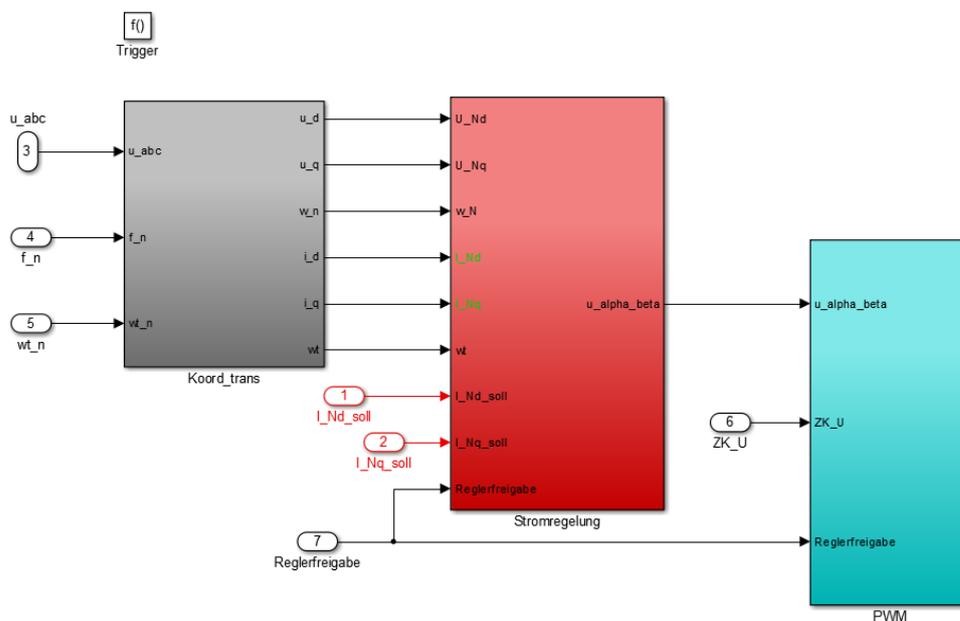


Abbildung 4.21: Subsystem Stromregelung bei der SOR

Im Subsystem *Koord_trans* wird der NWR-Strom erfasst und mithilfe des Netzphasenwinkels werden diese Ströme und die Netzspannung in dem mitdrehenden Koordinatensystem transformiert. In dem unterlagerten Subsystem *Stromregelung* tauchen diese transformierten Gleichgrößen wieder auf.

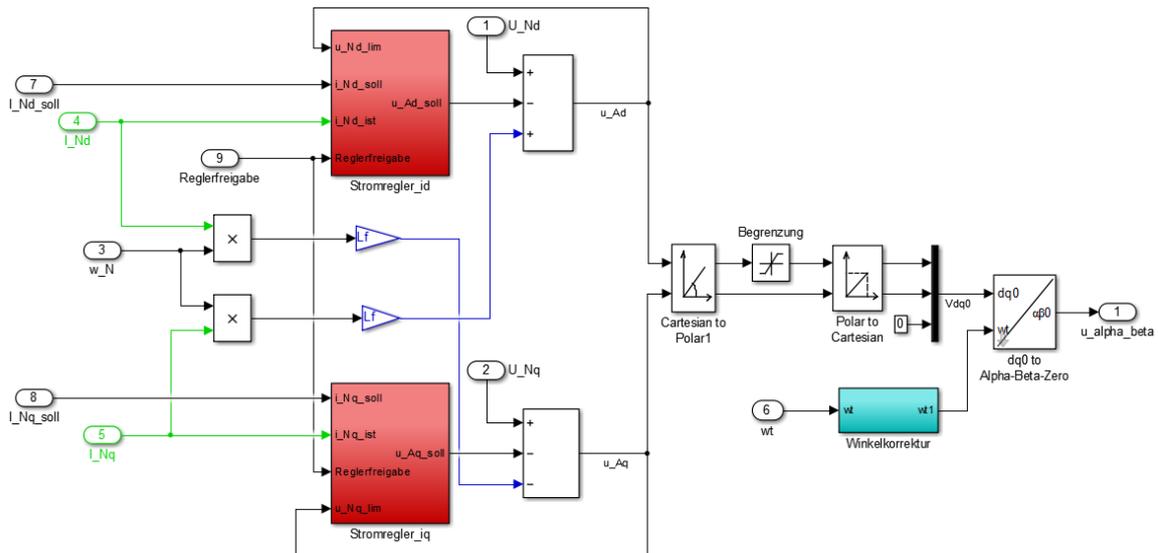


Abbildung 4.22: Implementierung der Stromregelkreise inklusive Entkopplung

Die Stromregelkreise (*Stromregler_id* und *Stromregler_iq*) ähneln sich der ZK-Spannungsregelung (Abbildung 4.20 – nur ohne Vorsteuerung und Reglerstellgrößenbegrenzung) und werden deshalb nicht in Detail betrachtet. Die Spannungsbegrenzung erfolgt nachdem die Spannungskomponenten in dem Polarkoordinatensystem umgewandelt werden und erst dann wird die Spannungsamplitude begrenzt. Da die Ausgangsspannung größer sein kann als die Netzspannung, ist die Begrenzung um einen kleinen Faktor (bis 1,5 fachen der Netzspitzenspannung) zu wählen.

Aufgrund dessen, dass bei der Erfassung von den Istgrößen und durch die Signalverarbeitung in der Regelung Verzögerungen auftreten, sind solche Verzögerungen in der Drehwinkel zu berücksichtigen. Hilfe hierfür verschafft die Winkelkorrektur, welche den Drehwinkel um

$$\varphi_{N,korrektur} (rad) = 2 \cdot \pi \cdot f_N \cdot \left(TS + \frac{T_{PWM}}{2} + T_{Mess_verz} \right) \quad (4.3)$$

mit : TS = Simulationszeit; T_{Mess_verz} = Messsignalverzögerungszeit;

in die mathematische positive Richtung dreht.

Das innere des Subsystems *PWM* (s. *Abbildung 4.21*) enthält die Übermodulationsverfahren sowie den PWM-Block.

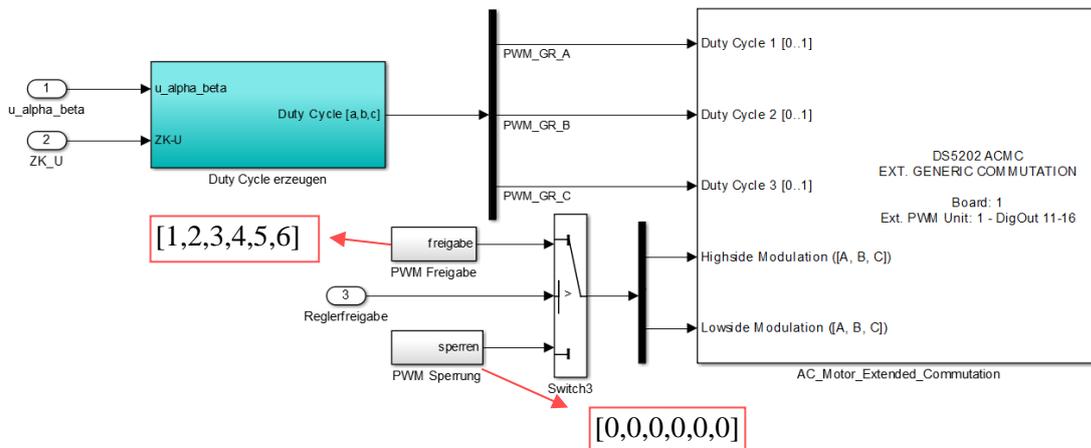


Abbildung 4.23: Subsystem *PWM*

In dem Subsystem *Duty Cycle erzeugen* kann eine Übermodulationsverfahren ausgewählt werden (s. Anhang - *Abbildung A 26*). Der dSPACE-Block *AC_Motor_Extended_Commutation* steuert – falls an dem *Highside Modulation* die Vektoren [1, 2, 3] und an dem *Lowside Modulation* die Vektoren [4, 5, 6] anliegen – den NWR in Abhängigkeit von den anliegenden Duty Cycle's.⁴⁴ Der Nullvektor an den *High-/Lowside Modulation* sperrt die PWM-Signale.

⁴⁴ Die Duty Cycle's werden im Anhang (*Abbildung A 26*) erklärt.

4.9 Bedienoberfläche

In dem alten System (*DS1104*) erfolgte die Bedienung der Anlage mit dem dSPACE-Programm *ControlDesk Experiment* unter der Version 7.1. Durch das dSPACE-Update in dem höheren Version 2013B geht das ursprüngliche Programm verloren, sodass die Bedienoberfläche nur unter dem neuen Programm *ControlDesk Next Generation* neu erstellt werden muss.⁴⁵

In der nachfolgenden Abbildung wird die entwickelte Bedienoberfläche für das zweite Konzept gezeigt.

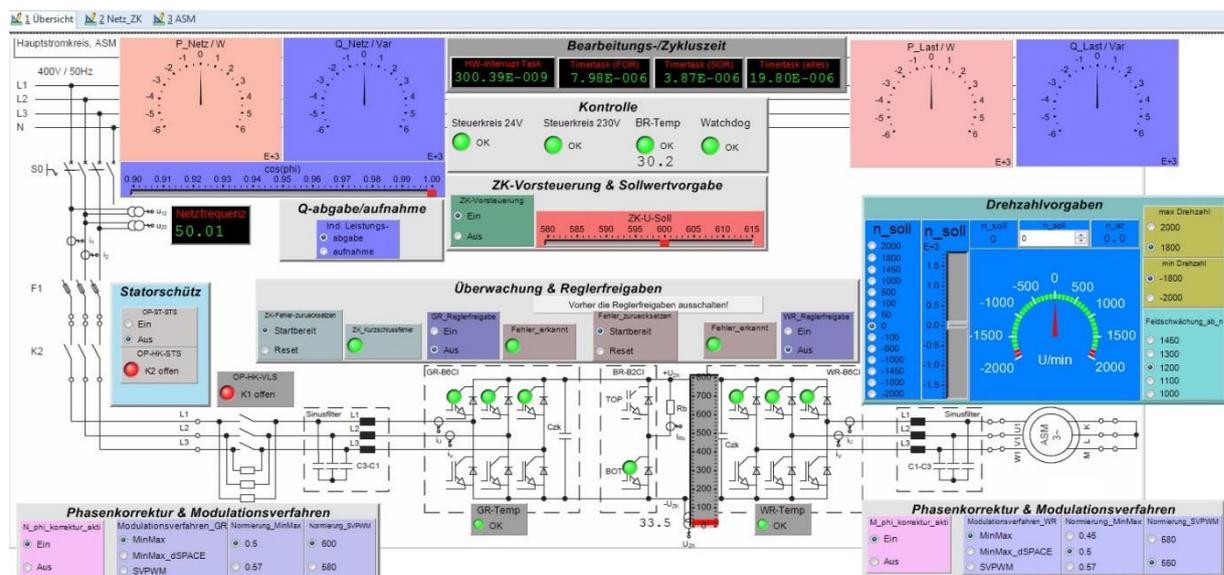


Abbildung 4.24: Bedienoberfläche in *ControlDesk Next Generation*⁴⁶

Die Bedien- und Darstellungselemente sind aufgrund der Übersichtlichkeit so platziert, dass sie schnell und einfach zu den jeweiligen Komponenten zugeordnet werden können.

Die wesentlichen Elemente werden tabellarisch erklärt.

Tabelle 4.8: Erläuterung von den entworfenen Bedien- und Visualisierungselemente

Kategorie	Elementname	Funktion/Bemerkung	Positionierung
Statorschutz	<i>OP-ST-ST5</i>	Statorschutz ein-/ausschalten	mitte-links
Überwachung & Reglerfreigabe	<i>GR-/WR_Reglerfreigabe</i>	Regelung für NWR/MWR ein-/ausschalten	mitte
	<i>Fehler_zuruecksetzen</i>	Fehler darf, nur wenn beidseitig keine Reglerfreigabe erfolgt, zurückgesetzt und auf Bereitstellung	mitte

⁴⁵ Auch die Abschnitte 4.7 und 4.8 basieren auf die MatLab Version R2013B bzw. dSPACE Version 2013B.

⁴⁶ Es handelt sich hierbei um die erste Demo-Version, sodass diese Bedienoberfläche verändert werden kann.

		versetzt werden (s. Unterabschnitte 4.8.2/4.8.3)	
	<i>ZK-Fehler-zuruecksetzen</i>	Fehler darf, nur wenn der Satorschütz geöffnet ist, zurückgesetzt werden (s. Unterabschnitt 4.8.1)	mitte-links
Drehzahlvorgaben	<i>n_soll</i>	Eingabemöglichkeit für Drehzahl-sollwert	mitte-rechts
	<i>Feldschwächung_ab_n</i>	Ab welcher Drehzahl die Feldschwächung beginnen soll	rechts
	<i>max_Drehzahl;</i> <i>min_Drehzahl</i>	Die Drehzahl darf nach [3] auf Dauer 1800 min ⁻¹ nicht überschreiten	rechts
ZK-Vorsteuerung & Sollwertvorgabe	<i>ZK-Vorsteuerung; ZK-U-soll</i>	ZK-Vorsteuerung ein-/ausschalten; Den Sollwert für die ZKS vorgeben	mitte
Phasenkorrektur & Modulationsverfahren	<i>N_phi_korrektur_akt;</i> <i>M_phi_korrektur_akt</i>	Netz-/maschinenseitig kann die Phasenkorrekturen ein-/ausschalten werden	links & rechts unten
	<i>Übermodulationsverfahren_GR /- _WR</i>	Unterschiedliche Übermodulationsverfahren können ausgewählt werden (inklusive Normierung).	unten links/rechts
Q-abgabe/-aufnahme	<i>Ind. Leistungs-</i>	Wahl zwischen induktiver Leistungsabgabe oder -aufnahme. Dafür kann $\cos(\varphi)$ von 0,9 bis 1 vorgegeben werden	oben-links

Zusätzlich werden netz- und maschinenseitige Wirk- sowie Blindleistung, Umrichter-Fehler, Rückmeldungen von den Schützen, Bearbeitungszeiten von den Stromregelkreise in SOR/FOR als auch eines Zyklus (alles), ZKS, Fehlererkennungssignale und das OK-Signal vom/n: Netzteil-24V, Sicherungsautomat, Temperaturzustände vom Umrichter, Bremschopper (inkl. Temperaturangabe) sowie Watchdog dargestellt.

Im Layout *Netz_ZK* werden die netzseitigen Spannungen, Ströme sowie Leistungen als auch die ZKS, der/die Bremschopperstrom/-fehler/-ansteuerung und im Layout *ASM* die maschinenseitigen Ströme, Spannungen sowie Leistungen, das Drehmoment, der Rotorfluss in Graphen dargestellt (s. Anhang *Abbildung A 29* und *Abbildung A 30*).⁴⁷

⁴⁷ Die Darstellung von den netz- und maschinenseitigen Spannungen sowie Strömen erfolgt in unterschiedlichen KOS-en.

5 Ergebnisse

In diesem Kapitel wird zunächst die ASM mit direktem Netzanschluss betrachtet und hierbei werden nur die Simulationsergebnisse gezeigt. Des Weiteren erfolgt die Fokussierung auf die ASM mit dem Vollumrichter und es werden die wichtigsten Tests, wie die Regelung mit und ohne NWR, die Winkelkorrektur sowie das Störgrößenverhalten der FOR als auch der SOR mit und ohne Vorsteuerung gezeigt. Um zu sehen wie nahe die Modellierung mit SimPowerSystems der Anlage kommt, werden stets die Simulations- sowie Anlagenergebnisse miteinander verglichen. Zusätzlich wird die Drehmomentwelligkeit der ASM betrachtet und ausgewertet.

5.1 Direkter Netzanschluss

Da die Antriebsmaschine nur ein Haltemoment zur Verfügung stellt, können die Ergebnisse an der Anlage für den Generatorbetrieb nicht ausgeführt werden. Deshalb werden nur die Simulationsergebnisse gezeigt.

Zunächst wird die Anlaufphase mit den berechneten Maschinenparameter betrachtet.

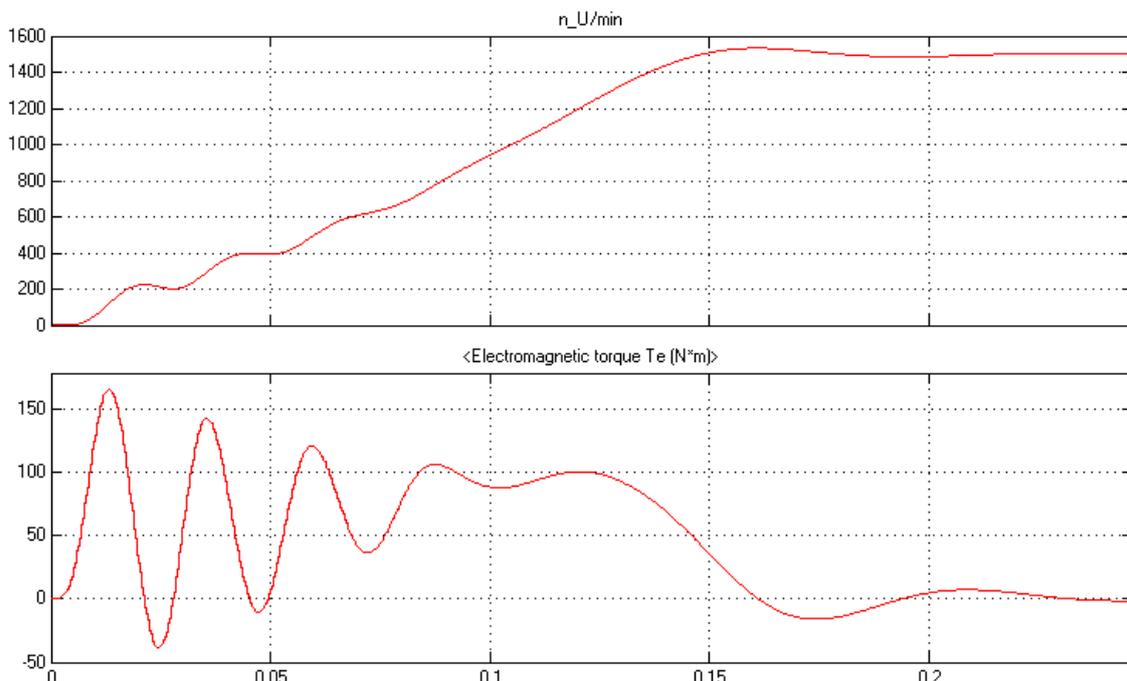


Abbildung 5.1: Drehzahl/min⁻¹ und inneres Drehmoment/Nm der ASM in der Anlaufphase (direkter Netzanschluss)⁴⁸

⁴⁸ In der horizontalen Achse ist die Zeit in Sekunden und in der senkrechten Achse sind jeweils die Größen in ihrer Grundeinheit zudenken. Dies gilt für alle anderen nachfolgenden Abbildungen in diesem Kapitel.

Wie aus der vorherigen Abbildung zu erkennen ist, schwankt das Drehmoment bis zu 160 Nm und entspricht fast das 5-fache des Nenndrehmomentes der ASM. Da der Strom proportional zum Drehmoment ist, ist dieser ebenfalls in der Anlaufphase groß und beträgt im Schnitt über das 5-fache des Nennstromes (s. Anhang *Abbildung A 31*). Grund hierfür ist, dass zum Einschaltzeitpunkt ($t=0s$) der Kurzschlussfall vorliegt (s. Abschnitt 4.6).

Die Hochlaufzeitkonstante beträgt laut der Simulation ca. 0,2s und die Errechnete ergibt sich nach [23] wie folgt:

$$T_{\Theta Nenn} = \frac{J_{ges} \cdot \Omega_{0Nenn}}{M_{iNenn}} = \frac{0,07kgm^2 \cdot 2\pi \frac{1500}{60s}}{(32,9 + 1,38)Nm} = 0,32s \quad (5.1)$$

mit: $M_{iNenn} = M_{Nenn} + M_{Reib}$; $J_{ges} = J_M + J_A$; $J_A = \text{Antriebsmaschine inkl. Kupplung}$

Die Abweichung – von der errechneten und in der Simulation bestimmten Hochlaufzeitkonstante – liegt daran, dass die Maschinenparameter nicht genau den tatsächlichen entsprechen.

Wenn die gemessenen Parameter (s. Abschnitt 4.6) benutzt werden, nähert sich die simulierte dem errechneten Hochlaufzeitkonstante (s. Anhang *Abbildung A 32*) ein.

In der nächsten Abbildung wird die ASM durch ein negatives Drehmoment vom Leerlauf in dem Generatorbetrieb versetzt.

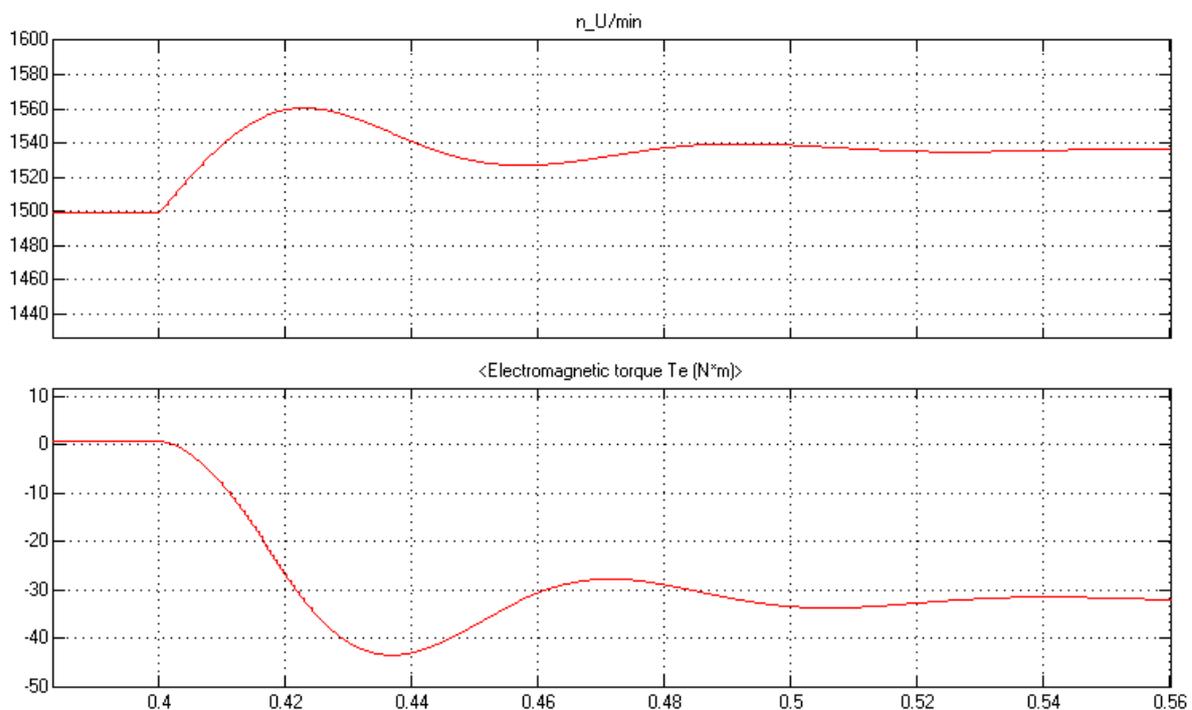


Abbildung 5.2: Drehzahl/ min^{-1} und inneres Drehmoment/Nm der ASM vom Leerlauf im Generatorbetrieb (erstes Konzept)

Wie aus der dargestellten Abbildung zu erkennen ist, erfolgt zum Zeitpunkt $t=0,4s$ an der Rotorwelle ein Nenndrehmomentsprung von $-32,9\text{Nm}$. Zunächst ändert sich die Drehzahl und erst dann wirkt sich

der Drehmomentsprung auf das innere Drehmoment der ASM ein. Es ist zusätzlich zu erkennen, dass die Drehzahl nicht den Nenndrehzahl des Generatorbetriebes von 1550 min^{-1} erreicht. Grund für diesen Unterschied kann der Wirkungsgrad, der in dem Modell nicht eingegeben werden kann oder falsche Datenblattangaben sein.

In der nächsten Abbildung werden die Phasenspannungen und -ströme analysiert.

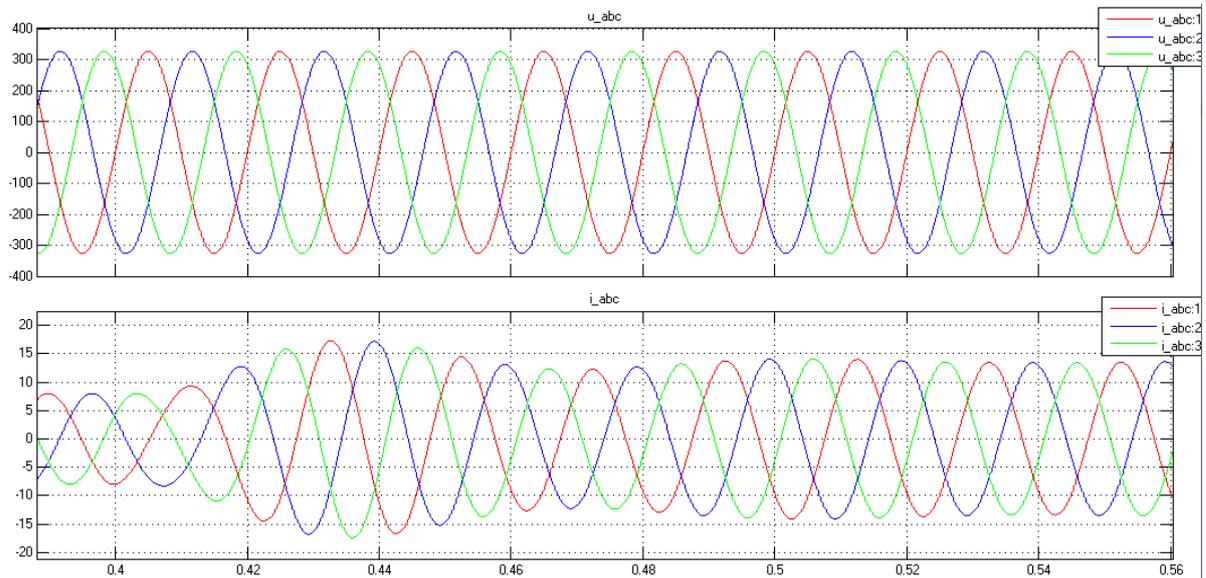


Abbildung 5.3: Phasenspannungen/V und -ströme/A vom Leerlauf in Generatorbetrieb (erstes Konzept)

Wie aus dieser Abbildung zu erkennen ist, eilt im Leerlauf die Spannung dem Strom um fast 90° Grad voraus. Das liegt daran, dass fast die komplette Netzspannung an der Hauptinduktivität liegt (s. Leerlaufversuch).

Im Generatorbetrieb wechselt der Winkel zwischen Spannung und Strom in dem Bereich von 90° - 180° Grad, sodass der Strom in Richtung Netz fließt.

In beiden Betriebsarten zieht die ASM induktive Blindleistung aus dem Netz, denn auch im Generatorbetrieb muss ständerseitig ein Feld aufgebaut werden. Deshalb nimmt die ASM mit direktem Netzanschluss immer weniger an Bedeutung, da sie stets induktive Blindleistung benötigt sowie einen eingeschränkten Drehzahlbetrieb besitzt.

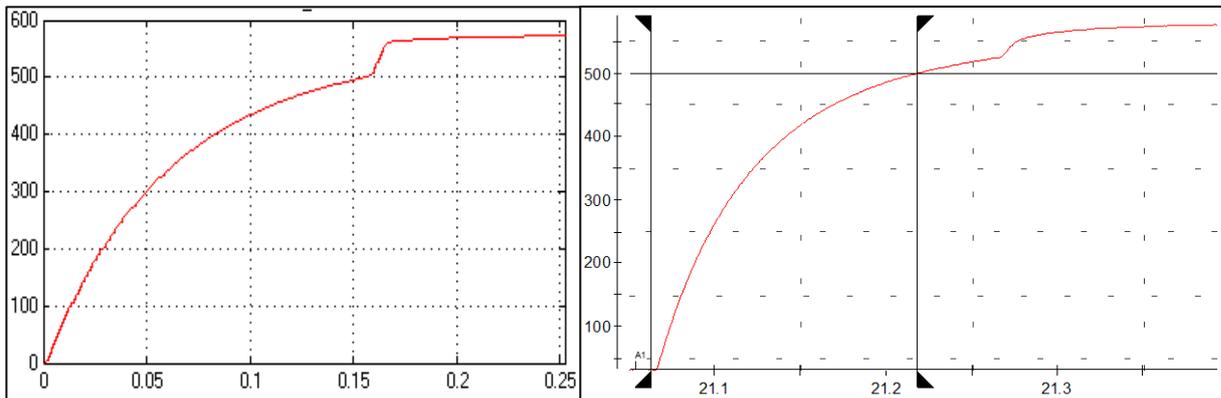
5.2 ASM mit Vollumrichter

Anders als das erste Konzept, bietet beim zweiten Konzept der Umrichter eine Trennung zwischen der ASM und dem Netz. Und in diesem Abschnitt werden die Vor- sowie Nachteile dieses Konzeptes deutlich.

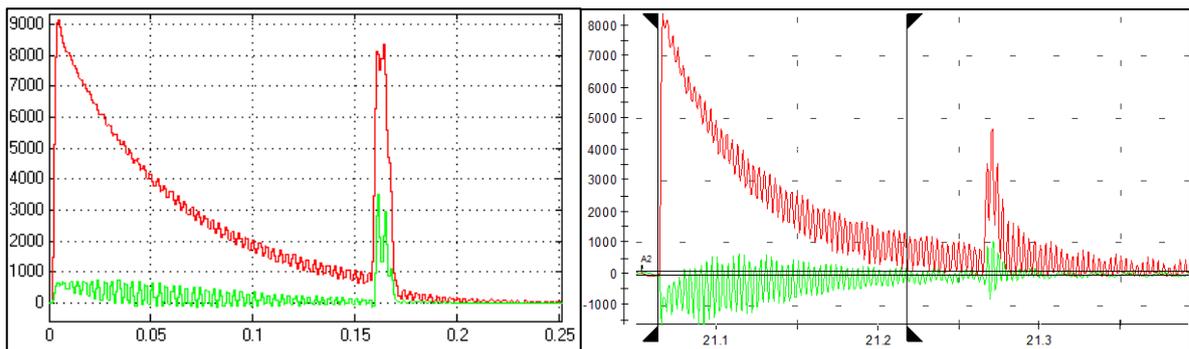
5.2.1 ZK-Aufladung

Zunächst wird die Aufladung von den ZK-Kondensatoren gezeigt. Die Regelung für den NWR wird – bis die ZK-Kondensatoren nicht aufgeladen sind – gesperrt. So fließt der Strom für die Aufladung lediglich über die Dioden des NWR's.

Im Folgenden werden die wesentlichen Größen, die entscheidend sind für die Aufladung, betrachtet.



a) ZKS/V – links: Simulation; rechts: Anlage



b) netzseitige Wirk- (rot/W) und Blindleistung (grün/var) – links: Simulation; rechts: Anlage

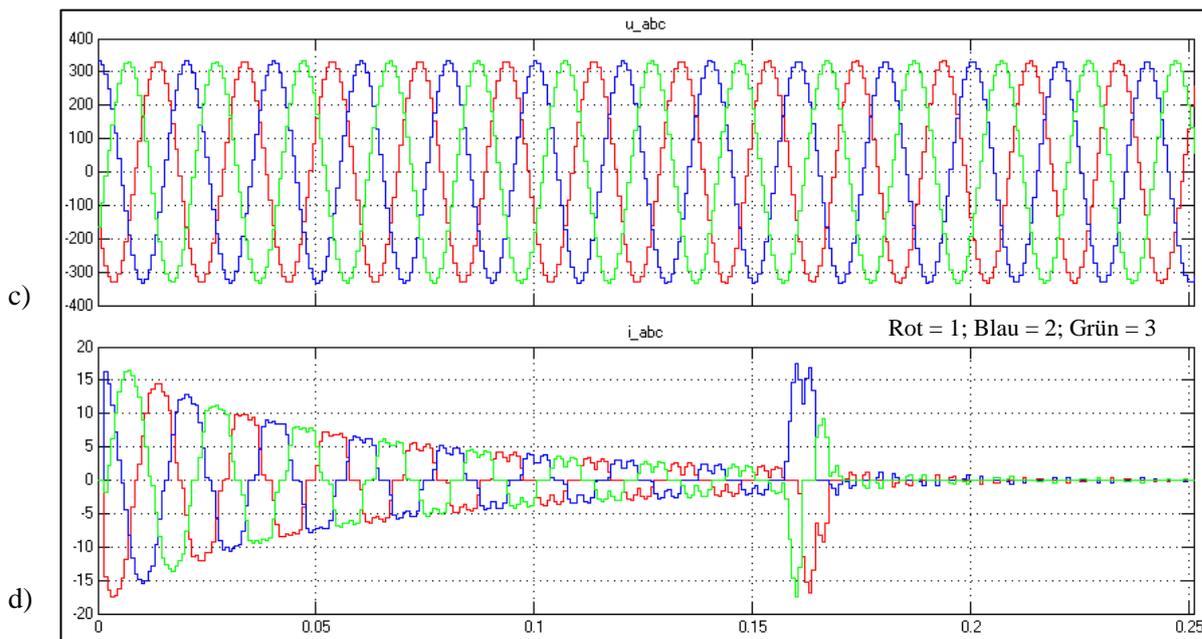


Abbildung 5.4: ZK-Aufladung: c) NWR-Strom/A; d) Netzspannung/V⁴⁹

Wie im Abschnitt 4.5 berechnet, fließt am Anfang der maximale Strom (Nennstrom – Spitzenwert: $11 \cdot \sqrt{2}$) über die Vorladewiderstände und wird mit zunehmender ZKS kleiner. Der Netzphasenstrom bekommt somit bei größerer ZKS zwei Pulsationen pro Halbwelle. Hintergrund hierfür ist, dass der Strom zwischen zwei Phasen fließt und aufgrund der höheren Spannungspotentiale zwischen zwei anderen Leitern wechselt in der Mitte einer Halbwelle eine Phase.

Wie aus den Messungen zu sehen ist, erreicht die ZKS den Wert 500V bei einer Zeit von ca. 160ms und diese Zeit entspricht den – unter dem Abschnitt 4.5 – berechneten Wert. Wenn die ZKS den Wert 500V erreicht, bekommt der Vorladeschütz das Signal zu schließen, aber da der Schütz einen Schließverzögerung hat, schließt der erst nach einer Zeit von ca. 46ms. Die Messungen c) und d) zeigen die Simulationsergebnisse, sodass selbst wenn bei einer ZKS von 500V der Vorladeschütz schließt, der Spitzenstrom nicht den Nennspitzenstrom überschreitet (vgl. auch *Abbildung A 33* im Anhang).

Die Wirkleistung ist entsprechend proportional zu dem fließenden Strom und da nur Wirkleistung ins ZK fließt, ist die Blindleistung näherungsweise Null.

⁴⁹ c) und d) sind Messungen aus der Simulation. Der Strom für die Anlage ist im Anhang (*Abbildung A 31*) zu sehen.

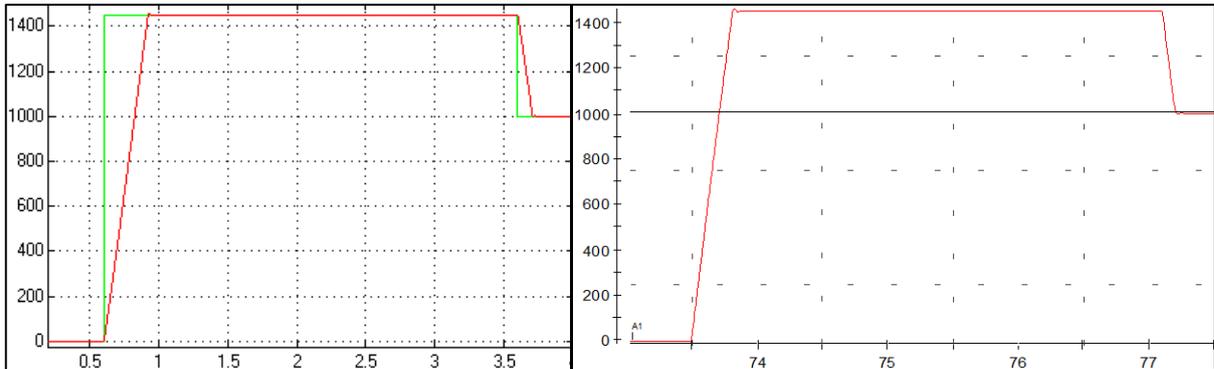
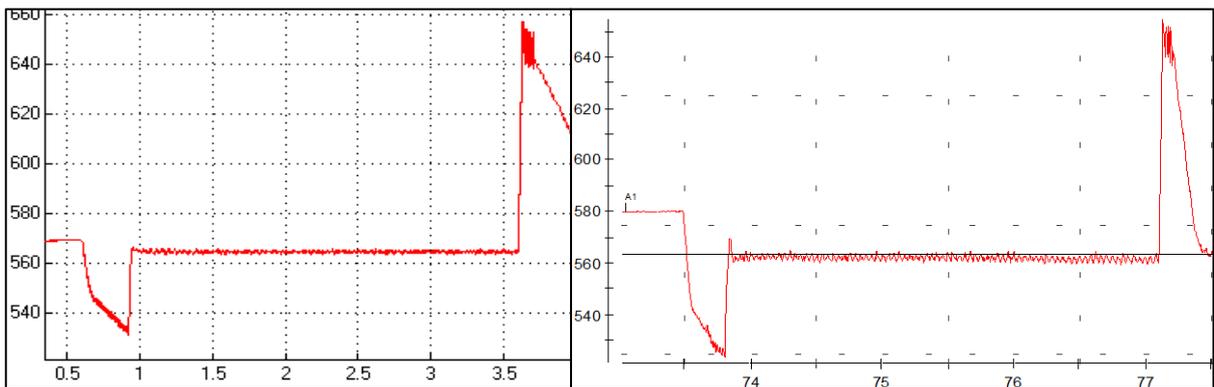
Anmerkung: Alle Messungen des zweiten Konzeptes sind mit den folgenden Einstellungen aufgezeichnet:

- Simulation: Simulationszeit=16µs; Stromregelkreise=384µs; überlagerte Regelkreise=768µs

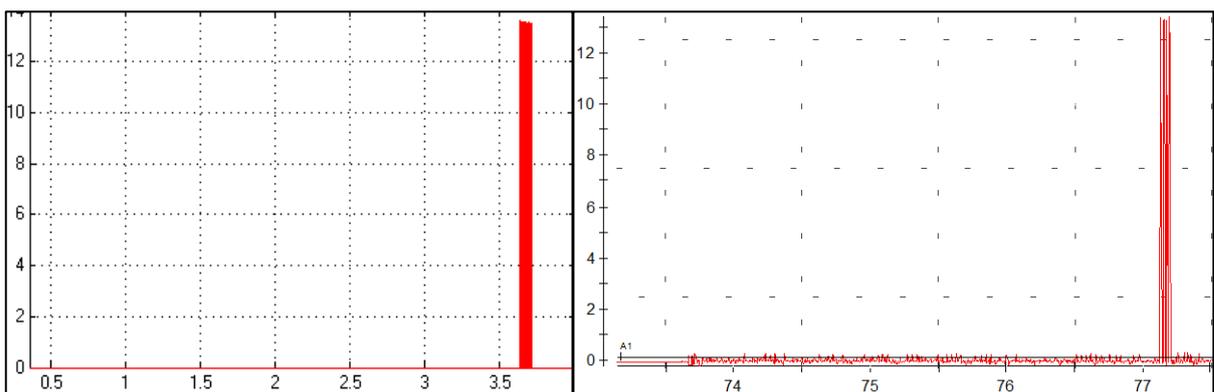
- Anlage: Simulationszeit= überlagerte Regelkreise=800µs; Stromregelkreise=400µs; PWM-Frequenz=5kHz±200µs

5.2.2 Test ohne NWR-Regelung

Das Ziel dieses Testes ist es, die unregelte ZKS in Abhängigkeit der Drehzahl, welche indirekt auch den Leistungsfluss angibt, zu betrachten. Dafür werden Drehzahlsprünge – in dem Fall $0-1450\text{min}^{-1}$ und $1450-1000\text{min}^{-1}$ – vorgegeben.

a) Drehzahl/ min^{-1} 

b) ZKS/V



c) Bremschopperstrom/A

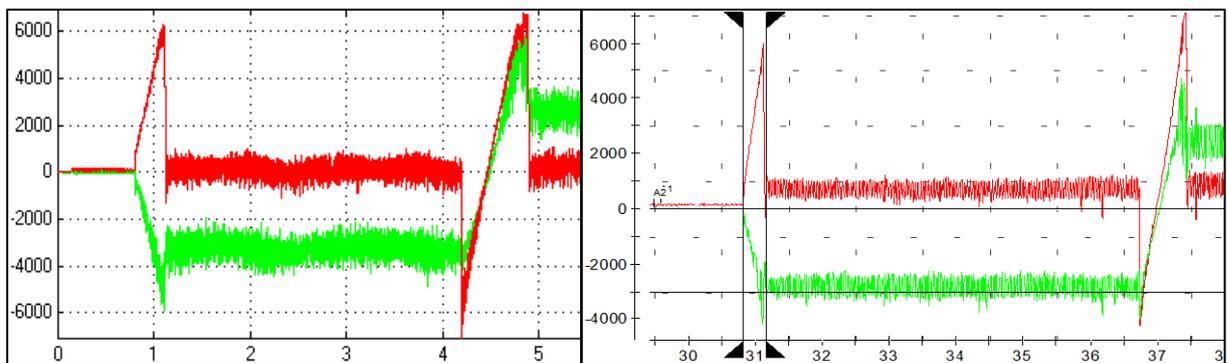
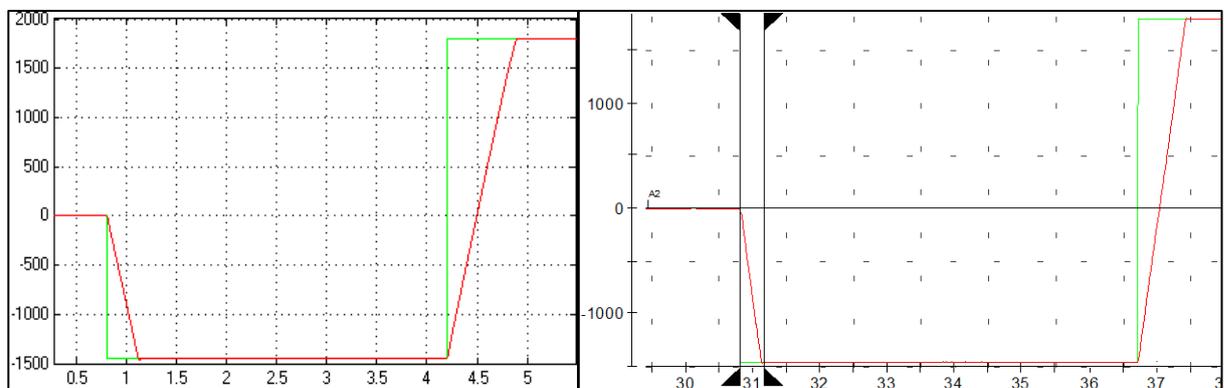
Abbildung 5.5: Test ohne NWR-Regelung ⁵⁰

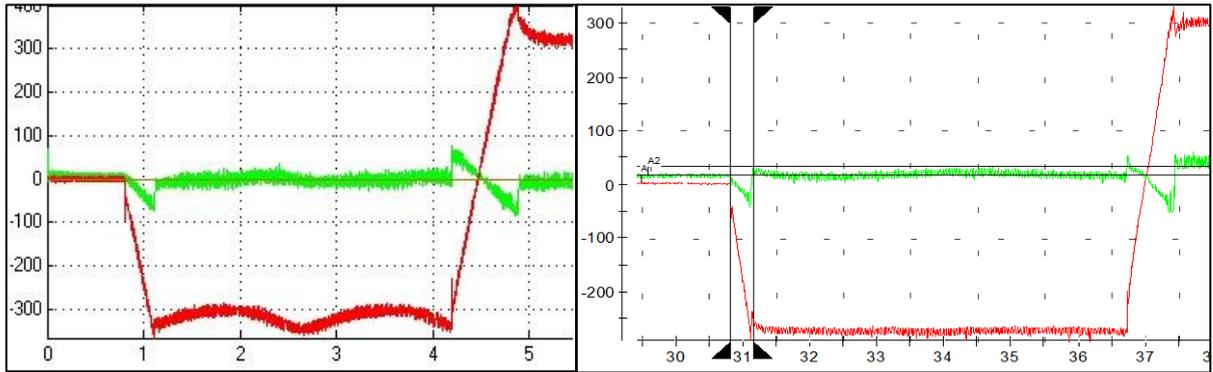
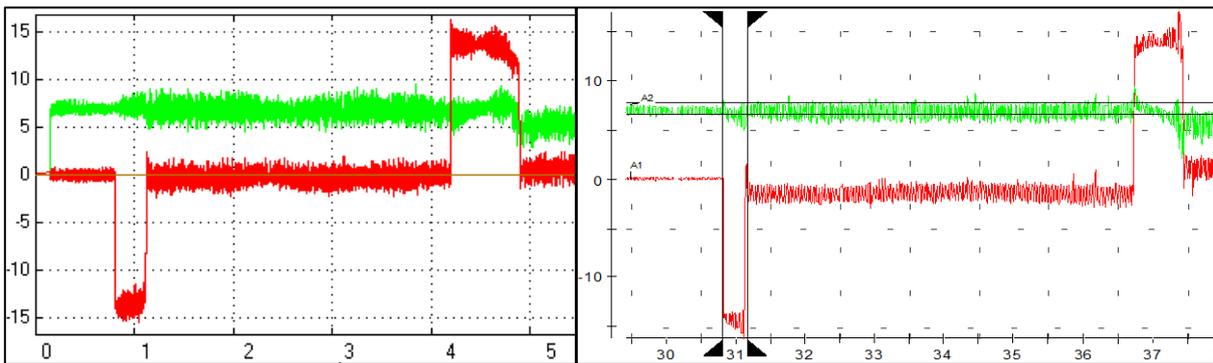
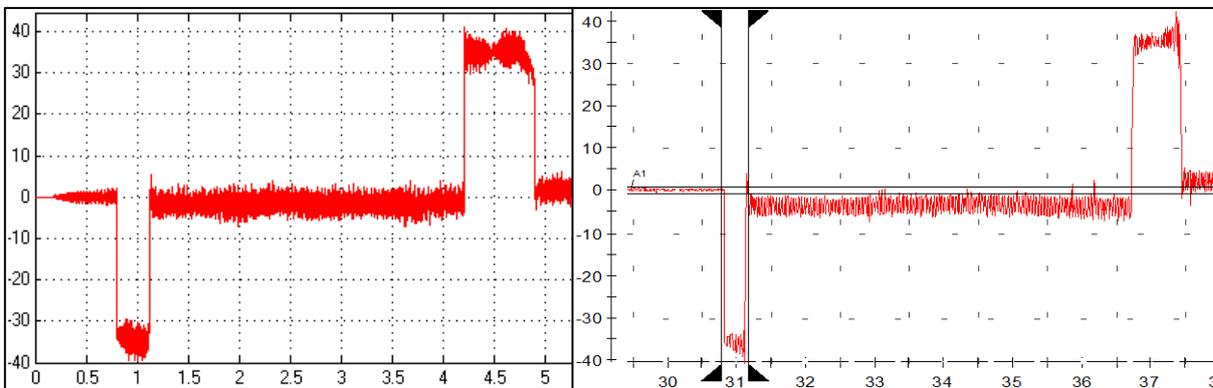
⁵⁰ links: Messungen aus der Simulation; rechts: Messungen aus der Anlage. Alle Messungen basieren auf dieselben Reglerparameter (Simulation und Anlage – s. Anhang *Tabelle A 6*, *Tabelle A 7*), sodass dies für alle nachkommenden Messungen in diesem und in Bezug auf diesen Kapitel der Fall ist. Des Weiteren werden die Messungen mit den errechneten Maschinenparametern – außer es wird explizit anders erwähnt – aufgenommen und dies gilt ebenso in diesem und in Bezug auf diesen Kapitel.

Wie aus den Messungen zu erkennen ist, wird in der Hochlaufphase ($n=0-1450\text{min}^{-1}$) Energie aus dem ZK entzogen und deshalb sinkt die ZKS. Bei dem Drehzahlsprung ($n=1450-1000\text{min}^{-1}$) arbeitet die ASM generatorisch und speist im ZK Energie, sodass die ZKS steigt und der Bremschopper zwischen einer ZKS ab 650-640V aktiv wird. Laut den Simulationsergebnissen beträgt der Bremschopperstrom über 13A und entspricht dem Strom, welcher mit der Gleichung (4.1) ermittelt ist.

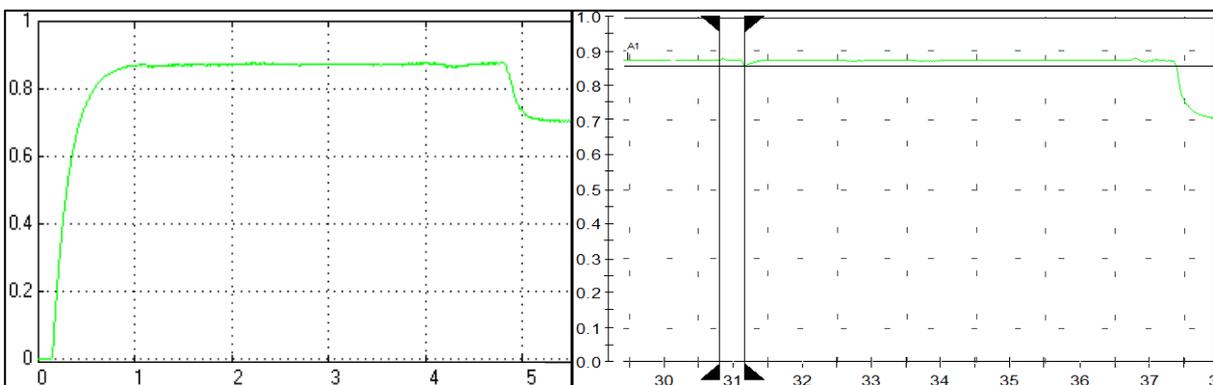
5.2.3 Test mit NWR-Regelung

Der Hintergrund für die nachkommenden Ergebnisse ist es, einmal das Führungsverhalten der ASM auf Drehzahlsollwertsprünge zu betrachten, als auch das Störgrößenverhalten der SOR mit und ohne Vorsteuerung zu vergleichen.

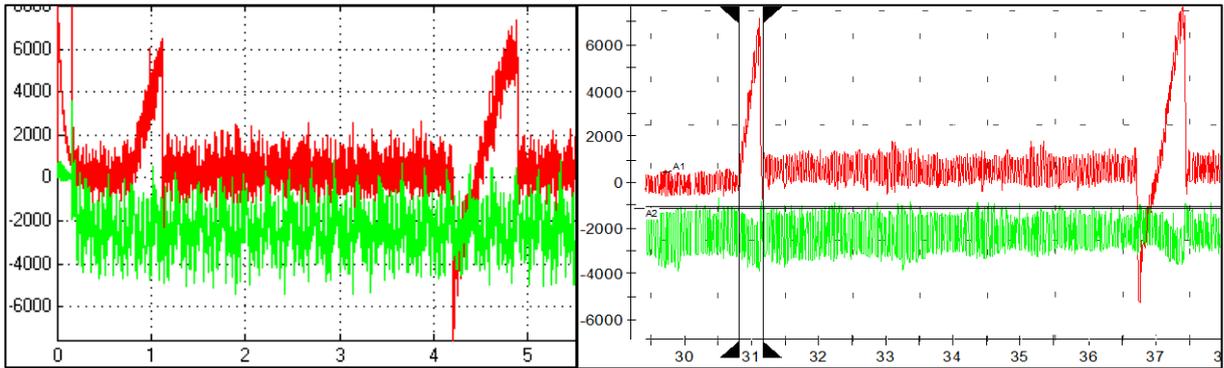
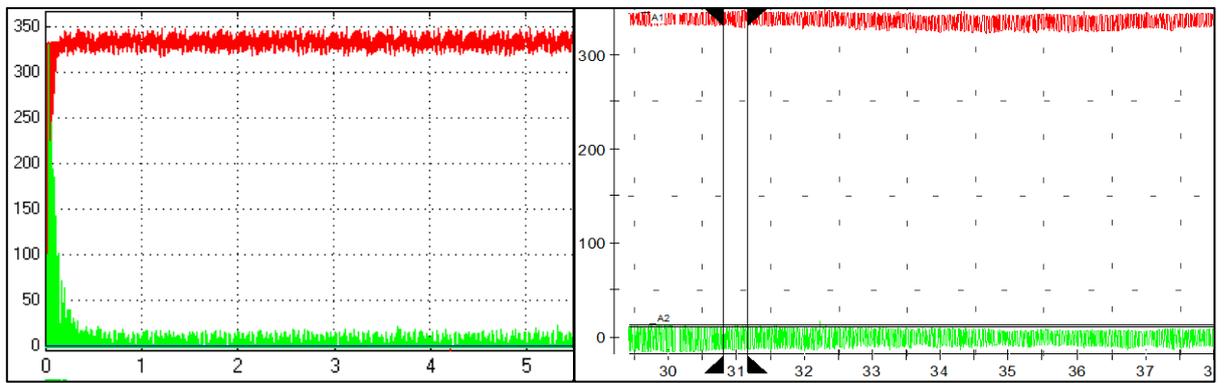
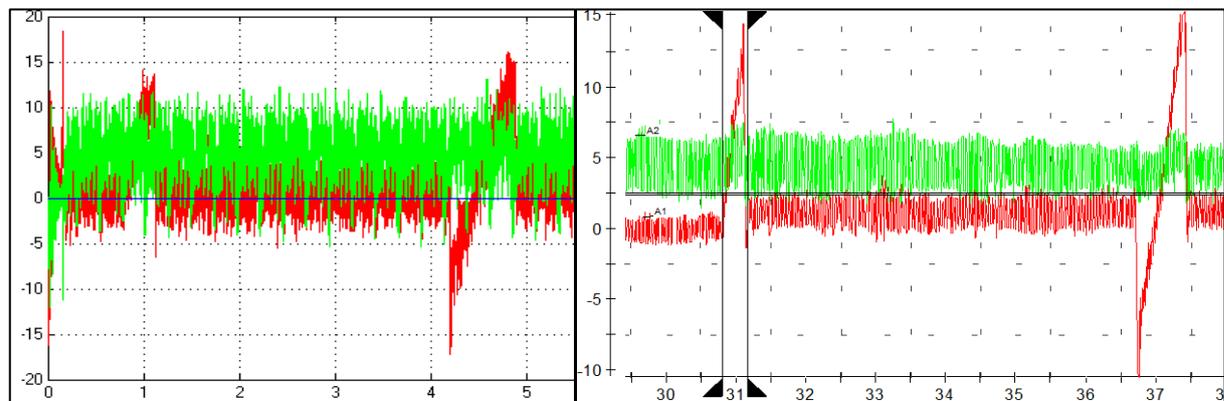
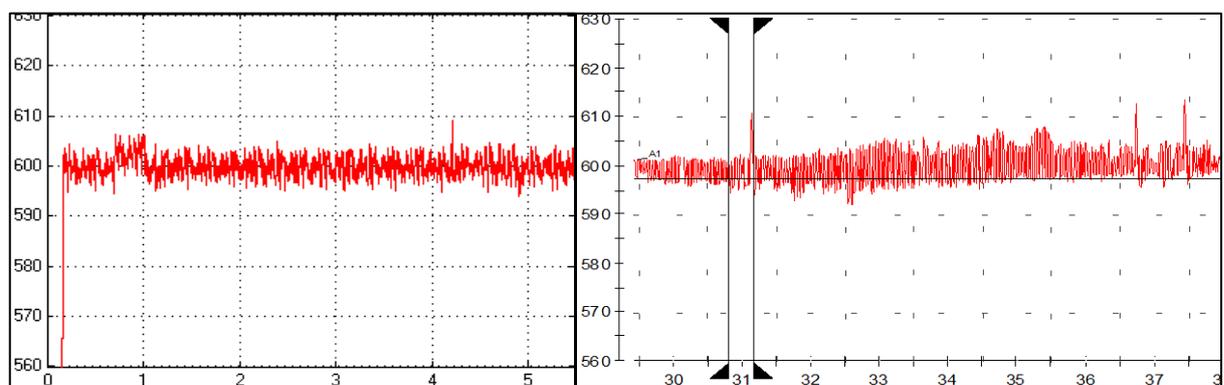


c) Maschinenseitige Sollspannungskomponenten u_{1d}^* (grün/V) und u_{1q}^* (rot/V)d) Maschinenseitige Stromkomponenten i_{1d} (grün/A) und i_{1q} (rot/A)

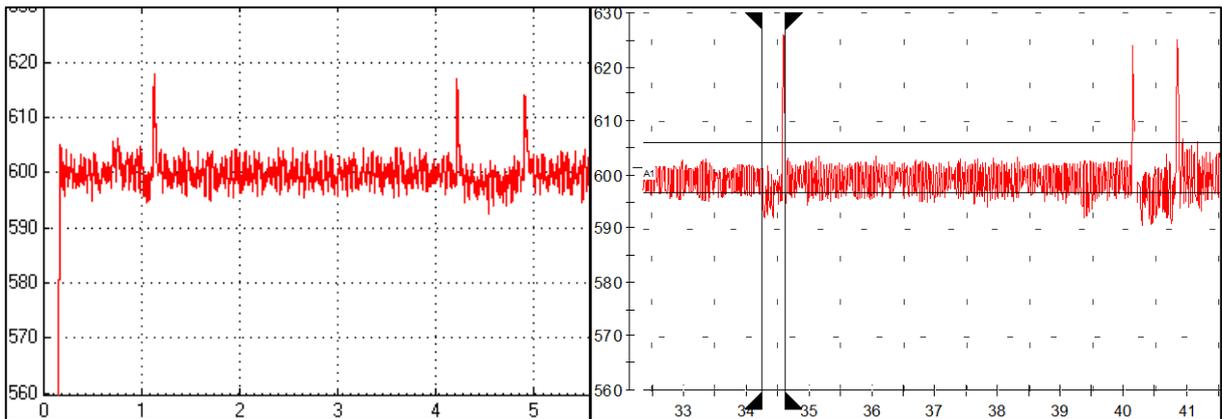
e) Drehmoment/Nm



f) Rotorfluss/Vs

g) Netzseitige Wirk- (rot/W) und Blindleistung (grün/var) → Vorgabe: $\cos(\varphi)=0,95$ h) Netzseitige Spannungskomponenten u_{Nd} (rot/V) und u_{Nq} (grün/V)i) Netzseitige Stromkomponenten i_{Nd} (rot/A) und i_{Nq} (grün/A)

j) ZKS/V mit Vorsteuerung



k) ZKS/V ohne Vorsteuerung

Abbildung 5.6: Test mit NWR-Regelung ⁵¹

Wie aus den Ergebnissen zu erkennen ist, wird in der Anfangsphase ein negativer Drehzahlprung von -1450 min^{-1} vorgegeben. Die Hochlaufzeitkonstante ergibt mit den Messungen aus der Anlage $0,35\text{s}$ und aus der Simulation $0,34\text{s}$, sodass diese mit der Errechneten (s. Gleichung (5.1)) näherungsweise übereinstimmen.

Die Beziehungen zwischen der Stromkomponente i_{1q} und dem Drehmoment sowie der Stromkomponente i_{1d} und dem Rotorfluss werden aus den Ergebnissen deutlich. So sind – wie die Theorie besagt – das Drehmoment zu i_{1q} und der Rotorfluss mit der Rotorzeitkonstante zu i_{1d} proportional. Die Rotorzeitkonstante ist hier nur bei der Simulation erfasst und beträgt ca. $0,177\text{s}$, sodass diese dem errechneten Zeitkonstante entspricht (s. *Tabelle 4.5*).⁵² Zusätzlich ist zu erkennen, dass der Rotorfluss bei höheren Drehzahlen ($n > 1450 \text{ min}^{-1}$) abgeschwächt wird (Feldschwächung). Die anderen berechneten Werte (Stromkomponenten, Drehmoment und Rotorfluss) aus der *Tabelle 4.5* entsprechen ebenfalls den Messergebnissen. Im Anhang unter der *Abbildung A 36* ist zusätzlich das innere Drehmoment mit den gemessenen Maschinenparametern dargestellt. Dort lässt sich noch einmal – wie die *Tabelle 4.5* angibt – bestätigen, dass das innere Drehmoment kleiner als bei den Ergebnissen mit den gemessenen Maschinenparametern ist.

Allgemein kann die Wirk- und Blindleistung aus dem Raumzeigerkomponenten bestimmt werden (abgeleitet aus der Gleichung (3.48) und gilt unabhängig davon in welchem KOS sich der Raumzeiger befindet).

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{3}{2} \cdot \text{Re} \underline{u} \cdot \underline{i}^* = \frac{3}{2} \cdot u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \text{Im} \underline{u} \cdot \underline{i}^* = \frac{3}{2} \cdot -u_d \cdot i_q + u_q \cdot i_d
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

⁵¹ links: Simulationsergebnisse (maschinenseitig ist eine höhere Sollspannung (Faktor 1,2) zugelassen worden); rechts: Anlagenergebnisse (maschinenseitig ist der Normierungsfaktor auf 0,45 (entspricht Faktor 1,28) gewählt, sodass ebenfalls eine höhere Sollspannung erlaubt wurde).

⁵² Vgl. die gemessene Rotorzeitkonstante an der Anlage im Anhang (*Abbildung A 35*).

Demnach und aus den Messergebnissen ergibt, dass wenn die ASM im motorischen Betrieb läuft, eine positive Wirkleistung zu messen ist und im Generatorbetrieb entsprechend umgekehrt, denn hierfür ist hauptsächlich das Produkt von u_q und i_q verantwortlich (s. Messungen *c*) und *d*)).

Die Blindleistung der ASM ist hauptsächlich von der Spannungskomponente u_q verantwortlich, da die Stromkomponente i_d konstant verläuft. So folgt die Schlussfolgerung für die Leistungen der ASM:

- positive Wirkleistung: Motorbetrieb (unabhängig von der Drehzahlrichtung)
- negative Wirkleistung: Generatorbetrieb (unabhängig von der Drehzahlrichtung)
- positive Drehzahlrichtung/Blindleistung: induktive Blindleistungsaufnahme (unabhängig von der Betriebsart)
- negative Drehzahlrichtung/Blindleistung: induktive Blindleistungsaufnahme (unabhängig von der Betriebsart)

Jeder Wirkleistungssprung der ASM hat einen großen Einfluss auf die ZKS. So kann an diesem Zeitpunkte die ZKS mit und ohne Vorsteuerung betrachtet werden. Aus den Ergebnissen ist zu erkennen, dass das Verhalten der ZKS mit Vorsteuerung um mindestens 50% besser als ohne Vorsteuerung ist (vgl. Messungen *j*) und *k*)).

Die netzseitige Wirkleistung ist entsprechend abhängig von der Wirkleistung der ASM. Für die netzseitige Wirkstromkomponente i_{Nd} gilt dasselbe, denn sie steuert in Abhängigkeit der ZKS die netzseitige Wirkleistung und ist proportional zu ihr (vgl. Messungen *b*), *i*) und *g*)).

Die Reglerfreigabe in der Simulation für den NWR erfolgt nachdem die ZKS aufgeladen ist und bis dahin kann Mithilfe von der Phasenregelschleife der Netzwinkel bestimmt werden. Deshalb schwanken bis zu diesem Zeitpunkt die netzseitigen Größen, wie beispielsweise die netzseitigen Spannungskomponenten und sind wie die Theorie besagt: $u_q=0$ und u_d = einphasige Netzspitzenspannung (Messung *h*)).

Es ist hierbei zu beachten, dass von Anfang an induktive Blindleistungsabgabe mit $\cos(\varphi)=0,95$ eingestellt ist. So ist die netzseitige Stromkomponente i_{Nq} positiv und beträgt rechnerisch 4,86A, sodass dies messtechnisch bestätigt werden kann. Die Messungen *g*) und *i*) zeigen, dass die netzseitige Blindleistung nur abhängig von der netzseitigen Blindstromkomponente ist und beträgt rechnerisch als auch messtechnisch ca. -2400var. Die Proportionalität zwischen der netzseitigen Blindleistung und der Blindstromkomponente ist aufgrund der Gleichung $q = -3/2(u_d \cdot i_q)$ stets mit umgekehrten Vorzeichen gegeben. Das bedeutet, dass die induktive Blindleistung unabhängig von dem Wirkleistungsaustausch zwischen Netz und Maschine dem Netz zur Verfügung gestellt werden kann.⁵³

⁵³ Wenn positives Vorzeichen bei den Leistungskomponenten vorhanden ist, bedeutet dies Leistungsaufnahme und für Leistungsabgabe entsprechend mit umgekehrten Vorzeichen.

Die Eigenschaft – stets induktive Blindleistung ins Netz zu speisen – ist insbesondere bei den WEA erwünscht, da die Wirkleistung – wenn keine Windenergie gegeben ist - ausfällt. Dies stellt ein Vorteil zu dem ersten Konzept dar. Hat aber den Nachteil, dass durch den Wirkungsgrad des Umrichters Energie verloren geht.

Im Nachfolgenden wird erklärt, weshalb eine höhere maschinenseitige Ausgangssollspannung zugelassen worden ist.

Simulation:⁵⁴

Wenn die Sollspannung unterhalb von dem Faktor 1,2 des Spannungsspitzenwertes begrenzt wird, kann die benötigte Ausgangsspannung nicht modelliert werden, sodass das Drehmoment ab der Nenndrehzahl nicht mit der Sollhöhe den Rotor beschleunigen kann (s. Anhang *Abbildung A 37*). Gründe hierfür sind:

- der Rotorfluss wird erst, nachdem die Drehzahl einen höheren Drehzahlwert erreicht, reduziert
- um aber auf eine höhere Drehzahl zu kommen, wird auch eine höhere Spannung benötigt
- und da die Spannung begrenzt wird, wirkt sich das auf dem Strom und somit auf das Drehmoment aus

Anders ist das bei dem Block *SVPWM Generator (2-Level)*, welcher mehr Spannung modellieren kann, selbst wenn die Sollspannung auf dem Spannungsspitzenwert (Faktor 1) begrenzt wird (s. Anhang *Abbildung A 38*).

Anlage:

Im Nachfolgenden werden zwei Beobachtungen aufgelistet, die in dieser Arbeit – aufgrund des Zeitmangels – nicht untersucht werden konnten und der Grund für die Erhöhung der Sollspannungen sind.

- Die ASM benötigt ab der Feldschwächung mehr Spannung (unabhängig davon, ab welcher Drehzahl die Feldschwächung beginnt)
- Mit steigender Drehmomentbelastung an der ASM sinkt – ab der Nenndrehzahl – die benötigte Spannung für die ASM (s. nächste Abbildung)

⁵⁴ Die Simulationsergebnisse sind mit dem Block PWM Generator (2-Level) simuliert. Vor diesem ist der Block Overmodulation als Min-Max-Übermodulationsverfahren geschaltet.

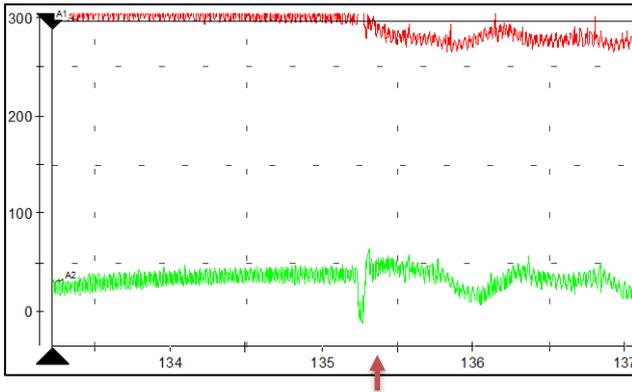


Abbildung 5.7: Maschinenseitige Sollspannungskomponenten u_{1d} (grün/V) und u_{1q} (rot/V) bei einem Belastungsdrehmomentsprung von 10Nm (wobei $n=1800 \text{ min}^{-1}$ ist)⁵⁵

5.2.4 Störgrößenverhalten der FOR

Im Folgenden wird betrachtet, wie die Drehzahl auf einen Belastungsdrehmomentsprung reagiert.

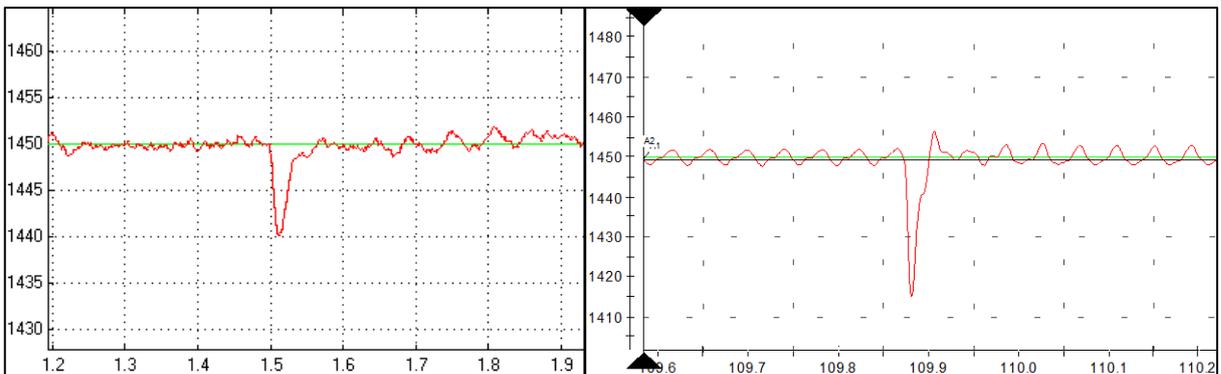


Abbildung 5.8: Störgrößenverhalten der FOR⁵⁶

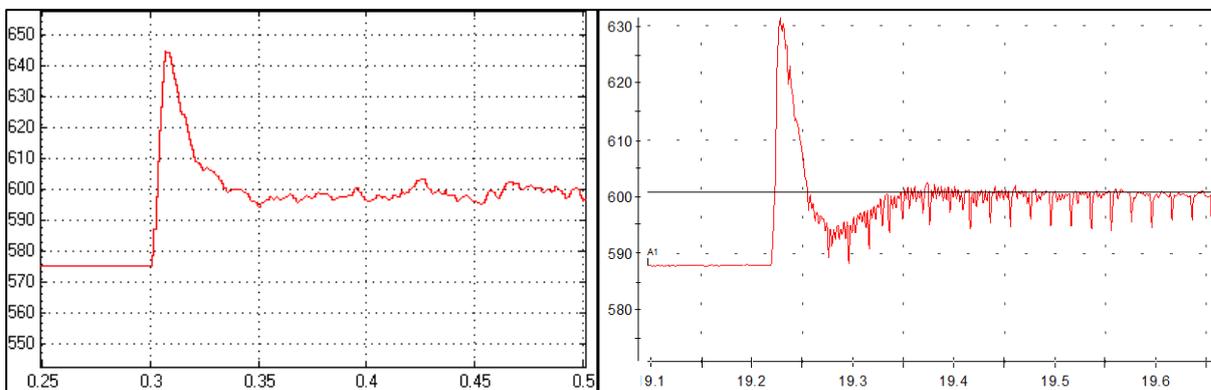
Es lässt sich erkennen, dass in der Simulation schneller die Störgröße von 10Nm kompensiert werden kann als in der Anlage. Grund hierfür kann die in Abschnitt 4.2 beschriebene Problematik sein, denn durch die nicht starre Kupplung erfährt die ASM den Drehmomentsprung erst später und dadurch ist auch die Reaktion der FOR langsamer.

⁵⁵ Vergleiche hierzu auch die Sollspannungskomponenten im Anhang (Abbildung A 39) bei dem gleichen Belastungsdrehmomentsprung und einer Drehzahl von $n=1450 \text{ min}^{-1}$. Dort kann eine Absenkung der Spannung nicht festgestellt werden.

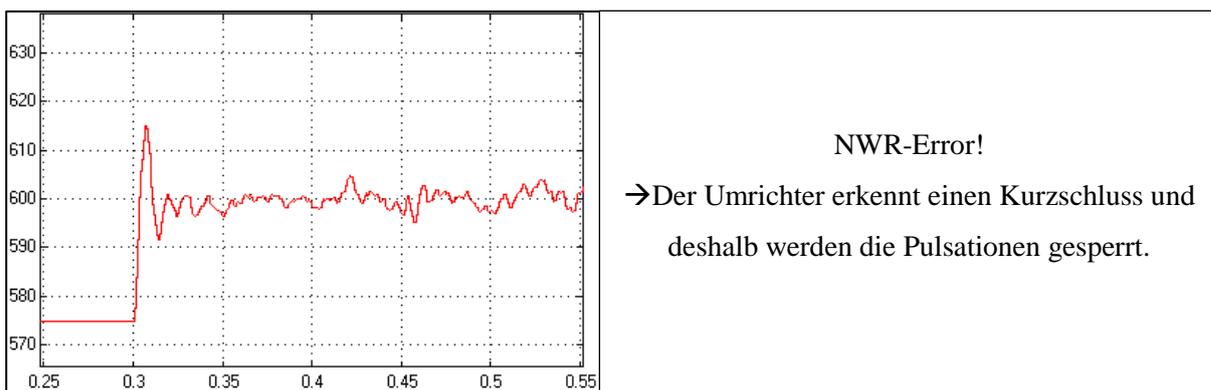
⁵⁶ links: Simulation; rechts: Anlage

5.2.5 Winkelkorrektur und Normierung

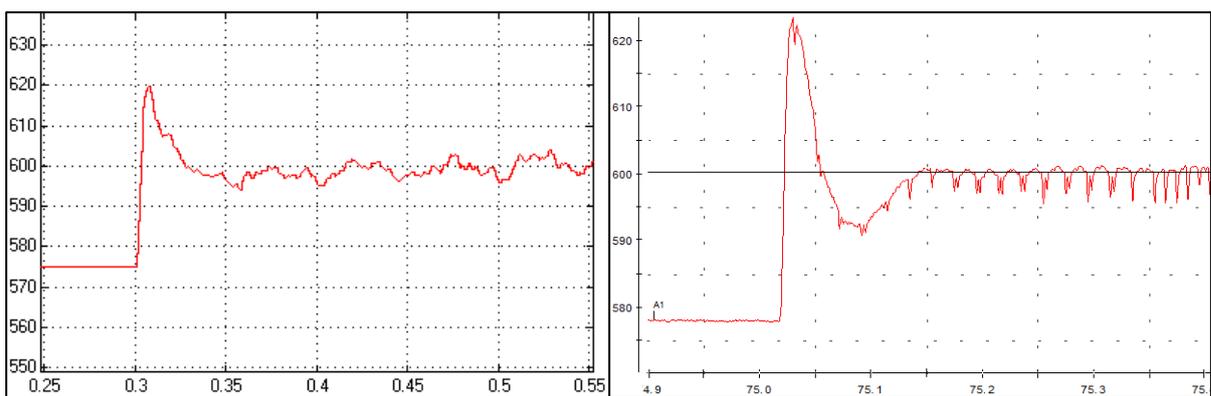
In diesem Unterabschnitt wird das Einschaltverhalten von den NWR-Regelung betrachtet und es werden Vergleiche zwischen mit bzw. ohne Winkelkorrektur als auch zwei unterschiedliche Normierungsfaktoren für die Spannungssollgrößen gegenübergestellt.⁵⁷



a) ZKS/V; Ohne Winkelkorrektur; Normierungsfaktor: $1/\sqrt{3}$

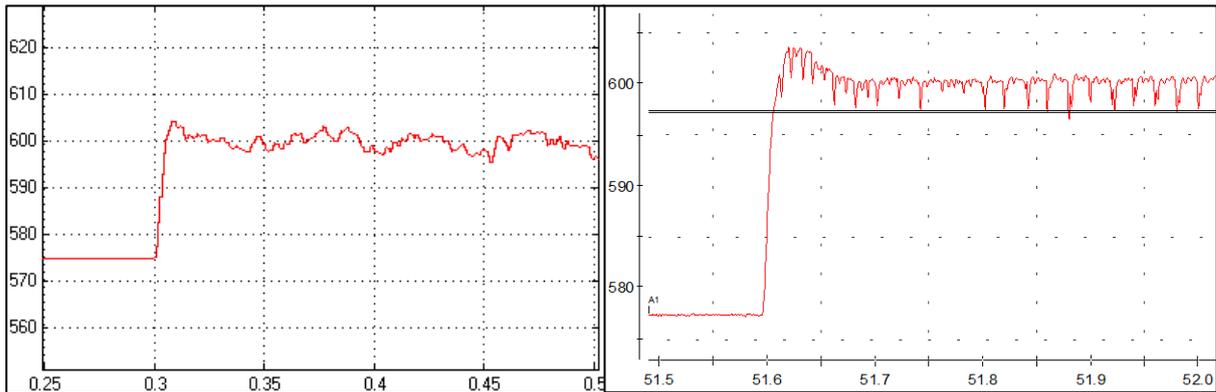


b) ZKS/V; Ohne Winkelkorrektur; Normierungsfaktor: 0,5



c) ZKS/V; Mit Winkelkorrektur; Normierungsfaktor: $1/\sqrt{3}$

⁵⁷ Verständnis über den Normierungsfaktor kann im Anhang (Abbildung A 26) gefunden werden.



d) ZKS/V; Mit Winkelkorrektur; Normierungsfaktor: 0,5

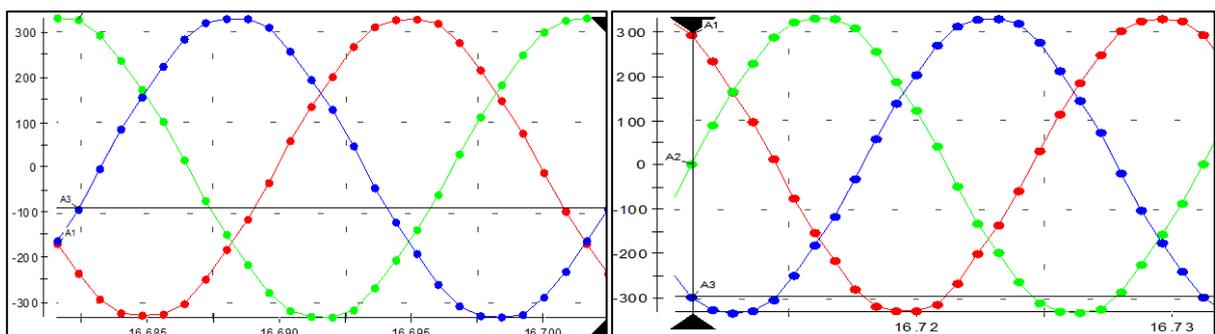
Abbildung 5.9: Einschaltverhalten der SOR

Wie aus den Messungen zu erkennen ist, hat die Winkelkorrektur als auch der Normierungsfaktor einen Einfluss auf das Einschaltverhalten. Es kann gesagt werden, dass durch die Winkelkorrektur als auch durch den Normierungsfaktor von 0,5 das Einschaltverhalten sich verbessert. Es ist zusätzlich zu erkennen, dass ein Fehler bei der Messung *b)* und nicht bei *a)* auftritt. Der Grund hierfür liegt nicht nur an der Phasenverzögerung sondern auch an dem Normierungsfaktor, welcher eine höhere Ausgangsspannung am NWR zulässt, sodass die Abweichung von Ist- zu Sollspannung größer wird und der NWR einen Fehler meldet.

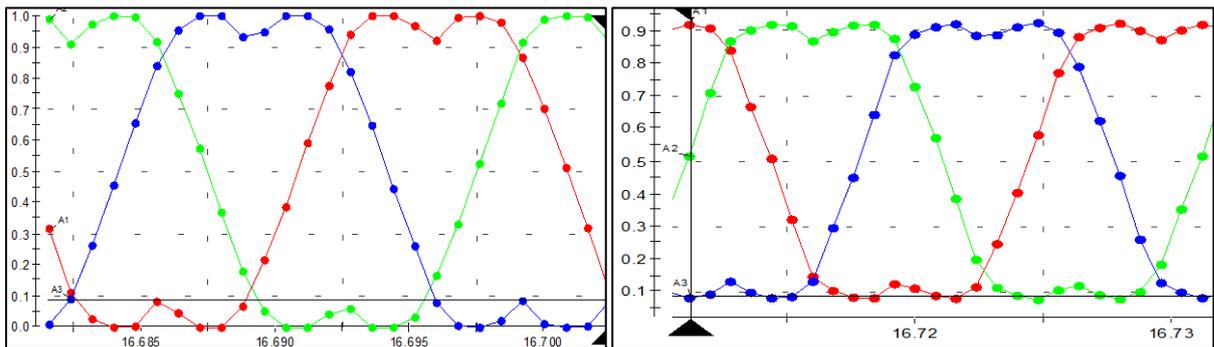
Der Normierungsfaktor von 0,5 hat jedoch bei den Messungen mit der Winkelkorrektur ein besseres Einschaltverhalten, denn dadurch wird mehr Ausgangsspannung am NWR ausgegeben und der Stromfluss kann besser kontrolliert werden.

Der Hintergrund für das bessere Einschaltverhalten mit der Winkelkorrektur ist, dass die Stromreglerintegratoren eine gewisse Zeit benötigen, bis sie die Phasenverzögerung kompensieren.

Um die Phasenverzögerung zu verstehen werden in der nächsten Abbildung die netzseitigen Istspannungen und die Duty Cycle's – wenn der NWR ausgeschaltet ist – betrachtet.



a) Netzseitige Spannungen/V



b) Sollspannungen für den NWR/normiert als Duty Cycle's

Abbildung 5.10: Phasenverzögerung zwischen mit (rechts) und ohne Winkelkorrektur (links)

Bei den Messungen ohne Winkelkorrektur ist eine Phasenverschiebung zwischen Ist- und Sollspannungen zu erkennen. Und da die Phasenverzögerung mit der Winkelkorrektur kompensiert wird, verbessert sich das Einschaltverhalten des NWR's.

5.3 Drehmomentwelligkeit der ASM

Um die Drehmomentwelligkeit besser zu erkennen, wird die Drehzahl als auch das Drehmoment bei 50min^{-1} betrachtet.

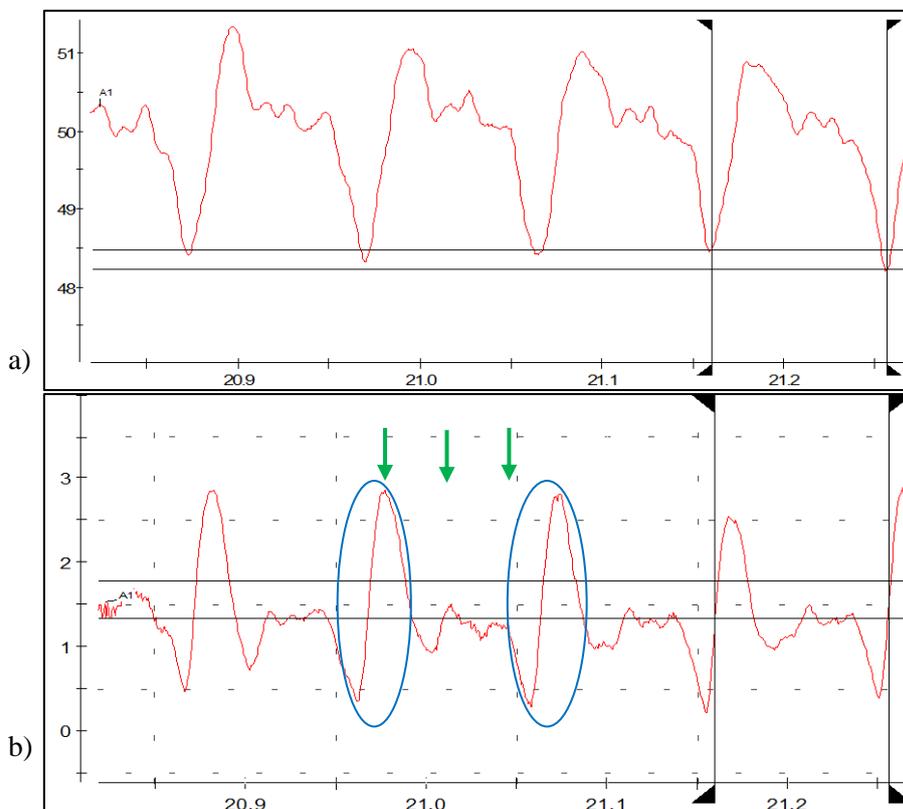


Abbildung 5.11: Einfluss der Drehmomentwelligkeit auf die Drehzahl bei $n=50\text{min}^{-1}$: a) Drehzahl/ min^{-1} ; b) Drehmoment/ Nm

Wie zu erkennen ist, hat die Drehmomentwelligkeit einen Einfluss auf die Drehzahl. Somit haben das Drehmoment als auch die Umdrehungsfrequenz – bei einem Drehzahlsollwert von 50min^{-1} – eine periodische Frequenz von:

$$f_{\text{Welligkeit}} (\text{min}^{-1}) = \frac{1}{T} \cdot 60 \frac{\text{s}}{\text{min}} = \frac{1}{0,097\text{s}} \cdot 60 \frac{\text{s}}{\text{min}} = 619 \frac{1}{\text{min}} \quad (5.3)$$

Die berechnete Frequenz ist ca. um den Faktor 12 höher als die Umdrehungsfrequenz.

Um dieses Phänomen zu erklären, wird die Grundauführung der ASM betrachtet (s. Anhang *Abbildung A 6*). Daraus ist zu erkennen, dass die im Labor verwendete ASM gerade Nuten im Rotor als auch im Stator aufweist. Wie in dem Abschnitt 2.2 erwähnt, entstehen Drehmomentpulsationen, wenn gerade Nuten im Rotor und Stator enthalten sind. Die dort aufgeführte Gleichung (2.1) kann bei ASM nicht ohne weiteres angewandt werden. Die Abbildungen im Anhang (*Abbildung A 7*, *Abbildung A 8*) zeigen, wie die Ständerwicklungen angeordnet sind und da die Lochzahl $q = N_1 / (2 \cdot p \cdot m)$ ⁵⁸ = 3 ist (drei Ständernuten pro Pol und Spulengruppe), wird die Gleichung (2.1) durch 3 dividiert.

$$n_p = \frac{2pN_1}{ggT[N_1, 2p] \cdot q} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 36}{4 \cdot 3} = 12$$

Die berechnete Periodenanzahl entspricht dem Faktor, welcher messtechnisch erfasst ist. Dies bedeutet, dass pro Polwechsel (in einer Umdrehung: $2 \cdot p \cdot m = 2 \cdot 2 \cdot 3 = 12$ Pole) eine Drehmomentpulsation (in der vorherigen Abbildung blau eingekreist) entsteht. Zusätzlich ist in der *Abbildung 5.11* zu erkennen, dass pro Drehmomentwelligkeitsperiode 3 Drehmomentrippeln ergeben, die mit der ursprünglichen Gleichung (2.1) beschrieben werden können und besagen, dass auch pro Ständernut dieser Effekt existiert.

Mit zunehmenden Umdrehungsfrequenz sinkt die Drehmomentwelligkeit, denn die Überquerung eines Pols schneller als bei kleineren Drehzahlen geschieht.

Da die Drehzahl aus dem Integral vom Drehmoment entsteht sowie das Drehmoment bei höheren Umdrehungsfrequenzen kleiner von der Amplitude als auch von der Frequenz wird, verschwindet ab 1000min^{-1} der Einfluss von der Drehmomentwelligkeit auf die Drehzahl. In der nächsten Abbildung wird bei einer Drehzahl von 1500min^{-1} dieser Einfluss betrachtet.

⁵⁸ m=Strangzahl=3

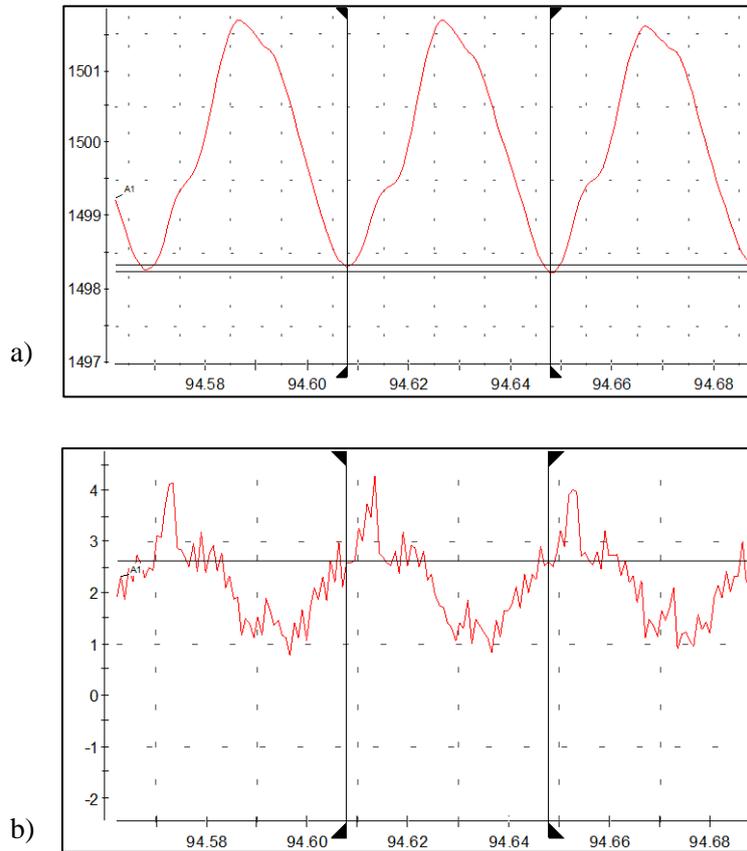


Abbildung 5.12: Einfluss der Drehmomentwelligkeit auf die Drehzahl bei $n=1500 \text{ min}^{-1}$: a) Drehzahl/ min^{-1} ; b) Drehmoment/ Nm

Aus dieser Abbildung ist erkennbar, dass die Drehzahl nur eine Störung, die – wie im Abschnitt 4.2 gezeigt – pro Umdrehung entsteht, besitzt. Das Drehmoment schwankt entsprechend – aufgrund der Abhängigkeit – mit und die Drehmomentwelligkeit (die kleinen rippeln über der großen Schwingung) kann bei den höheren Drehzahlen nicht mehr genau identifiziert werden.

6 Fazit und Ausblick

Dieser Arbeit hat sich insbesondere mit der Frage befasst, wie der Umrichter geregelt werden muss, damit ein Energieaustausch zwischen der elektrischen Maschine und dem Netz – unter Einhaltung von allen Nenndaten – stattfinden kann. Um diese Frage zu beantworten, mussten zunächst die Schnittstellen zu dem APMC-System geschaffen und die vorhandene Regelung hierfür portiert werden. Bei den Schnittstellen wurden mehrere Lösungskonzepte gegenübergestellt und diejenige konkretisiert, die den kleinsten Aufwand und die geringsten Kosten verursacht hat. Des Weiteren – da das Drehzahlgebersignal pro Umdrehungsfrequenz eine Schwingung aufwies – wurde für den Drehzahlgeber – aufgrund eines gedachten Fehlers an der starren Kupplung zwischen der Rotorwelle der ASM und dem Drehzahlgeber – die mechanische Kupplung durch eine flexible Metallbalgkupplung ersetzt und die Halterung durch eine starre mechanische Konstruktion verbessert. Ein weiterer wichtiger Schritt ist die Fehlerbehebung an der Adapter-Platine gewesen, denn immer wenn der Bremschopper vorher aktiv war, haben – aufgrund eines Kontaktfehlers am Gatewiderstand für den oberen IGBT – beide IGBTs geschaltet und einen Kurzschluss verursacht, welcher die Ursache für die Zerstörung eines IGBT-Moduls sowie Treibers gewesen ist. Zusätzlich wurden der Bremswiderstandswert, der Sicherungsautomat sowie die Vorladewiderstände neu dimensioniert und eingestellt bzw. eingebaut. Darüber hinaus sind mittels dem Kurzschluss- und Leerlaufversuches die Maschinenparameter als auch mit den Trafodaten die netzseitigen Größen identifiziert worden.

Um die vorhandene Regelung auf die Nenndaten zu optimieren wurde die ASM mathematisch beschrieben und die FOR neu entworfen. Es hat sich bei der FOR gezeigt, dass durch die Orientierung auf dem Rotorflusszeiger die mathematischen Gleichungen vereinfachen und die Wechselgrößen zu Gleichgrößen übergehen, sodass die ASM wie eine Gleichstrommaschine betrachtet werden kann. Es hat sich zusätzlich ergeben, dass wenn die Abtastzeit der Regelung klein genug gewählt wird, die Reglerparameter Zeitkontinuierlich entworfen und anschließend diskretisiert werden können. Deshalb konnten die herkömmlichen Einstellregeln für die Reglerparameter angewandt werden. So konnte das Wissen für die SOR angewandt und die Reglerparameter mit analogen Beziehungen entworfen werden.

Da die Implementierung der FOR bereits enthalten gewesen ist, konnte diese Implementierung für die entworfene FOR und SOR übernommen, angepasst und zusammen mit den elektrischen Komponenten in dem Toolbox SimPowerSystems integriert sowie getestet werden.

Mithilfe der Simulation konnte nicht nur das Verständnis über die Regelung und Funktionsweise der elektrischen Komponenten gewonnen oder die Reglerparameter optimiert sondern auch weitere Funk-

tionalitäten für die Anlage, wie: die ZK-Überwachung, die Statorschutz-Überwachung, die Winkelkorrektur, der Normierungsfaktor für die Sollstrangspannungen usw. mit in die Regelung implementiert und getestet werden. Sodass insgesamt durch die Simulation die spätere Arbeit an der Anlage erleichtert sowie beschleunigt worden ist.

Erst nach dem erfolgreichen Simulationstest, wurden die entworfenen Regelungen und die Funktionalitäten in das Simulink-Modell für das ACMC-System übertragen und an der Anlage getestet. Da die Reglerparameter in der Simulation optimiert worden sind, wurden dieselben Parameter auch für die Anlage angewandt und die Anlagen- sowie Simulationsergebnisse in unterschiedlichen Test gegenübergestellt. Es wurden Test mit sowie ohne NWR-Regelung gemacht und die ZKS in Abhängigkeit des Leistungsflusses betrachtet. Bei dem Test ohne NWR-Regelung zeigte sich, dass der Bremschopper die einfließende Energie im ZK über den Bremswiderstand abführen kann. Bei dem Test mit dem NWR-Regelung konnte nicht nur die Unabhängigkeit der maschinen- und netzseitigen Stromkomponenten, welche jeweils maschinenseitig dem Drehmoment und dem Rotorfluss bzw. netzseitig den Wirk- und Blindleistung steuern konnten, sondern auch das Führungsverhalten der ASM sowie das Störgrößenverhalten der SOR gezeigt werden. Darüber hinaus ergab bei der SOR ein besseres Störgrößenverhalten wenn die Vorsteuerung berücksichtigt wurde und beste Ergebnisse für das Einschaltverhalten konnten mit der Normierungsfaktor 0,5 sowie unter Anwendung der Winkelkorrektur erzielt werden.

Des Weiteren wurden die Messergebnissen mit den errechneten Werten verglichen und es zeigte sich, dass die Anlagen- und Simulationsergebnisse mit den errechneten Werten übereinstimmten. Lediglich bei der Anlage und ab einer Drehzahl von 1450 min^{-1} entsprachen die Spannungen an der ASM nicht der Theorie und eine Erklärung hierfür konnte – aufgrund des Zeitmangels – nicht gefunden werden. Weiterer Effekte der nur bei der Anlage festzustellen waren, sind die Drehmomentwelligkeit, welche aufgrund der geraden Nuten im Rotor einen Einfluss auf die Drehzahl – bei kleineren Umdrehungsfrequenzen – hatte und die periodische Schwindung am Drehzahlgebersignal, welche pro Umdrehung aufgetreten ist.

Zusätzlich ist das erste Konzept mit dem direkten Netzanschluss von der ASM simuliert und die Ergebnisse wurden zusammengetragen. Bei diesem Konzept ergab, dass die ASM stets induktive Blindleistung benötigt und deshalb bei den WEA nicht mehr gefragt ist.

Anders hat sich bei dem zweiten Konzept herausgestellt, dass der Umrichter bezüglich der induktiven Blindleistung eine Entkopplung darstellt und unabhängig von der Wirkleistung stets induktive Blindleistung dem Netz zur Verfügung stellen kann.

In den unten aufgelisteten Punkten werden die weiterführenden Arbeiten erwähnt.

- Zunächst ist die Antriebsmaschine (Servomaschine) inklusive Messwelle von der ASM zu trennen und das Drehzahlgebersignal soll analysiert sowie mit den Ergebnissen aus dieser Arbeit verglichen werden.
- Nachdem die neue Antriebsmaschine (Gleichstrommaschine) inklusive neue Kupplungen und Messwelle eingebaut wird, soll
 - das erste Konzept getestet und mit den Simulationsergebnissen aus dieser Arbeit verglichen,
 - das Drehzahlgebersignal nochmals untersucht und
 - das zweite Konzept generatorisch mit dem Nennmoment der ASM betrieben werden.
- Die Temperatur der ASM ist aus dem berechneten Widerstandswert zu ermittelt und entsprechende Sicherheitsvorkehrungen (wenn die Temperatur der ASM über einen Wert - beispielsweise 90° Grad – steigt, ist die Regelung für den MWR auszuschalten) zu treffen.
- Es ist eine Untersuchung der ASM in Bezug
 - auf die nicht konstante Spannungsverlauf ab der Feldschwächung und
 - auf die Absenkung der Spannung ab der Nenndrehzahl bei Belastungsmoment notwendig.
- Einen wichtigen Kernpunkt stellt das dritte Konzept mit dem DG-ASG dar. Hier ist die Regelung zu entwerfen und in die Simulation zu integrieren sowie zu testen. Erst nach erfolgreichem Test darf das Simulink-Modell (inkl. Bedienung und Visualisierung) für das ACMC-System erweitert und getestet werden. Da für dieses Konzept die netzseitigen Stromwandler notwendig sind, sollen sie mit den entsprechenden Messwiderständen an der Platine *Messwertfassung* bestückt werden (s. hierfür Vorgängerarbeit [4]).
- Optional: Wenn das Einschaltverhalten mit und ohne Winkelkorrektur getestet werden soll, dann sind die Reglerintegratoren, sobald die Reglerfreigabe entnommen wird, zurückzusetzen.

Anhang

Alle nachfolgenden Abbildungen und Beschreibungen vervollständigen die vorliegende Arbeit und werden nicht weiter erklärt.

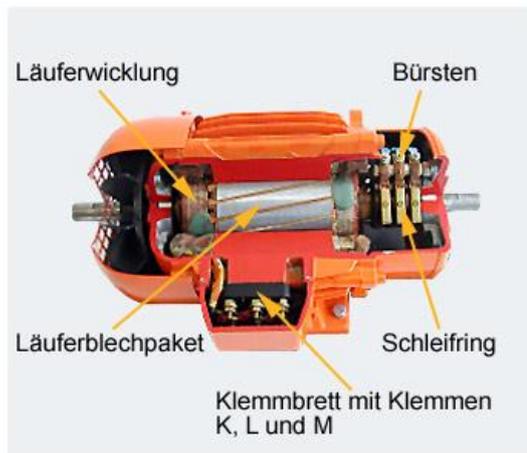


Abbildung A 1: ASM mit Schleifringe und schrägen Nuten [42]

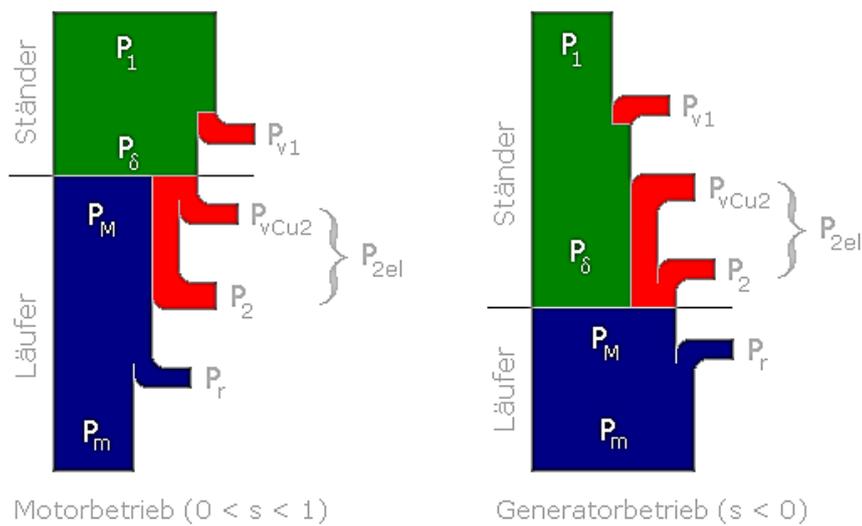


Abbildung A 2: Leistungsfluss der ASM [43]

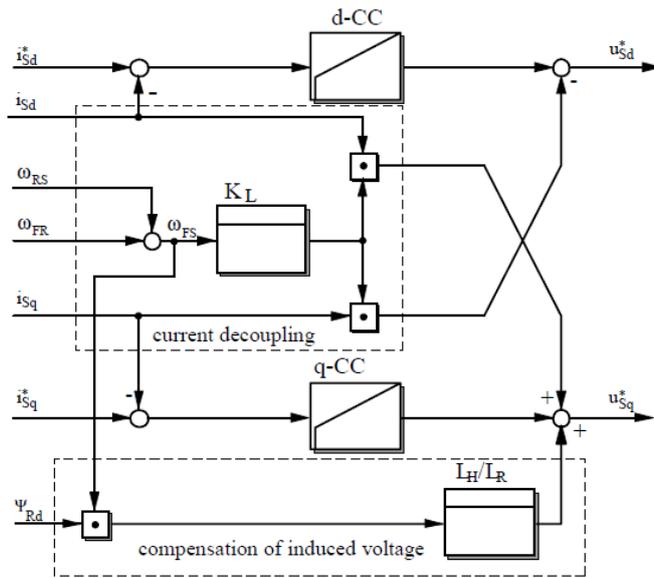


Abbildung A 3: Entkopplungsnetzwerk der ASM (vgl. [17])

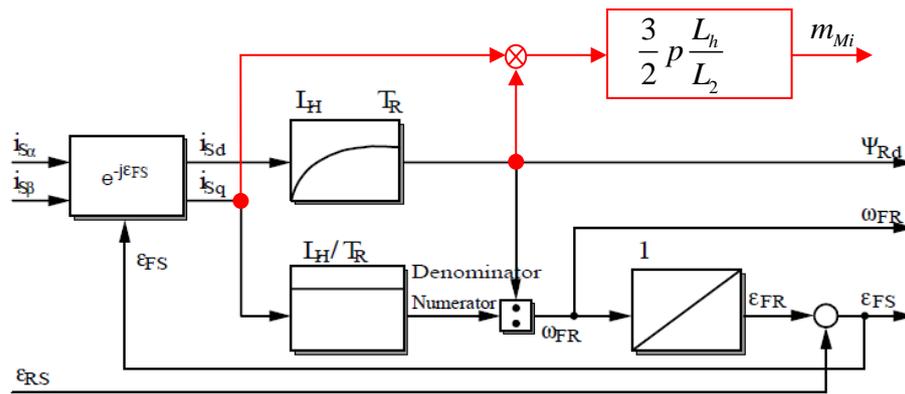


Abbildung A 4: Flussmodell der ASM (vgl. [17])

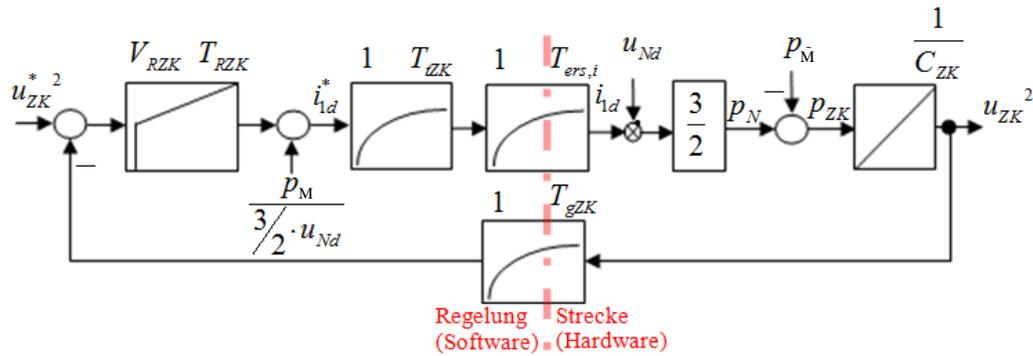


Abbildung A 5: ZK-Regelkreis (alternative Darstellung zu der Abbildung 3.19)

Tabelle A 1: Nenndaten der ASM (SPER 132 MX4 SW TPM HW) [aus den Datenblättern]

Bezeichnung	Wert	
Nennleistung (P_{Nenn})	5 kW	angegeben
Nenn Drehzahl (n_{Nenn})	1450 min ⁻¹	
Nennspannung (U_{Nenn}) in Y	400 V	
Nennstrom (I_{Nenn}) in Y	11 A	
Rotorstillstandsspannung ($U_{2,0}$)	500 V	
Polpaarzahl (p)	2	
Nennwirkungsgrad (η_{Nenn})	0,821	
Nennleistungsfaktor ($\cos(\phi)$)	0,79	
Trägheitsmoment (J)	0,05 kgm ²	
Nenn Drehmoment (M_{Nenn})	32,9 Nm	berechnet
Nennschlupf (s_N)	0,0333	

Tabelle A 2: Ständerseitig bezogene Parameter der ASM [aus den Datenblättern]

Bezeichnung	Wert
Ständerwiderstand (R_1)	1,0446 Ω
Läuferwiderstand (R'_2)	0,757 Ω
Ständerstreublindwiderstand ($X_{\sigma 1}$)	1,293 Ω
Läuferstreublindwiderstand ($X'_{\sigma 2}$)	1,818 Ω
Hauptblindwiderstand (X_h)	39,486 Ω

Tabelle A 3: Netzseitige und ZK-Werte

Bezeichnung	Wert
ZK-Kapazität (C_{ZK})	1,88mF
Filterwiderstand (R_f)	64,8 m Ω ⁵⁹
Filterinduktivität (L_f)	4,1 mH

⁵⁹ [4]

Tabelle A 4: Wahl der Abtastzeit in der Regelung

Formelzeichen	Wert	Bedingung (2.10)		Formel
T_{Ai}	0,4ms	$< 1/10 \cdot T_{dom,li} = 0,92ms$	erfüllt	(3.25)
T_{An}	0,8ms	$< 1/10 \cdot T_{\Theta} = 32ms$	erfüllt	(5.1)
T_{Af}	0,8ms	$< 1/10 \cdot T_{dom,f} = 17,4ms$	erfüllt	(3.32)
T_{Ai}	0,4ms	$< 1/10 \cdot T_{dom,ni} = 3ms$	erfüllt	(3.57)
T_{AZK}	0,8ms	$< 1/10 \cdot T_{dom,ZK} = 13,5ms$	erfüllt	(3.62)

Tabelle A 5: Weitere Werte

Formelzeichen	Wert	Bemerkung
T_{PWM}	0,2ms	
T_t	0,5ms	
T_{ti}	0,6ms	Mit $t_{gi}=0,1ms$
$T_{ers,i}$	1,2ms	
$T_{ers,n}$	2,2ms	Mit $t_{gn}=0,2ms$
$T_{ers,f}$	120ms	
$T_{erst,ZK}$	2,1ms	Mit $t_{gzk}=0,1ms$
J_{ges}	0,07 kgm ²	

Tabelle A 6: Reglerparameter bei der FOR

	Formelzeichen	Wert	Formel
Stromregler	V_{Rli}	8,02	(3.26)
	T_{Rli}	9,2ms	(3.27)
Drehzahlregler (Mit: a=3,5)	V_{Rln}	0,38	(3.30)
	T_{Rln}	27ms	(3.31)
Flussregler	V_{Rlf}	11,5	(3.33)
	T_{Rlf}	170ms	(3.34)

Tabelle A 7: Reglerparameter bei der SOR

	Formelzeichen	Wert	Formel
Stromregler	V_{RNi}	3,42	(3.58)
	T_{RNi}	30ms	(3.59)
ZKS-Regler (Mit: a=4)	V_{RZK}	0,00046	(3.63)
	T_{RZK}	2,1ms	(3.64)

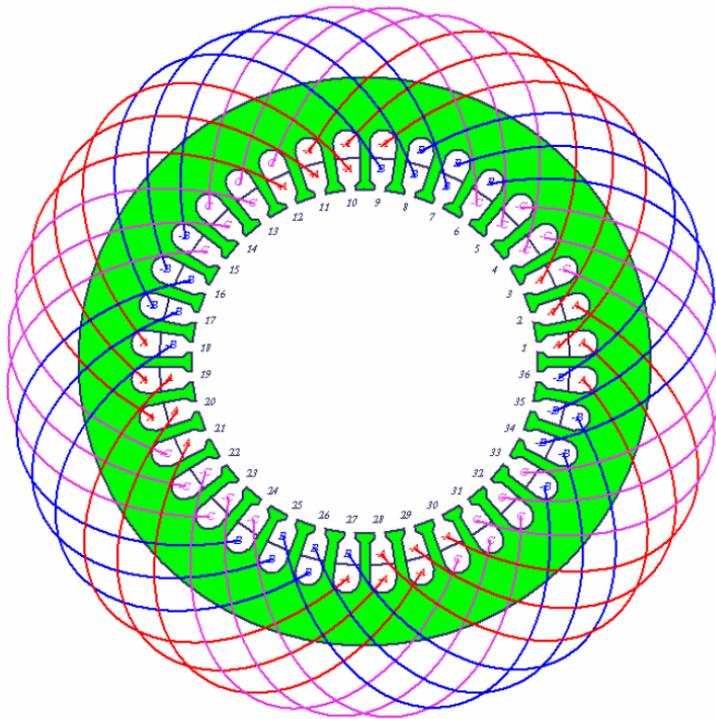


Abbildung A 8: Ständerwicklung der ASM [45]

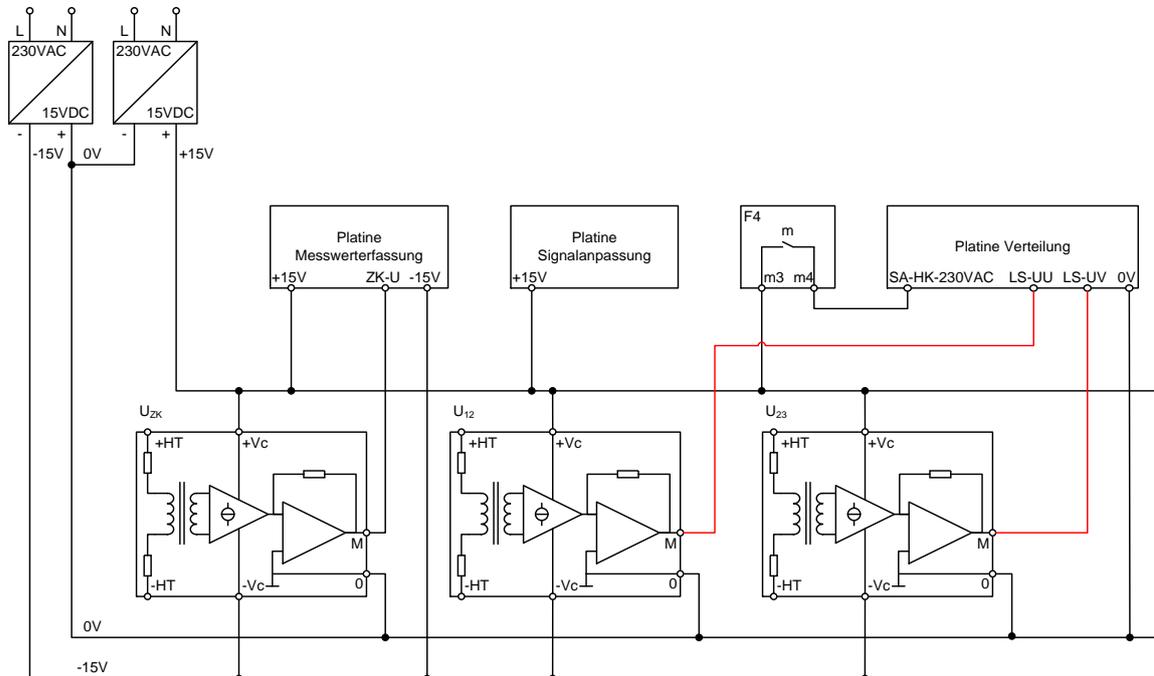


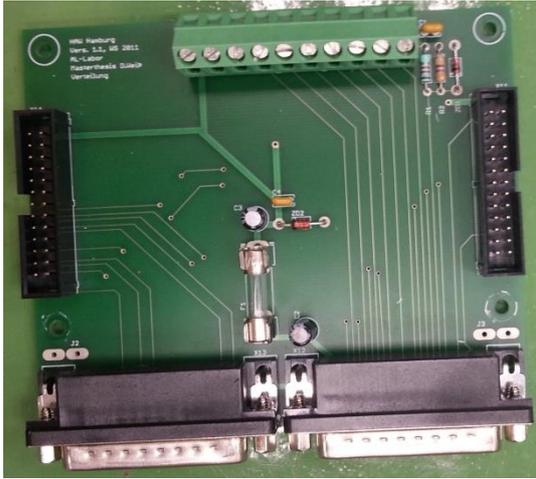
Abbildung A 9: Stromlaufplan $\pm 15\text{VDC}$ (Erweiterungen rot gezeichnet)

DS2004, D-SUB 50		Kabel	Platine Verteilung, D-SUB 25		EV1048, D-SUB 50		Kabel	Platine Verteilung, D-SUB 9	
Pin	Signal	Ader	Pin	Signal	Pin	Signal	Ader	Pin	Signal
1	AGND	weiß	13	GND	1	-EXC_OUT	NC		
2	VIN1-	blau	14	GND	2	SIN_IN	NC		
3	AGND	NC			3	GND	NC		
4	VIN4	grau	4	BR-Temp	4	DIG_OUT_10	NC		
5	VIN5	gelb	5	ZK-U	5	GND	NC		
6	VIN6-	Weiß-schwarz	19	GND	6	DIG_OUT_8	NC		
7	VIN7-	Braun-rot	20	GND	7	DIG_OUT_4 (PWMA-)	NC		
8	AGND	NC			8	DAC2_OUT+	NC		
9	VIN10	Grau-lila	10	LS-IU	9	NM-TS-D1-L (RS485-CH3-)	NC		
10	VIN11	Rot-blau	11	LS-IV	10	B-TS-D2-H (RS485-CH4+)	NC		
11	VIN12-	Weiß-grün	25	GND	11	-ENDAT_CLK_EXT (RS485-CH2-)	NC		
12	VIN13-	NC			12	GND	blau	7	GND
13	AGND	NC			13	DIG_IN1 (PH0)	gelb	1	DG-PH0
14	VIN16	NC			14	-DIG_IN3 (-IDX)	Braun-blau	6	DG-IDX-
15	AGND	NC			15	DIG_IN6 (IDX)	NC		
16	TRIG 1	NC			16	-DIG_IN8	NC		
17	TRIG 4	NC			17	DIG_IN5 (PH90)	NC		
18	VIN1	rot	1	LS-UU	18	-SIN_IN	NC		
19	VIN2-	Gelb-braun	15	GND	19	COS_IN	NC		
20	VIN3-	Weiß-grau	16	GND	20	DIG_OUT_9	NC		
21	AGND	NC			21	DIG_OUT_5 (PWMB-)	NC		
22	VIN6	grün	6	GR-IU	22	DIG_OUT_6 (PWMC-)	NC		
23	VIN7	Grau-braun	7	GR-IV	23	DIG_OUT_7	NC		
24	VIN6-	Braun-blau	21	GND	24	DAC2_OUT-	NC		
25	VIN9-	Weiß-blau	22	GND	25	DAC1_OUT+	NC		
26	AGND	NC			26	A-TS-D2-L (RS485-CH4-)	NC		
27	VIN12	braun	12	BR-IRB	27	ENDAT_DATA (RS485-CH1+)	NC		
28	VIN13	NC			28	GND	grau	8	GND
29	VIN14-	NC			29	-DIG_IN1 (-PH0)	Gelb-weiß	2	DG-PH0-
30	VIN15-	NC			30	DIG_IN3 (IDX)	braun	5	DG-IDX
31	AGND	NC			31	-DIG_IN2 (-PH90)	Grün-weiß	4	DG-PH90-
32	DGND	NC			32	DIG_IN8	NC		
33	TRIG 3	NC			33	-DIG_IN4 (-PH0)	NC		
34	AGND	NC			34	EXC_OUT	NC		
35	VIN2	schwarz	2	LS-UV	35	-COS_IN	NC		
36	VIN3	lila	3	ASM-Temp	36	GND	NC		
37	VIN4-	Weiß-rot	17	GND	37	DIG_OUT_2 (PWMB+)	NC		
38	VIN5-	Weiß-gelb	18	GND	38	DIG_OUT_3 (PWMC+)	NC		
39	AGND	NC			39	DIG_OUT_1 (PWMA+)	NC		
40	VIN8	violett	8	WR-IU	40	GND	rosa	9	GND
41	VIN9	Weiß-lila	9	WR-IV	41	DAC1_OUT-	NC		
42	VIN10-	Lila-braun	23	GND	42	DIR-TS-D1-H (RS485-CH3+)	NC		
43	VIN11-	Braun-grün	24	GND	43	-ENDAT_DATA (RS485-CH1-)	NC		
44	AGND	NC			44	ENDAT_CLK_EXT (RS485-CH2+)	NC		
45	VIN14	NC			45	DIG_IN7	NC		
46	VIN15	NC			46	-DIG_IN7	NC		
47	VIN16-	NC			47	DIG_IN2 (PH90)	grün	3	DG-PH90
48	AGND	NC			48	-DIG_IN6 (-IDX)	NC		
49	TRIG 2	NC			49	DIG_IN4 (PH0)	NC		
50	DGND	NC			50	-DIG_IN5 (-PH90)	NC		

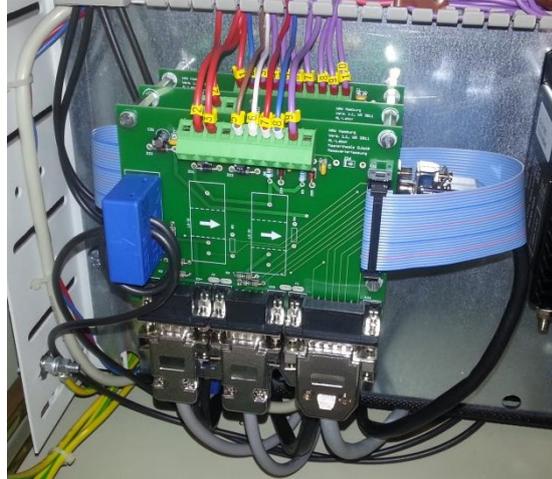
Abbildung A 10: Schnittstellenbeschreibung zwischen APMC-System und der Platine Verteilung (1)

EV1062, D-SUB 37					DS4003, D-SUB 50					
Pin	Signal	Kabel	Platine Verteilung, D-SUB 15	Pin	Signal	Kabel	Platine Verteilung, D-SUB 25	Einstellung	Kommentar	
		Ader	Pin			Ader	Pin	Signal	Gruppe	
1	GND	blau	13	GND	1	IO0	Braun-grün	9	GR-Error-U	0
2	GND	Blau-weiß	14	GND	2	IO3	Weiß-grün	6	WR-Error-U	0
3	GND	Blau-braun	15	GND	3	IO6	gelb	3	BR-nError	0
4	GND	NC			4	IO9	Rot-blau	14	OP-24V-OK	1
5	GND	NC			5	IO12	violett	16	OP-WR-TM1	1
6	GND	NC			6	IO15	NC			1
7	GND	NC			7	IO18	Weiß-schwarz	10	OP-ST-VLS	2
8	GND	NC			8	IO21	NC			1 kohm Pull-Up-Wid. an 5V
9	GND	NC			9	IO24	NC			
10	GND	NC			10	IO27	NC			
11	GND	NC			11	IO30	NC			
12	GND	NC			12	PRDY-	NC			
13	GND	NC			13	GND	Gelb-braun	19	GND	
14	GND	NC			14	GND	Weiß-rot	20	GND	
15	GND	NC			15	GND	Weiß-gelb	21	GND	
16	GND	NC			16	GND	Rosa-braun	22	GND	
17	GND	NC			17	GND	Braun-blau	23	GND	
18	GND	NC			18	IO2	Grau-braun	7	GR-Error-W	0
19	Reserved	NC			19	IO5	grün	4	WR-Error-W	0
20	DIG_OUT_11 (PWM1 A+)	grün	1	GR-PWM-A+ 5V	20	IO8	Braun	13	OP-HK-ST5	1
21	DIG_OUT_12 (PWM1 B+)	Weiß-grün	3	GR-PWM-B+ 5V	21	IO11	Grau-rosa	15	OP-GR-TM1	1
22	DIG_OUT_13 (PWM1 C+)	Braun-grün	5	GR-PWM-C+ 5V	22	IO14	NC			1
23	DIG_OUT_14 (PWM1 A-)	gelb	2	GR-PWM-A- 5V	23	IO17	Weiß-rosa	11	OP-ST-ST5	2
24	DIG_OUT_15 (PWM1 B-)	Weiß-gelb	4	GR-PWM-B- 5V	24	IO20	NC			1 kohm Pull-Up-Wid. an 5V
25	DIG_OUT_16 (PWM1 C-)	Gelb-braun	6	GR-PWM-C- 5V	25	IO23	NC			
26	DIG_OUT_17 (PWM2 A+)	rosa	7	WR-PWM-A+ 5V	26	IO26	NC			
27	DIG_OUT_18 (PWM2 B+)	Weiß-rosa	9	WR-PWM-B+ 5V	27	IO29	NC			
28	DIG_OUT_19 (PWM2 C+)	Rosa-braun	11	WR-PWM-C+ 5V	28	PSTB	NC			
29	DIG_OUT_20 (PWM2 A-)	grau	8	WR-PWM-A- 5V	29	PIOERR-	NC			
30	DIG_OUT_21 (PWM2 B-)	Grau-rosa	10	WR-PWM-B- 5V	30	GND	NC			
31	DIG_OUT_22 (PWM2 C-)	Grau-braun	12	WR-PWM-C- 5V	31	OIOERR-	NC			
32	Reserved	NC			32	GND	Weiß-blau	24	GND	
33	Reserved	NC			33	RELEASE	NC			
34	Reserved	NC			34	IO1	braun-rot	8	GR-Error-V	0
35	Reserved	NC			35	IO4	Weiß-grau	5	WR-Error-V	0
36	Reserved	NC			36	IO7	weiß	12	OP-HK-VLS	0
37	Reserved	NC			37	IO10	schwarz	17	SA-HK-230V	1
					38	IO13	NC			1
					39	IO16	grau	2	BR-IGBT	2
					40	IO19	NC			1 kohm Pull-Up-Wid. an 5V
					41	IO22	NC			
					42	IO25	NC			
					43	IO28	NC			
					44	IO31	NC			
					45	PACK-	NC			
					46	USRINT	NC			
					47	GND	rosa	25	GND	
					48	GND	NC			
					49	GND	blau	18	GND	
					50	VCC(+5 V)	rot	1	5 VDC	

Abbildung A 11: Schnittstellenbeschreibung zwischen APMC-System und der Platine Verteilung (2)



a)



b)

Bild A. 1: Ausgangssituation: a) Platine Verteilung; b) alle Platinen



Bild A. 2: Mit der neuen Platine Verteilung im Schaltschrank

Wenn ein Simulink-Modell zum ersten Mal ausgeführt wird, sind RTI-Task Konfigurationen notwendig, welche automatisch beim Kompilieren gefragt werden.

Alternativ kann auch unter der Simulink-Modell → *Configuration Parameters...* → *Real-Time Workshop* → *RTI simulation options* → *Task configuration* die RTI-Task-Konfigurationsfenster aufgerufen werden.

Einstellungen:

- Die jeweilige Task anklicken und mit *Button Up* bzw. *Down* die Prioritäten bestimmen (kleine Nummer → höhere Priorität).
- Alle Tasks werden bei *queue task before simulation stop* mit den Wert 10 eingestellt (vgl. [46]).

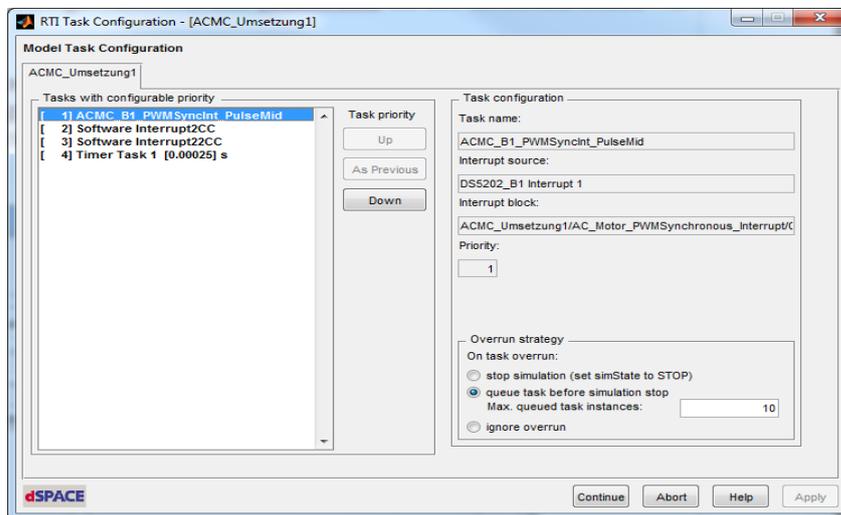


Abbildung A 14: RTI-Task Konfiguration

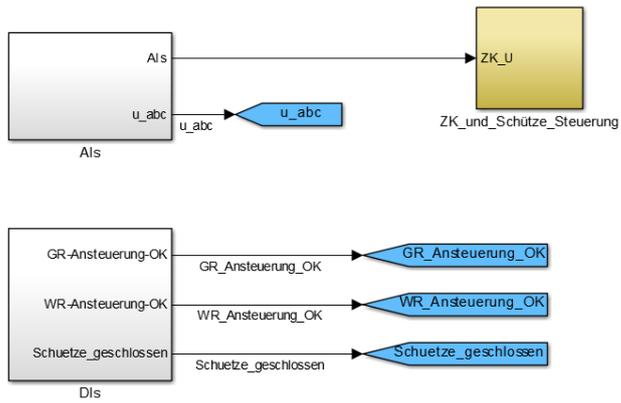


Abbildung A 15: Subsystem Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung

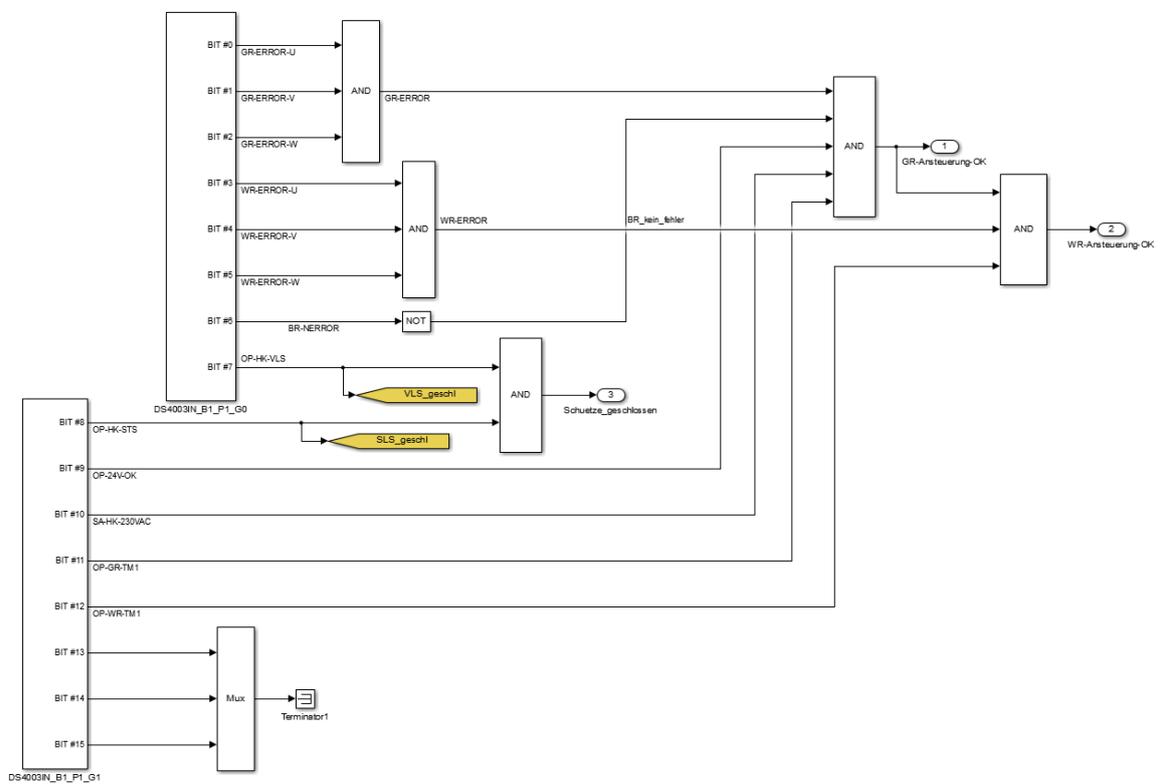


Abbildung A 16: Subsystem DI in Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung

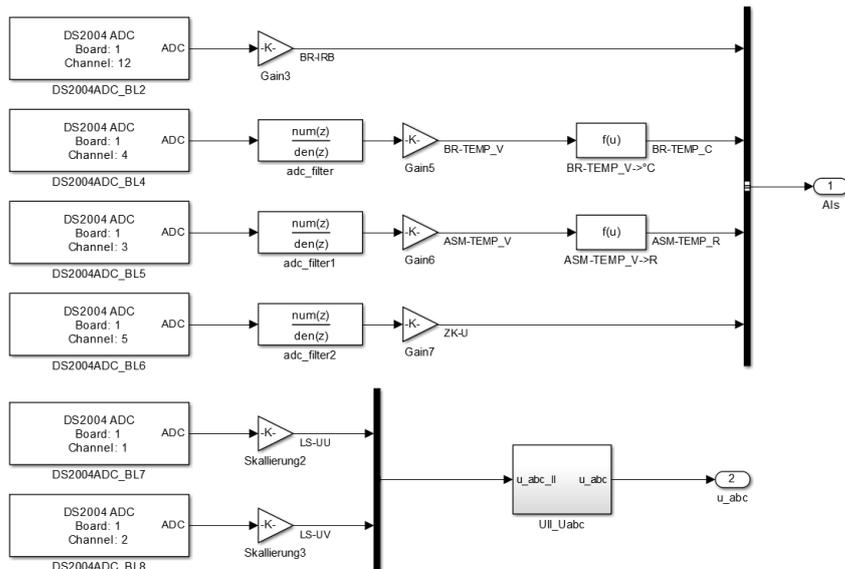


Abbildung A 17: Subsystem AIs in Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung⁶⁰

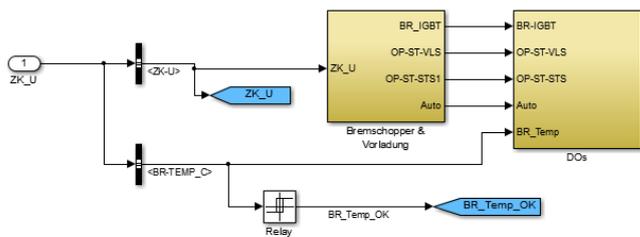


Abbildung A 18: Subsystem ZK und Schütze Steuerung in Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung

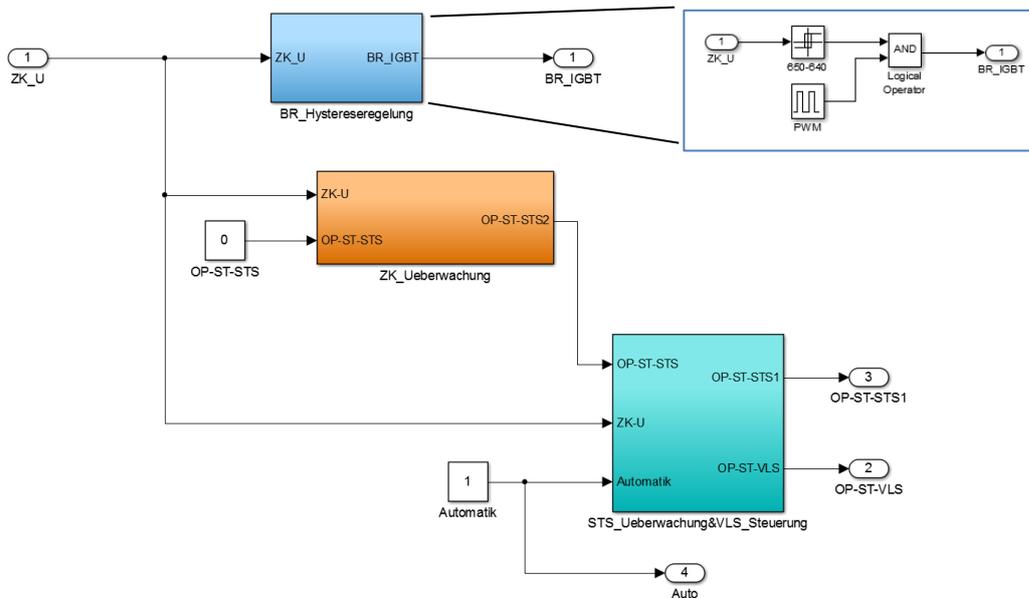


Abbildung A 19: Subsystem Bremschopper & Vorladung in ZK und Schütze Steuerung

⁶⁰ Die gemessenen Leiterleiterspannungen werden mit der Gleichung (2.7) in Phasenspannungen transformiert.

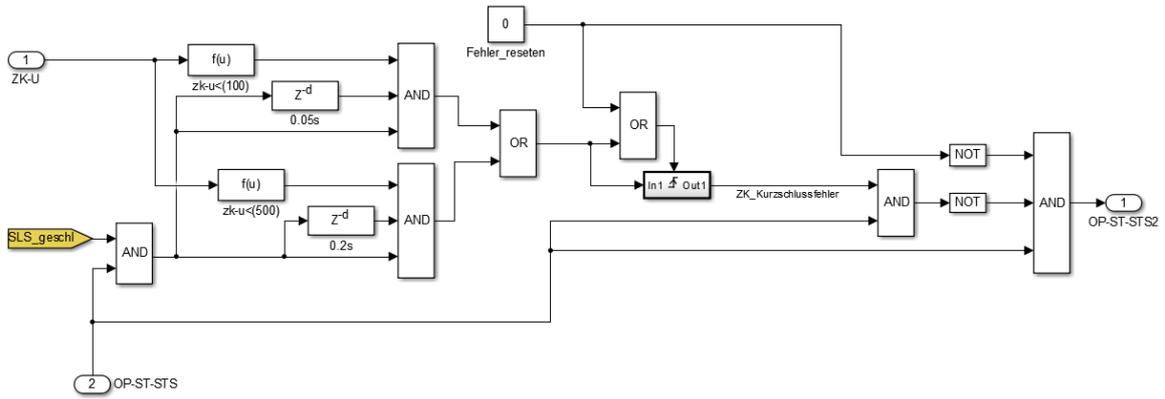


Abbildung A 20: Subsystem ZK-Ueberwachung in Bremschopper & Vorladung

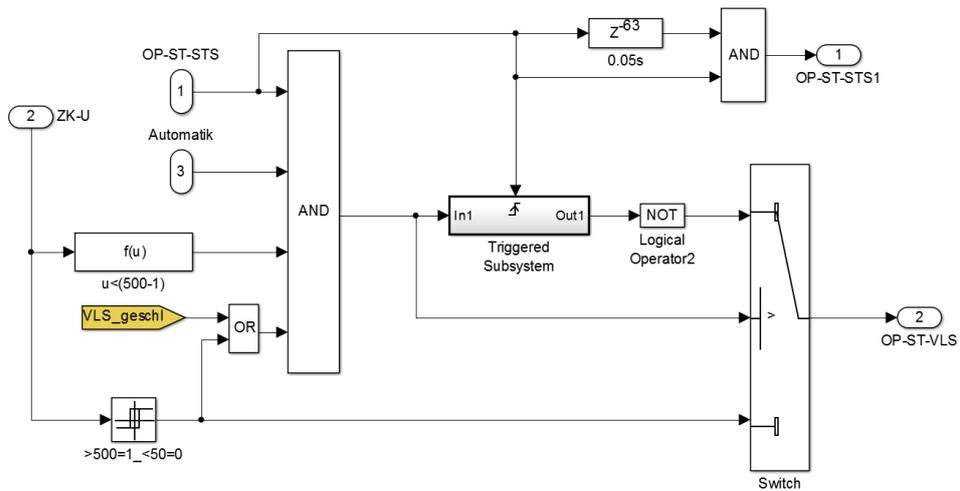


Abbildung A 21: Subsystem STS-Ueberwachung & VLS-Steuerung in Bremschopper & Vorladung

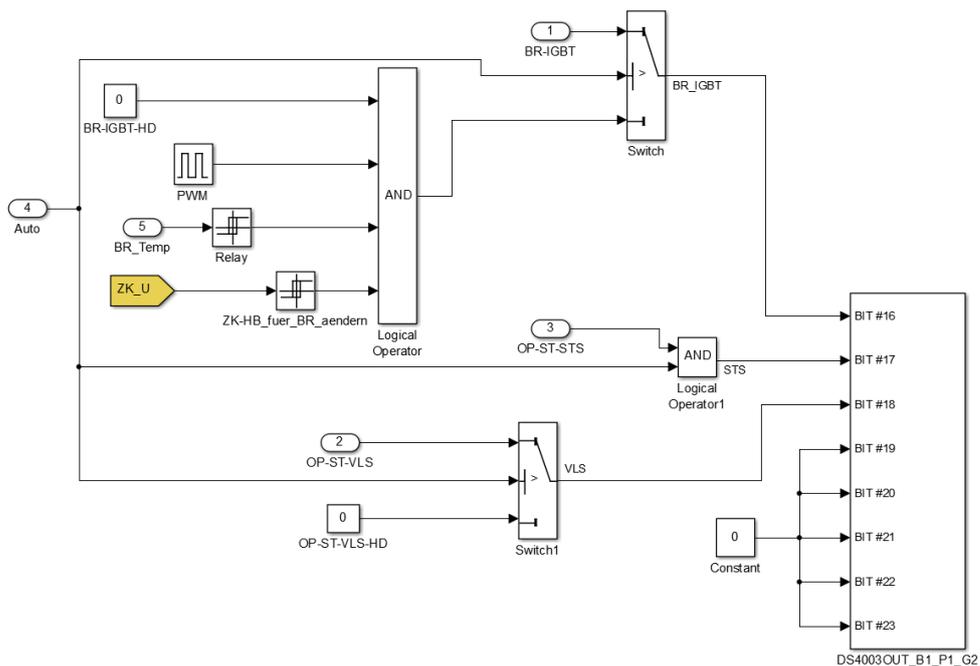


Abbildung A 22: Subsystem DO in Analoge und digitale I/O und ZK-Regelung

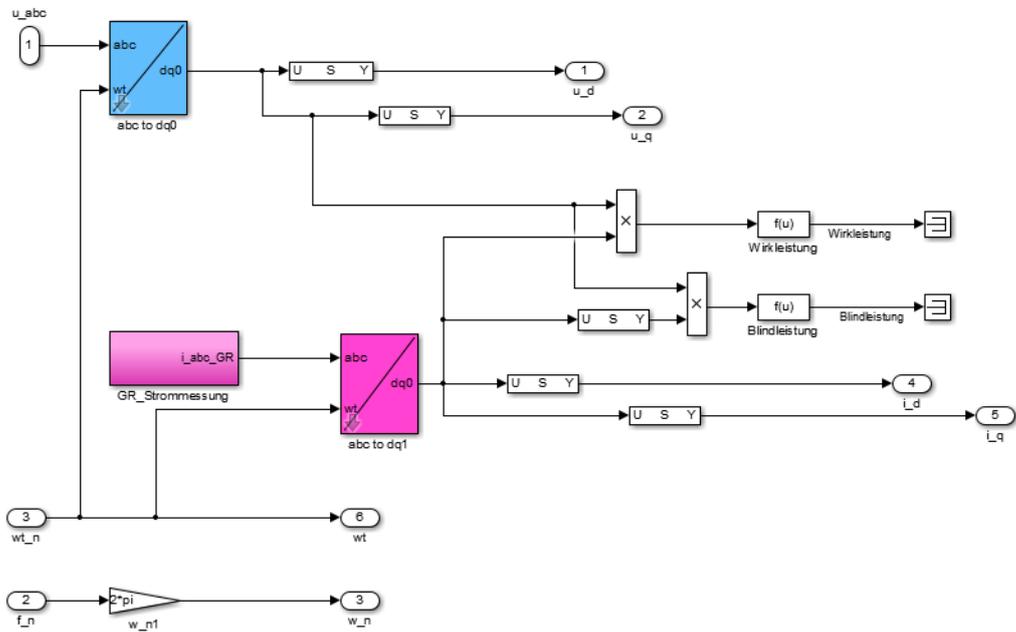


Abbildung A 23: Subsystem Koord_trans in SOR-Netzwechselrichter/Stromregelung

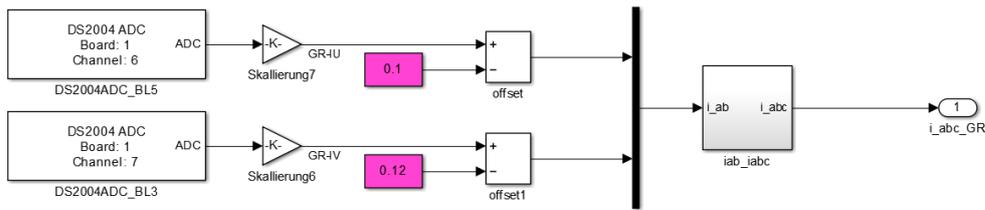


Abbildung A 24: Subsystem *GR_Strommessung* (s. vorherige Abbildung)

In der nächsten Abbildung wird in roten Pfeilen die gemessene positive Richtung des Stromes gezeigt. Da die NWR-Stromwandler in entgegengesetzte Richtung den Strom als positiv erkennen, wird dieses Vorzeichen im Simulink-Modell (vorherige Abbildung/Skallierung6/7) berücksichtigt. Zusätzlich ist ein Offset von ca. 0,1A hinzuzufügen, um den Messfehler zu kompensieren, denn in Ruhezustand wird ein Strom von ca. -0,1A gemessen. Das Offset ist auch für die Strommessung auf der Maschinenseite einzufügen.

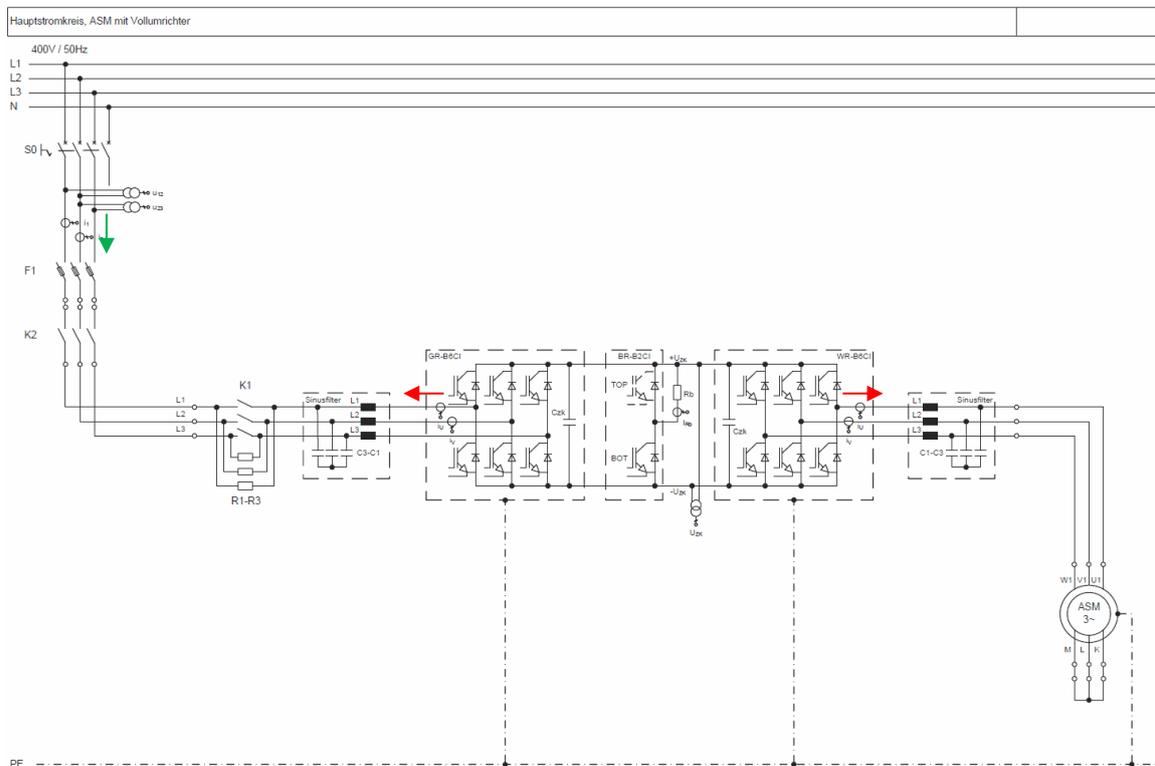


Abbildung A 25: Gemessene positive Stromrichtungen in der Anlage (vgl. [4])

Der grüne Pfeil besagt, in welcher Richtung die Stromwandler den Stromfluss für positiv erkennen sollten, nachdem sie an den Platinen eingebaut werden.⁶¹

⁶¹ Da für den Vollumrichter dieser Strommessung nicht benötigt würde, sind sie – mit der zusätzlichen Argumentation, dass sie evtl. EMV-Störungen an den Platinen hervorrufen – nicht eingebaut.

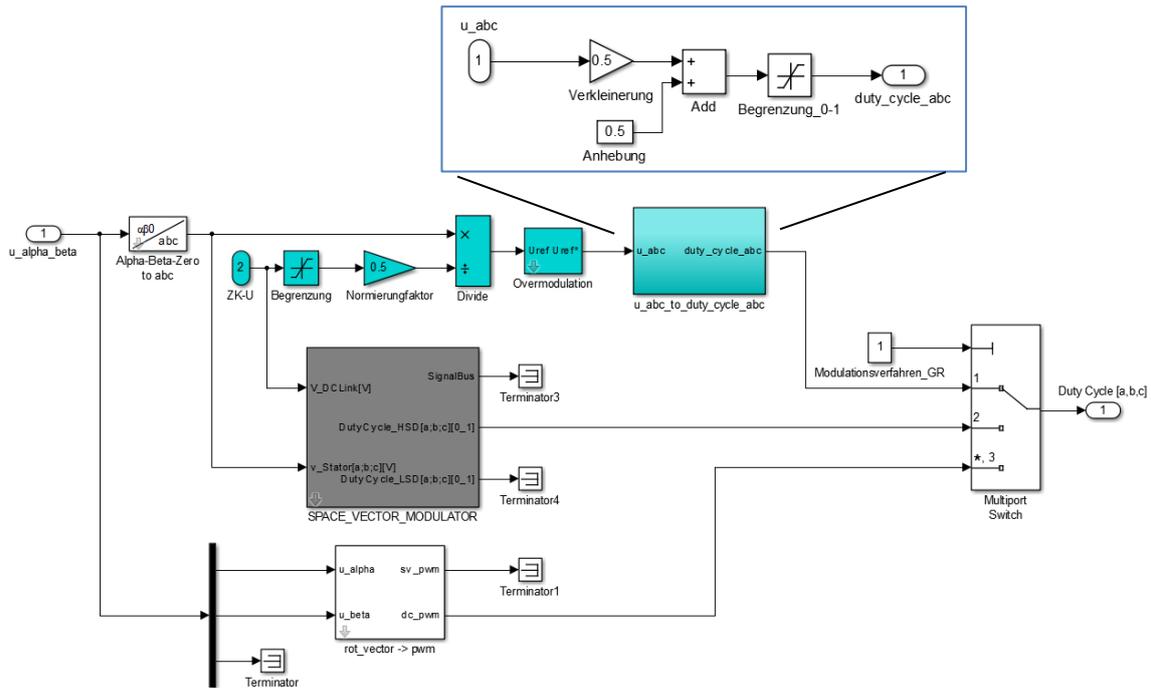


Abbildung A 26: Subsystem *Duty Cycle erzeugen* (s. Abbildung 4.23)

Übermodulationsverfahren 1 (Blau): Die in Sollstrangspannungen umgewandelten Größen werden mit $0,5 \cdot U_{ZK}$ normiert⁶², mit einem Übermodulationsverfahren – beispielsweise mit dem Min-Max-Verfahren – übermodelliert und anschließend an den *Duty Cycle* Signalen angepasst. Da dSPACE Werte von 0 bis 1 benötigt, sind die normierten Werte -1 bis 1 mit $(u_{abc} \cdot 0,5 + 0,5)$ anzupassen. Sie stellen nur die Zeit über eine Periode, in der ein High-Signal an den oberen IGBT's anliegen soll, dar.

Das Min-Max-Verfahren wird von MatLab wie folgt implementiert.

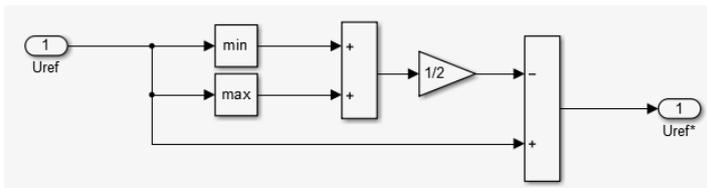


Abbildung A 27: Min-Max-Verfahren von MatLab

Die anderen beiden Übermodulationsverfahren sind von dSPACE implementierte Blöcke und dienen hierzu nur als Vergleich. Hinter dem Block *SPACE_VЕКТОР_MODULATOR* steckt ebenfalls ein Min-Max-Verfahren und der Block *rot_vector -> pwm* ermittelt mittels SVPWM (space vector pulse-width modulation, deutsch: Raumzeiger Pulsweitenmodulation) die Duty Cycle's.

⁶² Der Normierungsfaktor von 0,5 ist nach [31] ausgewählt.

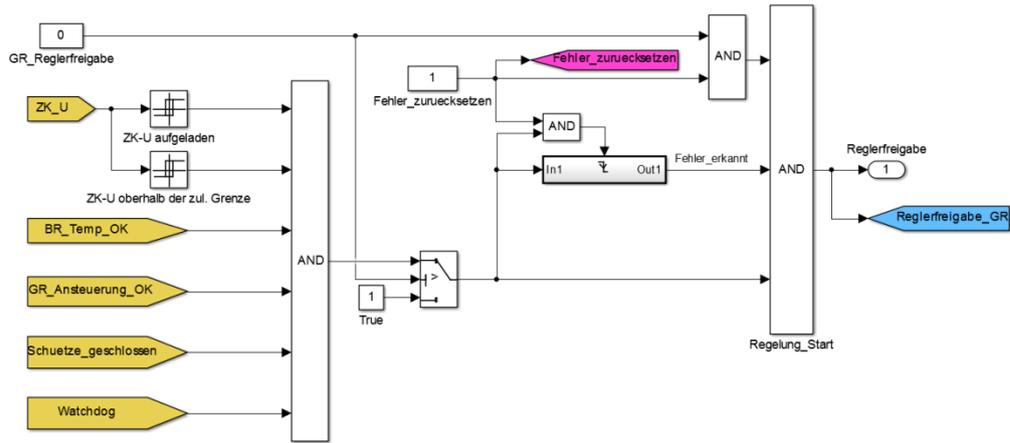


Abbildung A 28: Subsystem *Voraussetzungen_fuer_Reglerfreigabe* (s. Abbildung 4.19)

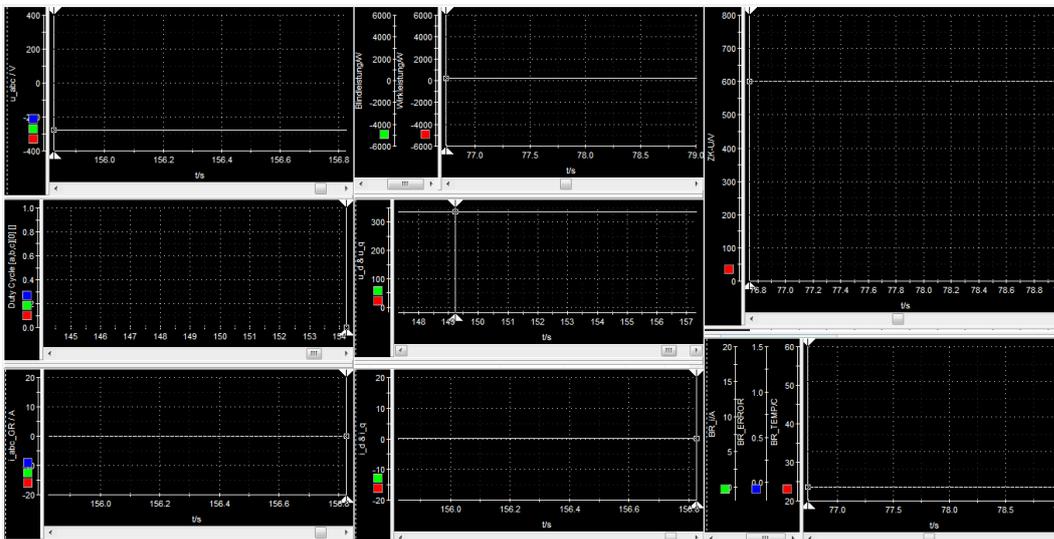


Abbildung A 29: Visualisierungslayout für die netzseitigen und ZK-Größen

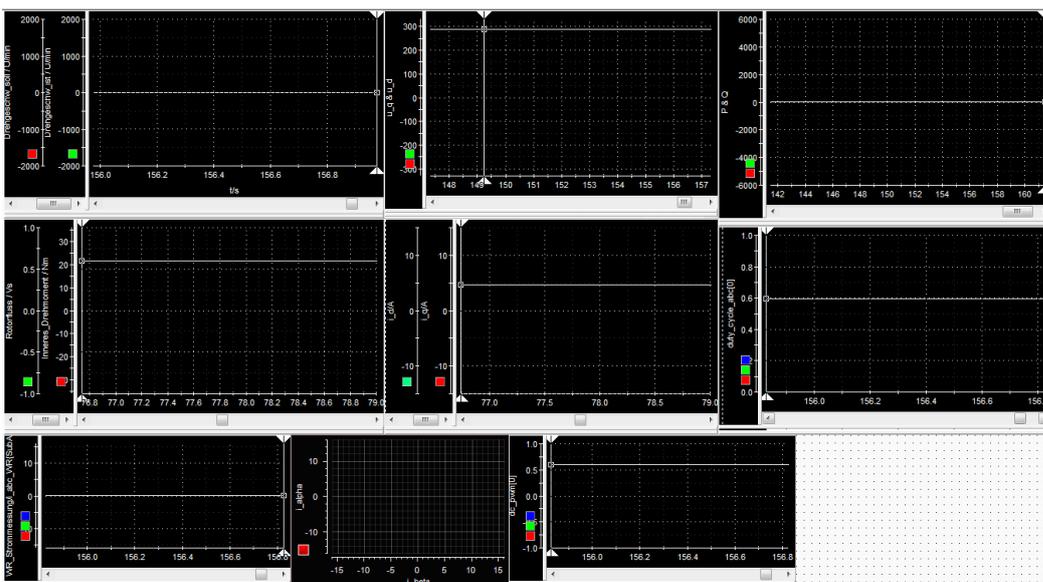


Abbildung A 30: Visualisierungslayout für die maschinenseitigen Größen

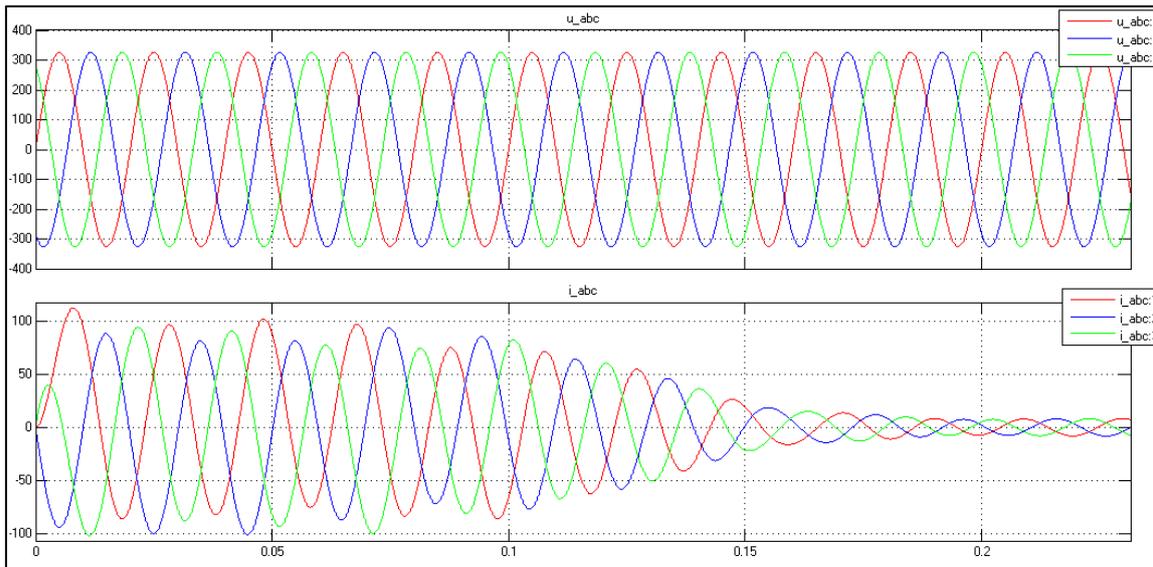


Abbildung A 31: Phasenströme/A beim Anlauf von dem ersten Konzept (Simulationsergebnisse)⁶³

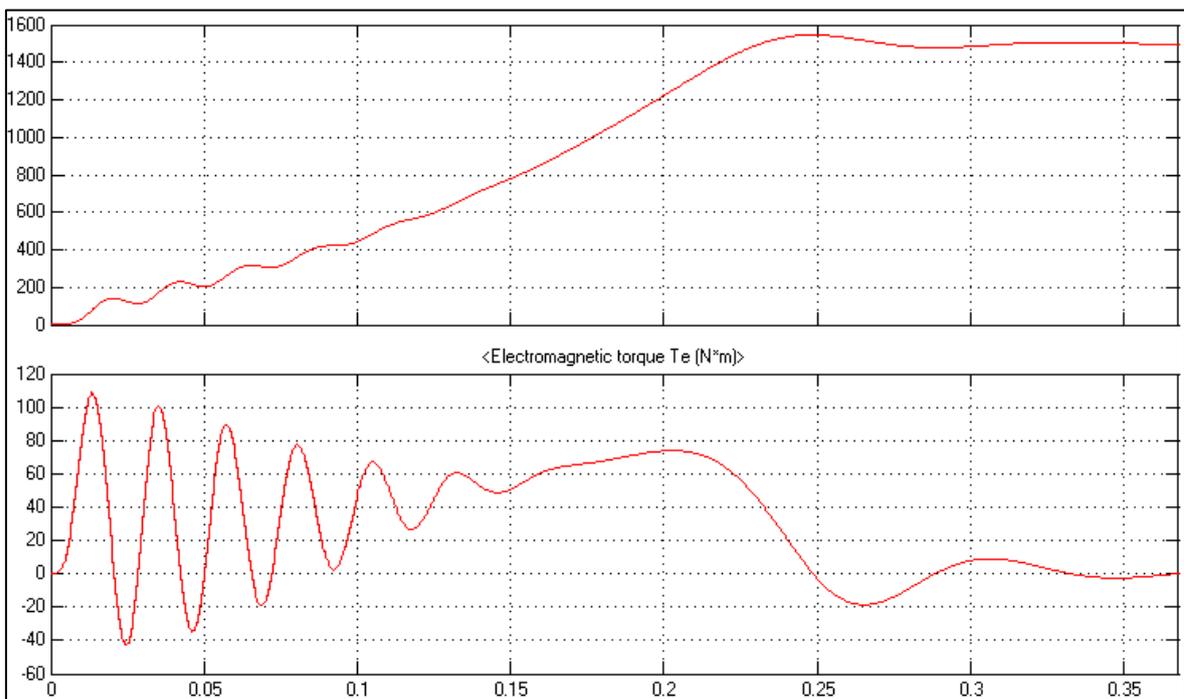


Abbildung A 32: Drehzahl/ min^{-1} & inneres Drehmoment/ N^*m beim Anlauf von dem ersten Konzept (Simulationsergebnisse)⁶⁴

⁶³ Mit den berechneten Maschinenparameter. In der horizontalen Achse ist die Zeit in Sekunden und in der senkrechten Achse sind jeweils die Größen in ihrer Grundeinheit zudenken. Dies gilt für alle anderen nachfolgenden Ergebnisse.

⁶⁴ Mit den gemessenen Maschinenparameter aus dem Abschnitt 4.6

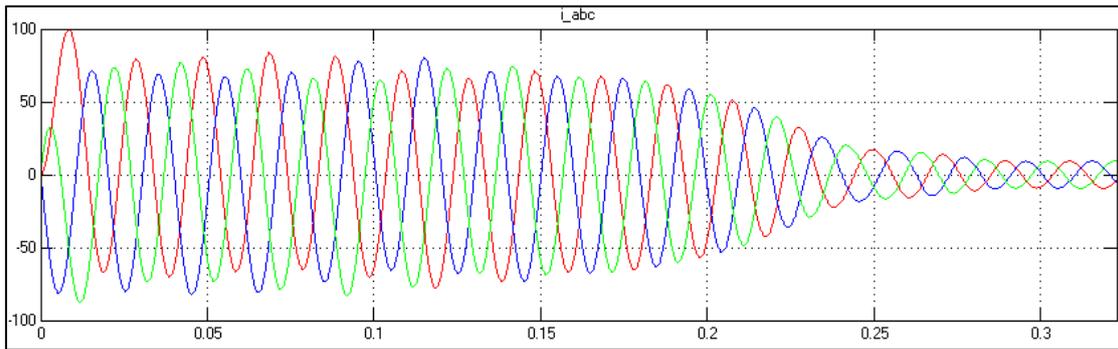


Abbildung A 33: Phasenströme/A beim Anlauf von dem ersten Konzept (direkter Netzanschluss) ⁶⁵

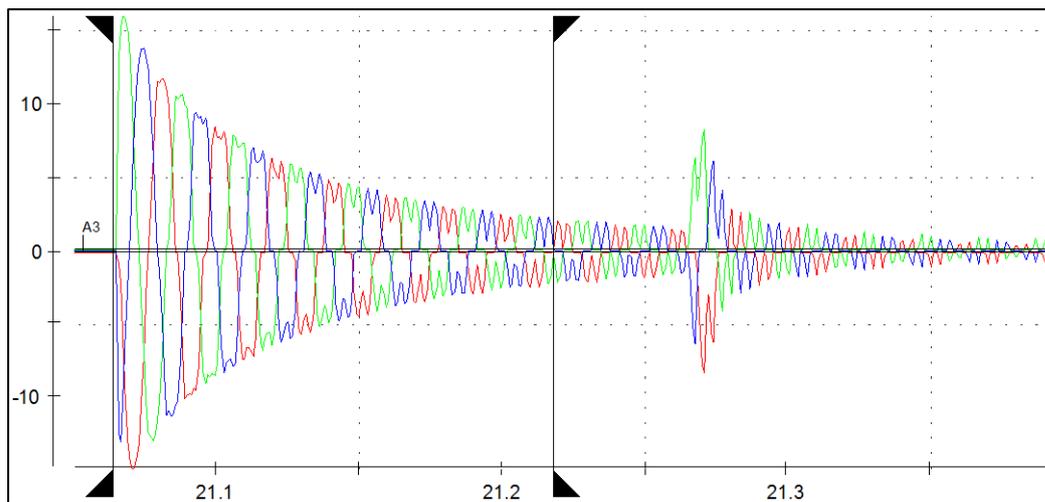


Abbildung A 34: An der Anlage aufgenommene Netzphasenströme/A beim Laden von ZK-Kondensatoren

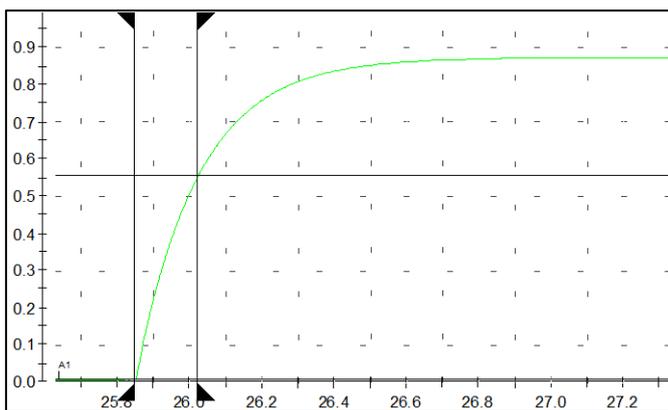


Abbildung A 35: Rotorfluss/Vs an der Anlage (Zeitkonstante $T=0,176s$)

⁶⁵ Mit den gemessenen Maschinenparameter aus dem Abschnitt 4.6.

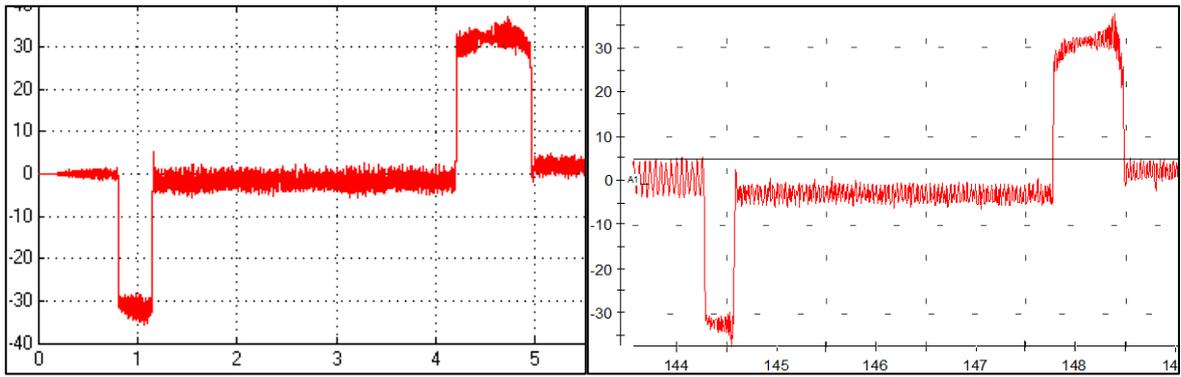
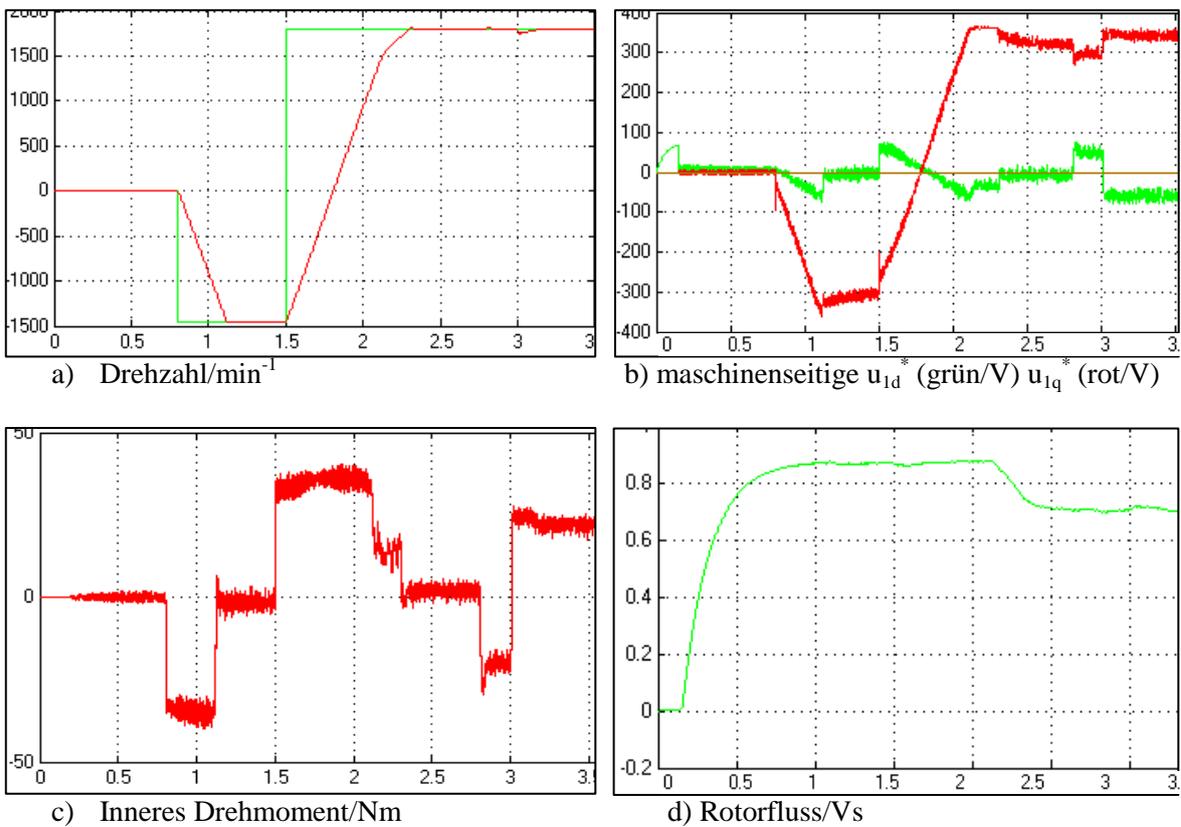
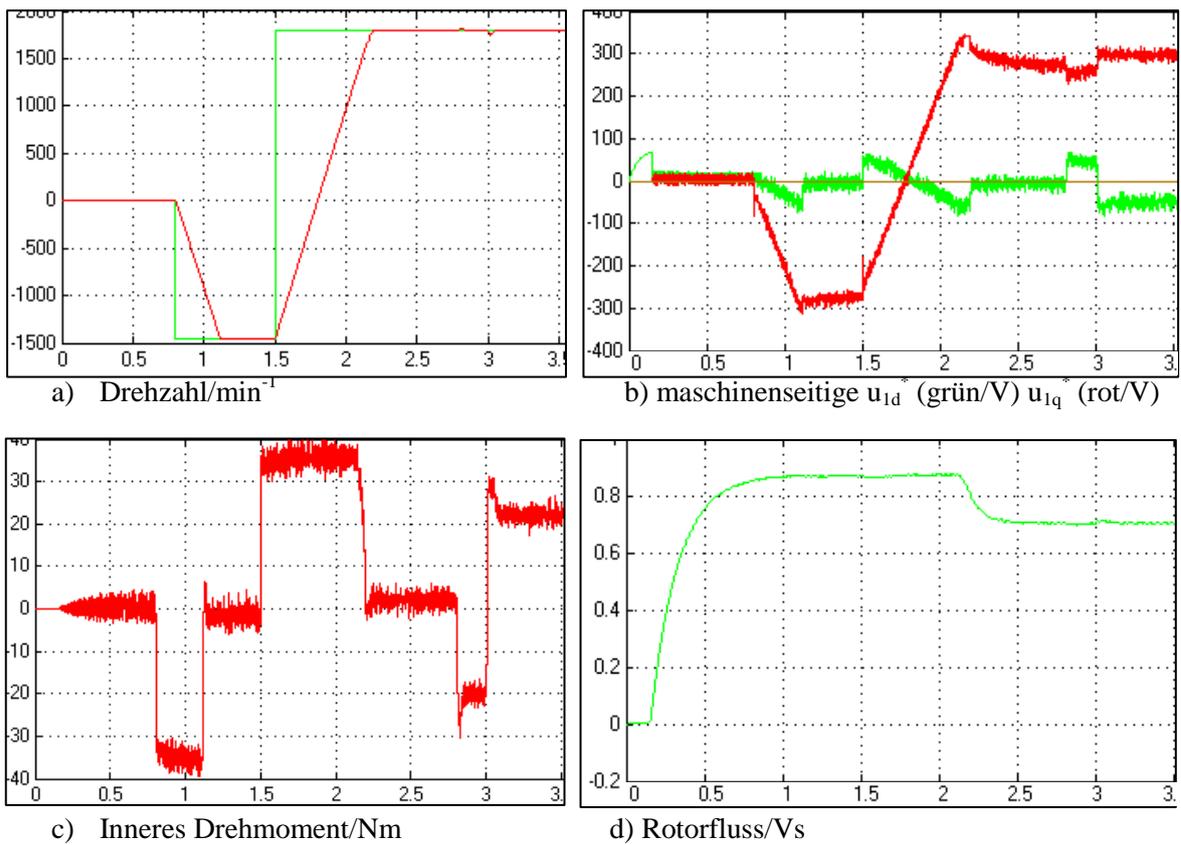
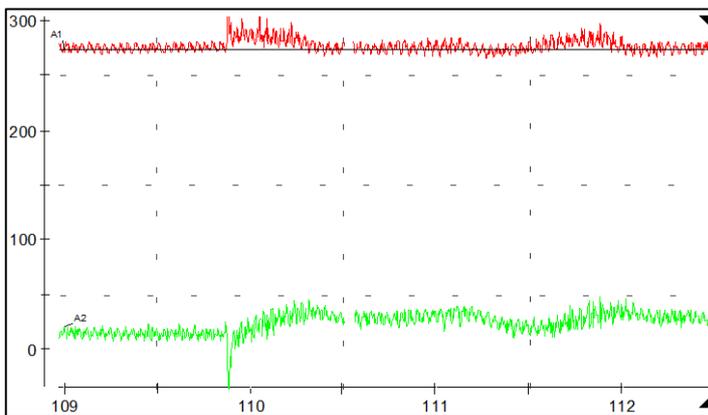


Abbildung A 36: Inneres Drehmoment/Nm mit den gemessenen Maschinenparametern

Abbildung A 37: Maschinenseitige Sollspannungsbegrenzung mit dem Faktor 1,05 ($1,05 \cdot \hat{U}_{1Nenn}$)⁶⁶

⁶⁶ PWM-Block: PWM Generator (2-Level) mit vorgeschalteten Min-Max-Übermodulationsverfahren. Außer den Drehzahl-sollwertsprünge sind zusätzlich zum Zeitpunkt $t=2,8s$ negativer Drehmomentsprung (22Nm) und zum Zeitpunkt $t=3s$ positiver Drehmomentsprung (20Nm) geschaltet.

Abbildung A 38: Maschinenseitige Messungen mit dem PWM-Block SVPWM Generator (2-Level)⁶⁷Abbildung A 39: Maschinenseitige Sollspannungskomponenten u_{1d}^* (grün/V) und u_{1q}^* (rot/V) bei einem Belastungsdrehmomentsprung von 10Nm (wobei $n=1450 \text{ min}^{-1}$ ist)

⁶⁷Sollspannungsbegrenzung mit dem Faktor 1 ($1 \cdot \hat{U}_{1\text{Nenn}}$). Außer den Drehzahlsollwertsprünge sind zusätzlich zum Zeitpunkt $t=2,8\text{s}$ negativer Drehmomentsprung (22Nm) und zum Zeitpunkt $t=3\text{s}$ positiver Drehmomentsprung (20Nm) geschaltet.

Die Anlage kann wie folgt in Betrieb genommen werden:

1. PC und APMC-System einschalten (Reihenfolge egal)
2. Am Desktop das Programm: *dSPACE ControlDesk 5.1* starten und das Projekt *APMC_Umsetzung* mit dem Experimentnamen *APMC* öffnen
3. Auf der Schaltfläche *Go Online* klicken (Optional: *Start Measuring* etc. s. Abschnitt 2.4)
4. Den Hauptschalter am Schaltschrank einschalten
5. An der Bedienoberfläche den Statorschutz schließen (Ein)
6. Je nach Wunsch die Regelung für den NWR (*GR_Reglerfreigabe*) oder/und MWR (*WR_Reglerfreigabe*) freigeben
7. Drehzahlswert/e, $\cos(\phi)$, Induktive Blindleistungsabgabe bzw. -aufnahme etc. vorgeben

Die Anlage soll wie folgt aus dem Betrieb genommen werden:

1. Antriebsmaschine ausschalten
2. Reglerfreigaben entziehen (vorher kann die Drehzahl auf null zurückgesetzt werden)
3. Statorschutz öffnen (Aus)
4. Wenn die ZKS unter 50V ist bzw. der Vorladeschutz geöffnet ist den Hauptschalter am Schaltschrank ausschalten
5. Das Programm: *dSPACE ControlDesk 5.1* schließen
6. PC und APMC-System ausschalten (Reihenfolge egal)

Literatur- und Quellenverzeichnis

- [1] Shell, „NEW LENS SZENARIEN,“ März 2013. [Online]. Available: <http://s06.static-shell.com/content/dam/shell-new/local/country/deu/downloads/pdf/shell-scenarios-german-05062013.pdf>. [Zugriff am 11 Mai 2014].
- [2] Wesselak, Viktor u.a., Regenerative Energietechnik, Berlin: Springer - Verlag, 2013.
- [3] B. Hahn, „Entwurf einer Windenergie-Netzeinspeisung mit Umrichter gespeistem Asynchrongenerator und dSPACE Regelsystem,“ HAW-Hamburg, Hamburg, 2011.
- [4] D. Weiss, „Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes für Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator,“ HAW-Hamburg, Hamburg, 2012.
- [5] T. Klotz, „Planung, Erstellung, Inbetriebnahme und regelungstechnische Analyse eines Gleichstromantriebssystems als Belastungseinrichtung für einen Windenergieanlagen Simulator,“ Bachelorarbeit, Hamburg, 2014.
- [6] E. Hau, Windkraftanlagen - Grundlagen, Technik, Einsatz, 4. Hrsg., Berlin: Springer-Verlag, 2008.
- [7] BWE - Bundesverband WindEnergie, [Online]. Available: <http://www.wind-energie.de/infocenter>. [Zugriff am 17 Mai 2014].
- [8] Deutsche Energie Agentur - dena, „Geschichte der Windenergienutzung,“ 13 April 2014. [Online]. Available: <http://www.thema-energie.de/energie-erzeugen/erneuerbare-energien/windenergie/grundlagen/geschichte-der-windenergienutzung.html>. [Zugriff am 14 Mai 2014].
- [9] brinkmann-du, „Mathematik und Physik,“ 14 Januar 2014. [Online]. Available: http://www.brinkmann-du.de/physik/sek1/ph08_16.htm. [Zugriff am 2014 Mai 25].
- [10] R. Hagl, Elektrische Antriebstechnik, München: Carl Hanser Verlag, 2013.
- [11] L. Cravero, „Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung,“ Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2005.
- [12] F. Jurisch, „Nutzlastmomente in elektrischen Maschinen,“ [Online]. Available: http://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/pdf/fipublikationen/SPS_Drives_Nuernberg_03.pdf. [Zugriff am 2014 Mai 28].
- [13] WestService, „ROS Röbe-Oltmanns-Systeme,“ 19 Februar 2008. [Online]. Available: http://ros.de/2008/FAQ/ROS_faq.html. [Zugriff am 2014 Mai 26].

- [14] Kovalev u.a., „Grundlagen des Drehstromsystems,“ [Online]. Available: https://www.iem.thm.de/iem/uploads/media/2014.04.10_ET3_03_Kovalev.pdf. [Zugriff am 29 Mai 2014].
- [15] G. Schenke, „Stromrichter gespeiste Drehstromantriebe mit Asynchronmaschinen,“ Vorlesungsskript, 2003.
- [16] M. Röther, „Antriebe und Leistungselektronik,“ Vorlesungsskript, Hamburg, 2009.
- [17] dSPACE, „Squirrel Cage Induction Motor Control with DS1103 Controller Board,“ Paderborn, 2005.
- [18] J. Huss, „Asynchronmaschine mit Frequenzumrichter und Ein-/Rückspeiseeinheit zur Netzanbindung von Windkraftanlagen,“ Diplomarbeit, HAW-Hamburg, 1999.
- [19] dSPACE, „Produktbeschreibung,“ [Online]. Available: www.dspace.com. [Zugriff am 21 Juni 2014].
- [20] M. Winkelkemper, „Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe,“ Technischen Universität Berlin, Dissertation, Berlin, Juni 2005.
- [21] Mathworks, „Documentation Center,“ 2014. [Online]. Available: <http://www.mathworks.de/de/help/physmod/sps/blocklist.html>. [Zugriff am 15 Juni 2014].
- [22] S. Bernet, Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis, Berlin: Springer-Verlag, 2012.
- [23] D. Schröder, Elektrische Antriebe - Grundlagen, Berlin: Springer-Verlag, 2009.
- [24] J. Huber, „Elektrische Antriebssysteme I,“ ETH, Zürich, 2010.
- [25] D. Schröder, Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, Berlin: Springer-Verlag, 2009.
- [26] P.-K. Budig, Stromrichter gespeiste Drehstromantriebe, Berlin: VDE Verlag, 2001.
- [27] M. Malinowski u.a., „A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives,“ IEEE Trans. Ind. Electron, VOL. 18, NO. 6, Nov. 2003.
- [28] Dannehl J. , Fuchs F.W., „Flatness-Based Voltage-Oriented Control of Three-Phase PWM Rectifiers,“ IEEE Transactions on Industrial Electronics, Kiel, 2008.
- [29] KNAPCZYK M., PIENKOWSKI K., „HIGH-PERFORMANCE DECOUPLED CONTROL OF PWM RECTIFIER WITH LOAD COMPENSATION,“ Scientific Papers of the Institute of Electrical Machines, Drives and Metrology of the Wroclaw University of Technology, Wroclaw, 2007.
- [30] U. Nuß, Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe, Berlin: VDE Verlag, 2010.
- [31] S. L. SANJUAN, „Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters,“

- Master of Science Thesis, Göteborg, Sweden, 2010.
- [32] Siemens AG, „Installationshinweise für EMV-gerechten Aufbau von Antrieben,“ SIMOVERT MASTERDRIVES - Kompendium Motion Control, Mai 2013.
- [33] R+W, „Miniatur-Metallbalgkupplung,“ Prospektbeschreibung, Klingenberg.
- [34] Powerguru, „Driver Circuits,“ 11 Dezember 2012. [Online]. Available: <http://www.powerguru.org/driver-circuits/>. [Zugriff am 29 Juni 2014].
- [35] ABB, „Sicherungsautomaten Baureihe S 200, S 200 M, S 200 P und S 280 UC,“ Technische Daten, Heidelberg.
- [36] TE Connectivity, „Aluminium Housed Power Resistors,“ Datenblatt, Oktober 2011.
- [37] G. Schenke, „Asynchronmaschinen,“ Vorlesungsskript: Elektrische Netze und Maschinen, September 2006.
- [38] W. Pläßmann und D. Schulz, Handbuch Elektrotechnik, Wiesbaden: Springer, 2013.
- [39] E. Spring, Elektrische Maschinen - Eine Einführung, Berlin: Springer, 2009.
- [40] Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik, „Drehstromasynchronmaschine,“ Laborversuch, HAW-Hamburg, Juni 2011.
- [41] Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik, „Schutzmaßnahmen bei Starkstromanlagen und Betriebsmitteln,“ Laboraufgabe (ENP3), HAW-Hamburg, Dezember 2013.
- [42] IHK, „Grundlagen elektromotorischer Antriebe,“ [Online]. Available: <http://www.vcb.de/VCB-ContentB/mechatronik/basiswissen/gema/gema01q01/12019.html>. [Zugriff am 29 Mai 2014].
- [43] FH-Stralsund, „Leistungsfluss in der Asynchronmaschine bei symmetrischer Betriebsweise,“ [Online]. Available: <http://antriebstechnik.fh-stralsund.de/1024x768/Dokumentenframe/Kompendium/Antriebstechnik/Asynchronmotor/Leistungfluss/Leistungsfluss.htm>. [Zugriff am 29 Mai 2014].
- [44] VEM, „Montage-, Bedienungs- und Wartungsanleitung Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfigläufer und mit Schleifringläufer, Normalausführung,“ Wernigerode, Dezember 2005.
- [45] Bundesamt für Energie BFE, „WIRTSCHAFTLICHKEIT, ANWENDUNGEN UND GRENZEN VON EFFIZIENTEN PERMANENT-MAGNET MOTOREN,“ Bern, Juni 2006.
- [46] dSPACE, „dSPACE AC Motor Control Solution - User Guide,“ Release 13.2, Paderborn, Dezember 2013.
- [47] F. Svaricek, „Digitale Regelung: Zusammenfassung der 7. Vorlesung,“ Vorlesungsskript.

Inhalt der DVD

Alle elektronischen Dateien, wie Programmentwürfe, Simulationsmodelle usw. können – in den mitgelieferten DVD's – bei

- Prof. Dr.-Ing. Michael Röther und
- Prof. Dr.-Ing. Gustav Vaupel

eingesehen werden.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) ohne fremde Hilfe selbständig 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, den 12.06.2014

