



Martin Forstinger

Vergleich verschiedener Stromregelkonzepte für die feldorientierte Regelung von Drehfeldmaschinen

Masterarbeit

Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik

Technische Universität Graz

Betreuer: Priv.-Doz. Dipl.-Ing. Dr.techn. Robert Bauer

In Zusammenarbeit mit



Graz, September 2013

Eidesstattliche Erklärung¹

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

Graz, am 10.9.2013
Datum

Voosthige Mark
Unterschrift

Statutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, 10.9.2013
Date

Voosthige Mark
Signature

¹Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008; Genehmigung des Senates am 1.12.2008

Zusammenfassung

Durch Feldorientierte Regelung ist eine exakte Positions-, Drehzahl- und Momentenregelung von Drehfeldmaschinen, wie z. B. Asynchronmaschine und Synchronmaschine, möglich. Daher sind diese Maschinen in der industriellen Antriebstechnik bereits weit verbreitet. Für einige Anwendungen ist jedoch ein sehr schneller Aufbau von Drehmoment gewünscht oder sogar unbedingt notwendig. Um dies zu erreichen, werden in dieser Arbeit verschiedene Möglichkeiten zur Verbesserung der indirekten Statorstromregelung der Drehfeldmaschine untersucht.

Im Rahmen einer Modellbildung wird gezeigt, dass die Regelung der scheinbar sehr einfachen Stromregelstrecke durch eine Totzeit erschwert wird. Diese Totzeit wird zu etwa gleichen Teilen durch die zeitdiskrete Ansteuerung des Pulswechselrichters und das verwendete Strommessverfahren verursacht. Zur Verbesserung der Stromregelung werden in dieser Arbeit prädiktive Reglerkonzepte, welche eine Kompensation des negativen Einflusses der Totzeit ermöglichen, verwendet. Dabei handelt es sich einerseits um Smith-Prädiktoren und andererseits um zustandsraumbasierte Reglerstrukturen. Es wird gezeigt, dass durch die Verwendung dieser beiden Reglertypen die Stromregelung verbessert werden kann. Allerdings können aufgrund der Verwendung eines zunächst stark vereinfacht angenommenen Streckenmodells zum Reglerentwurf die hervorragenden Simulationsergebnisse in der Praxis nicht erreicht werden. Daher wird im Rahmen dieser Arbeit durch eine Erhöhung der Systemordnung eine verbesserte Streckenbeschreibung ermittelt. Werden die zuvor genannten Reglerkonzepte basierend auf diesem exakten mathematischen Modell der Strecke entworfen, ist eine deutliche Verbesserung der Stromregelung möglich. Die Eignung der entworfenen Regler zur Stromregelung wird durch Messungen am Prüfstand sowohl im Zeitbereich anhand von Sprungantworten als auch im Frequenzbereich durch den Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion belegt.

Abstract

Field-oriented control allows precise position, speed and torque control of induction machines and synchronous machines. Therefore these drives are already widely-used in industrial applications. However for some applications a very fast availability of torque is desired or even necessary. In this thesis different strategies to improve indirect current control of the induction machine are examined to achieve this rapid torque generation.

It is shown that control of the apparently simple current control loop is complicated by dead time. This delay is caused by the discrete-time control of the inverter and the current measurement method which is used. To improve current control, predictive controller concepts that are capable of compensating the negative influence of the dead time are examined. This work deals with Smith Predictors and predictive state space control strategies. It is demonstrated that current control can be improved by using these control structures. However, because of too many simplifying modelling assumptions, the outstanding theoretical results cannot be achieved in practice. Due to these problems, an improved mathematical plant description of higher order is developed. If the design of the earlier mentioned control structures is based on this exact mathematical system description, a significant improvement of current control is possible. The suitability of the designed controllers for current control is demonstrated by experiments on a test bench. The results of these measurements are presented both in time domain by step responses and frequency domain by the frequency response of the reference transfer function.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	v
Abstract	vii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziel der Arbeit	2
1.3 Aufbau der Arbeit	3
2 Die Feldorientierte Regelung	5
2.1 Raumzeigerdarstellung	5
2.2 Koordinatensysteme	8
2.3 Grundwellenmodell der Asynchronmaschine	11
2.4 Maschinenbeschreibung im rotorflussfesten Koordinatensystem	13
2.5 Regelungskonzept	16
3 Modellbildung	19
3.1 Überblick	19
3.2 Pulswechselrichter	20
3.3 Strommessung	25
3.4 Asynchronmaschine	28
3.5 Spannungsbegrenzung	35
3.6 Zeitdiskretes Gesamtmodell	37
4 Reglerkonzepte	43
4.1 PI-Regler	43
4.2 PI-Regler mit Smith-Prädiktor	51
4.3 PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor	57
4.4 Zustandsregelung	60
4.5 Stromprädiktion mit Kalman Filter	64
4.6 Robustheit	72
4.7 Prädiktive Korrektur der Umrichternichtlinearität	75
4.8 Prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung	77
4.9 Vordrehung Statorspannungszeiger	79

5	Messungen	83
5.1	Messaufbau	83
5.2	Versuchsbeschreibung	85
5.3	Zeitbereich	86
5.3.1	PI-Regler mit Smith-Prädiktor	86
5.3.2	PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor	87
5.3.3	PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor und Feedbackfilter	88
5.3.4	Integrierender Zustandsregler nach Hippe	91
5.3.5	Kenngößen der Sprungantwort	92
5.4	Frequenzbereich	94
6	Verbesserung der Reglerkonzepte	97
6.1	Streckenidentifikation	97
6.2	Verbesserung des Simulationsmodells	101
6.3	PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor und identifizierter Stromstrecke	108
6.4	Zustandsregelung mit identifizierter Stromstrecke	110
6.5	Kenngößen der verbesserten Sprungantwort	113
6.6	Analyse der Verbesserung im Frequenzbereich	115
7	Zusammenfassung	117
7.1	Fazit	117
7.2	Ausblick	119
	Literatur	121

Abbildungsverzeichnis

1.1	Sprungantwort der Stromstrecke mit PI-Regler	2
2.1	Wicklungsraumzeiger	6
2.2	Lage der Koordinatensysteme	9
2.3	Koordinatensysteme Detail	10
2.4	rotorflussfestes Koordinatensystem	13
2.5	Blockschaltbild Feldorientierte Regelung	17
3.1	Blockschaltbild Stromregelung	20
3.2	reduziertes Blockschaltbild Stromregelung	21
3.3	Blockschaltbild Stromstrecke	21
3.4	Aufbau Pulswechselrichter	22
3.5	mögliche Spannungszeiger Pulswechselrichter	23
3.6	beispielhafte Pulswechselrichterausgangsspannung	24
3.7	Timing Ansteuerung Umrichter	24
3.8	nichtlinearer Wechselrichterspannungsabfall	25
3.9	Stromrippel Strangstrom	26
3.10	Prinzip integrale Strommessung	26
3.11	Vergleich zwischen Maschinenstrom und gemessenem Strom	27
3.12	Transformation RFKS real	28
3.13	Transformation RFKS ideal	29
3.14	Transformation Statorspannungszeiger, Einfluss PWR	30
3.15	T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine	33
3.16	gemessene Magnetisierungskennlinie	34
3.17	gemessener Eisenverlustwiderstand	34
3.18	Begrenzung Statorspannungsraumzeiger, motorischer Betrieb	37
3.19	Begrenzung Statorspannungsraumzeiger, generatorischer Betrieb	38
3.20	Blockschaltbild mathematisches Modell Stromstrecke, q-Zweig	38
3.21	Sprungantwort Stromstrecke, Modellierung Totzeit	40
4.1	Blockschaltbild zeitdiskrete Implementierung PI-Regler	46
4.2	zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler	47
4.3	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler, Simulation	49

4.4	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler, Simulation	49
4.5	Betrag Statorspannungszeiger \underline{u}_S bei Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei verschiedenen Drehzahlen mit PI-Regler, Simulation .	50
4.6	Regelspannung $u_{Sq,Reg}$ bei Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei verschiedenen Drehzahlen mit PI-Regler, Simulation	51
4.7	Blockschaltbild Smith-Prädiktor	52
4.8	Blockschaltbild Smith-Prädiktor, zeitdiskrete Implementierung	54
4.9	zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler mit Smith-Prädiktor	55
4.10	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Simulation	56
4.11	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Simulation	56
4.12	Blockschaltbild modifizierter Smith-Prädiktor	58
4.13	zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor	59
4.14	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor, Simulation	60
4.15	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor, Simulation	61
4.16	Definition Zustandsvariablen Zustandsregelung	61
4.17	Blockschaltbild integrierender Zustandsregler nach Hippe	62
4.18	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit integ. ZR nach Hippe, Simulation	63
4.19	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit integ. ZR nach Hippe, Simulation	64
4.20	Definition Zustandsvariablen Zustandsbeobachter	64
4.21	Blockschaltbild Stromstrecke in Zustandsraumdarstellung	65
4.22	Struktur suboptimales Kalman Filter	66
4.23	Struktur Kalman Filter, Aufspaltung in Teilsysteme	67
4.24	Struktur Kalman Filter, Aufspaltung in Teilsysteme, Vereinfachung .	69
4.25	Struktur Kalman Filter, Vergleich mit Smith-Prädiktor	70
4.26	Sprungantwort Feedbackfilter $F(z)$	72
4.27	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Verdoppelung Rotorwiderstand, Simulation	73
4.28	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Verdoppelung Stator- sowie Rotorwiderstand, Simulation	74
4.29	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Maschinenparameter laut Datenblatt, Simulation . . .	74
4.30	Blockschaltbild prädiktive Nichtlinearitätskorrektur	76
4.31	Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, verschiedene Varianten der Nichtlinearitätskorrektur, Simulation	77

4.32	Blockschaltbild prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung	78
4.33	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} , verschiedene Varianten der Berechnung der Kompensationsspannung, Simulation	79
4.34	Vordrehung Statorspannungsraumzeiger	81
5.1	Aufbau Prüfstand	84
5.2	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Messung	87
5.3	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Messung	88
5.4	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor, Messung	89
5.5	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor, Messung	89
5.6	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor mit Feedbackfilter, Messung	90
5.7	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit integ. ZR nach Hippe, Messung	91
5.8	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ mit integ. ZR nach Hippe, Messung	92
5.9	Frequenzgang Führungsübertragungsfunktion geschlossener Stromregelkreis bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung	96
6.1	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor, Vergleich zwischen Messung und Simulation	97
6.2	Streckenidentifikation, vorgegebene Spannung $u_{Sq,Reg}$	98
6.3	Streckenidentifikation, Struktur Stromstrecke	99
6.4	Streckenidentifikation, Vergleich Verlauf Statorstromkomponente i_{Sq}	100
6.5	Streckenidentifikation, Vergleich Verlauf Statorstromkomponente i_{Sq} Detail	101
6.6	Streckenidentifikation, Vergleich zeitdiskreter Frequenzgang Stromregelstrecke	102
6.7	T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine, mit Eisenverlusten	103
6.8	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung der Eisenverluste	104
6.9	T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine, mit Eisenverlusten und sättigbaren Streuinduktivitäten	105
6.10	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Sättigung der Streuinduktivitäten	106

6.11	T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine Kurzschlussfall, mit Eisenverlusten und Stromverdrängung im Rotor	107
6.12	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Stromverdrängung	108
6.13	Blockschaltbild modifizierter Smith-Prädiktor mit identifiziertem Streckenmodell	109
6.14	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung, Messung	110
6.15	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung, Messung	111
6.16	Definition Zustandsvariablen, Zustandsregelung mit id. Streckenmodell	111
6.17	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, integ. ZR nach Hippe mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung, Messung	113
6.18	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, integ. ZR nach Hippe mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung, Messung	114
6.19	Frequenzgang Führungsübertragungsfunktion geschlossener Stromregelkreis bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit Verbesserung, Messung	116
7.1	Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung, Vergleich	119

Tabellenverzeichnis

3.1	Parameter Asynchronmaschine	35
4.1	Reglerdimensionierung PI-Regler, Kenngrößen Frequenzbereich	48
4.2	Reglerdimensionierung PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Kenngrößen Frequenzbereich	56
4.3	Reglerdimensionierung PI-Regler mit mod. Smith-Prädiktor, Kenngrößen Frequenzbereich	58
5.1	Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung, Teil 1	93
5.2	Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, Messung, Teil 1	94
6.1	Parameter Modell Asynchronmaschine mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Stromverdrängung im Rotor	107
6.2	Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung, Zusammenfassung	114
6.3	Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, Messung, Zusammenfassung	115

Abkürzungsverzeichnis

FOC	Feldorientierte Regelung (field-oriented control)
SP	Smith-Prädiktor
PWR	Pulswechselrichter
AW	Anti-Windup
SKS	statorfestes Koordinatensystem
RKS	rotorfestes Koordinatensystem
RFKS	rotorflussfestes Koordinatensystem
ZR	Zustandsregler
ASM	Asynchronmaschine
NLK	Nichtlinearitätskorrektur
LQR	linear-quadratic-regulator

Variablenübersicht

ω_{mech}	mechanische Winkelgeschwindigkeit
ω	elektrische Winkelgeschwindigkeit
φ_{mech}	mechanischer Rotorwinkel
φ	elektrischer Rotorwinkel
ρ	Schlupfwinkel
$\dot{\rho}$	Schlupfwinkelgeschwindigkeit
φ_a	Winkel Wicklungsraumzeiger Strang a
φ_b	Winkel Wicklungsraumzeiger Strang b
φ_c	Winkel Wicklungsraumzeiger Strang c
R_S	Statorwiderstand
R_R'	Rotorwiderstand auf Statorseite bezogen
$L_{\sigma S}$	Statorstreuinduktivität
$L_{\sigma R}'$	Rotorstreuinduktivität auf Statorseite bezogen
L_h	Hauptinduktivität
p	Polpaarzahl
L_σ	Streuinduktivität
L_S	Statorinduktivität
L_R	Rotorinduktivität
R_{fe}	Eisenverlustwiderstand
u_a	Spannung Strang a
u_b	Spannung Strang b
u_c	Spannung Strang c
i_a	Maschinenstrom Strang a
i_b	Maschinenstrom Strang b
i_c	Maschinenstrom Strang c
\underline{u}_S	Statorspannungsraumzeiger
\underline{i}_S	Statorstromraumzeiger
\underline{u}_R	Rotorspannungsraumzeiger
\underline{i}_R	Rotorstromraumzeiger
$\underline{\Psi}_S$	Statorflussraumzeiger
$\underline{\Psi}_R$	Rotorflussraumzeiger
$\underline{u}_{S,Komp}$	Kompensationsspannungsraumzeiger
$\underline{u}_{S,Reg}$	Regelspannungsraumzeiger

$\underline{u}_{S,sat}$	Statorspannungsraumzeiger nach Begrenzung
$u_{S\alpha}$	Realteil Statorspannungsraumzeiger im SKS
$u_{S\beta}$	Imaginärteil Statorspannungsraumzeiger im SKS
$i_{S\alpha}$	Realteil Statorstromraumzeiger im SKS
$i_{S\beta}$	Imaginärteil Statorstromraumzeiger im SKS
u_{Sd}	d-Komponente Statorspannungsraumzeiger im RFKS
u_{Sq}	q-Komponente Statorspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sd,Komp}$	d-Komponente Kompensationsspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sq,Komp}$	q-Komponente Kompensationsspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sd,Reg}$	d-Komponente Regelspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sq,Reg}$	q-Komponente Regelspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sd,sat}$	d-Komponente begrenzter Statorspannungsraumzeiger im RFKS
$u_{Sq,sat}$	q-Komponente begrenzter Statorspannungsraumzeiger im RFKS
i_{Sd}	d-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
i_{Sq}	q-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
$i_{Sd,soll}$	Sollwert d-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
$i_{Sq,soll}$	Sollwert q-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
$i_{Sd,ist}$	Istwert d-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
$i_{Sq,ist}$	Istwert q-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
i_{Sd}^*	prädizierte d-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
i_{Sq}^*	prädizierte q-Komponente Statorstromraumzeiger im RFKS
i_a^*	prädizierter Maschinenstrom Strang a
i_b^*	prädizierter Maschinenstrom Strang b
i_c^*	prädizierter Maschinenstrom Strang c
Ψ_{Rd}	d-Komponente Rotorflussraumzeiger im RFKS
$\Psi_{Rd,soll}$	Sollwert d-Komponente Rotorflussraumzeiger im RFKS
$\Psi_{Rd,ist}$	Istwert d-Komponente Rotorflussraumzeiger im RFKS
M	Luftspalmmoment
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung PWR
T_a	Abtastperiode
T_S	Schaltperiode PWR
f_a	Abtastfrequenz
f_S	Schaltfrequenz PWR
n	Drehzahl
K_P	Proportionalanteil PI-Regler, z-Bereich
K_I	Integralanteil PI-Regler, z-Bereich
\tilde{K}_P	Proportionalanteil PI-Regler, q-Bereich
\tilde{K}_I	Integralanteil PI-Regler, q-Bereich
K_{AW}	Anti-Windup Faktor PI-Regler
\mathbf{Q}	Gewichtungsmatrix Zustandsgrößen, LQR-Entwurf
R	Gewichtungsfaktor Stellgröße, LQR-Entwurf

Q_n	Kovarianzmatrix Zustandsrauschen, Entwurfparam. Kalman Filter
R_n	Varianz Messrauschen, Entwurfparameter Kalman Filter
\ddot{u}	KenngroÙe Überschwingweite
t_1	KenngroÙe Ausregelzeit
e_1	KenngroÙe quadr. Fehler

1 Einleitung

Drehfeldmaschinen, wie z. B. Asynchronmaschinen und Synchronmaschinen, sind die derzeit in der industriellen Antriebstechnik am weitesten verbreiteten elektrischen Maschinen. Große technische Fortschritte, vor allem im Bereich der Leistungshalbleiter und der Regelungstechnik, führten dazu, dass die lange Zeit eingesetzten Gleichstromantriebe mehr und mehr durch Drehfeldmaschinen ersetzt wurden. Durch den Einsatz von abschaltbaren Halbleitern und leistungsfähigen Signalprozessoren können Drehfeldmaschinen bezüglich Moment, Drehzahl und Position exakt geregelt werden und daher in beinahe jeder Anwendung eingesetzt werden. Vor allem der mögliche Einsatzbereich der, in der Ausführung als Kurzschlussläufer sehr einfach aufgebauten und robusten, Asynchronmaschine wird durch verbesserte Regelungstechnik stetig erweitert.

Zur Regelung dieser Antriebe haben sich verschiedene Konzepte etabliert, abhängig von den Anforderungen an das Antriebssystem können unterschiedliche Regelprinzipien mit stark unterschiedlichem Aufwand verwendet werden. Als sehr leistungsfähige Regelungsstrategie erweist sich dabei das Konzept der *feldorientierten Regelung* (*field-oriented control, FOC*). Durch dieses Verfahren ist eine voneinander unabhängige Regelung der Größen Fluss und Moment in der Maschine möglich. Das Verhalten der Drehfeldmaschine kann damit auf die Betriebseigenschaften einer fremderregten Gleichstrommaschine zurückgeführt werden.

Einen wichtigen Teilaspekt dieser Regelstrategie stellt die Stromregelung der Maschinen dar. Im Rahmen dieser Arbeit wird die *indirekte Statorstromregelung* untersucht. Bei diesem Konzept wird durch konventionelle Regler eine Stellgröße berechnet, welche dann durch ein entsprechendes Modulationsverfahren in Schaltzustände des Wechselrichters umgerechnet werden muss. Die andere Möglichkeit, die *direkte Statorstromregelung*, welche aus den in der Regelung verfügbaren Größen direkt die Pulsfolge des Wechselrichters ermittelt, wird in dieser Arbeit nicht thematisiert.

1.1 Motivation

Aufgrund der einfachen Struktur und der Möglichkeit, die Reglerparameter mittels einfacher Dimensionierungsvorschriften zu berechnen werden zur indirekten Stator-

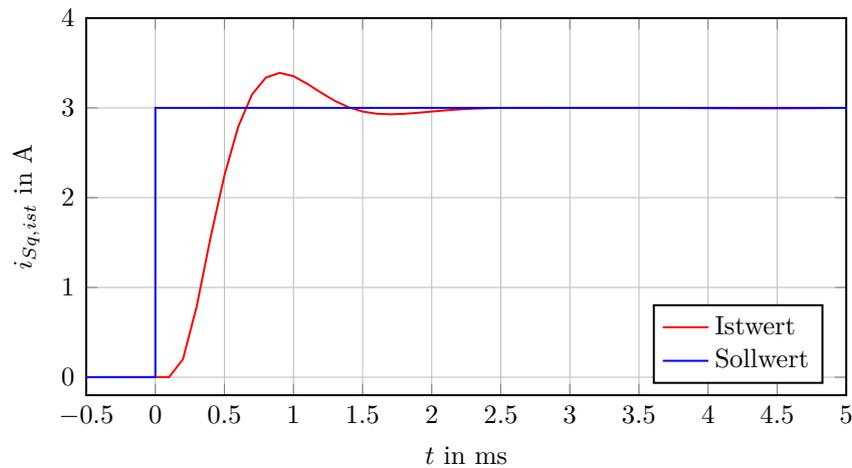


Abbildung 1.1: Sprungantwort der Stromstrecke mit PI-Regler

stromregelung häufig *PI-Regler* eingesetzt. Abbildung 1.1 zeigt beispielhaft die Sprungantwort des Stromregelkreises einer mit PI-Reglern geregelten Asynchronmaschine. Diese Darstellung zeigt mögliches Verbesserungspotential der Stromregelung auf. Es sollte sowohl eine Reduktion der Überschwingweite als auch eine Verringerung der Anstiegszeit möglich sein. Da diese Weiterentwicklung nicht durch eine veränderte Dimensionierung des PI-Reglers erreicht werden kann, soll in dieser Arbeit untersucht werden, ob durch den Einsatz anderer Reglerkonzepte das Systemverhalten verbessert werden kann. Eine zentrale Eigenschaft der feldorientierten Regelung ist der direkt proportionale Zusammenhang zwischen dem in Abbildung 1.1 dargestellten Strom und dem Luftspaltmoment der Maschine. Eine verbesserte Stromregelung führt daher direkt zu einer besseren Regelung des Drehmomentes der elektrischen Maschine. Vor allem ein möglichst schneller Aufbau des Stromes und damit des Luftspaltmomentes ist für viele praktische Anwendungen gewünscht.

1.2 Ziel der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist nun, die Stromregelung bei der feldorientierten Regelung von Drehfeldmaschinen durch Verwendung neuer Reglerkonzepte zu verbessern. Die erste Herausforderung liegt in der Ermittlung eines möglichst realitätsnahen mathematischen Modells der Stromregelstrecke. Es soll untersucht werden, welche Elemente des Stromregelkreises mit welchem Detaillierungsgrad beim Reglerentwurf berücksichtigt werden müssen. Aufbauend auf diesem mathematischen Modell der Regelstrecke sollen, mit dem Ziel die Stromregelung zu verbessern, folgende Ansätze den Stromregler zu verändern realisiert werden:

- Erweiterung des klassischen PI-Reglers um einen Smith-Prädiktor
- zustandsraumbasierte Regelung

Die unterschiedlichen Ansätze zur Stromregelung sollen mit dem klassischen PI-Regler verglichen und bezüglich Performance, Aufwand und Robustheit bewertet werden. Weiters sollen die genannten Regelkonzepte auf einem Motorenprüfstand implementiert und auf ihre Praxistauglichkeit untersucht werden. Ein weiteres Ziel dieser Arbeit ist, das im Rahmen der Modellbildung gewonnene Wissen über die Stromstrecke und die Feldorientierte Regelung im Allgemeinen dazu zu verwenden, um weiteres Optimierungspotential aufzuzeigen. Das Hauptaugenmerk dieser Arbeit liegt dabei auf der Regelung der Asynchronmaschine, die zentralen Überlegungen und Ergebnisse können allerdings auch auf die Synchronmaschine umgelegt werden.

1.3 Aufbau der Arbeit

Im ersten Teil dieser Arbeit werden die wesentlichsten theoretischen Grundlagen, welche zur Regelung und Modellierung elektrischer Maschinen benötigt werden, kurz zusammengefasst. Ausgehend von der Darstellung elektrischer Größen mittels Raumzeigern wird eine Beschreibung der Asynchronmaschine sowohl in einem statorfesten als auch in einem rotorflussfesten Koordinatensystem angegeben. Aufbauend auf der Maschinenbeschreibung in rotorflussfesten Koordinaten wird das Prinzip der feldorientierten Regelung gezeigt. In Kapitel 3 wird, basierend auf mathematischen Modellen der wesentlichen Elemente der Regelstrecke, eine zeitdiskrete mathematische Beschreibung der Stromregelstrecke ermittelt.

Aufbauend auf dem Streckenmodell werden in Kapitel 4 basierend auf Simulationsstudien verschiedene Reglerkonzepte entwickelt, welche dann am Prüfstand an der realen Asynchronmaschine getestet werden. Die im Rahmen dieser Versuche aufgezeichneten Messdaten werden in Kapitel 5 präsentiert und bewertet. In Kapitel 6 erfolgt schließlich eine Adaption der untersuchten Stromregelkonzepte, um die Qualität der Stromregelung weiter zu erhöhen. Abschließend werden in Kapitel 7 die wesentlichsten Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf weitere Verbesserungsmöglichkeiten wird gegeben.

2 Die Feldorientierte Regelung

In diesem Kapitel soll eine Methode zur Beschreibung elektrischer Drehfeldmaschinen gezeigt, sowie das Grundprinzip der *feldorientierten Regelung* (*field-oriented control*, *FOC*) kurz beschrieben werden. Da das Hauptziel der Arbeit eine Verbesserung der Stromregelung der Maschine ist, werden diese Grundlagen nur sehr oberflächlich behandelt. Da FOC allerdings auf dem Grundwellenmodell der Drehfeldmaschinen basiert, soll am Beginn dieses Kapitels ein Einblick in die Herleitung des Grundwellenmodells gegeben werden [1], [2]. Die wesentlichen Überlegungen sind dabei sowohl für die Asynchron- als auch für die Synchronmaschine gültig, die vollständige Angabe des Grundwellenmodells erfolgt allerdings nur für die Asynchronmaschine.

2.1 Raumzeigerdarstellung

Zur Ermittlung des *Grundwellenmodells* wird im Allgemeinen auf die Beschreibung elektrischer Größen mittels *Raumzeigern* zurückgegriffen. Ausgangspunkt der folgenden Betrachtungen ist die Verteilung der Wicklungen entlang des Umfangs von Stator bzw. Rotor. Diese Windungsverteilung beschreibt somit die räumliche Anordnung der Stator- und Rotorwicklungen und kann über die Entwicklung einer Fourierreihe in eine Grundwelle und Oberwellen aufgeteilt werden. Für die weiteren Betrachtungen wird der Oberwellenanteil vernachlässigt und nur mehr die Grundwelle zur Beschreibung der Maschine herangezogen. Für jeden Strang der Drehfeldmaschine kann dann die Wicklungsverteilung durch die Angabe eines komplexen Zeigers, der das Maximum der Grundwelle markiert, eindeutig beschrieben werden. Dieser Zeiger wird am einfachsten in einem *statorfesten Koordinatensystem* (*SKS*) definiert. Dieses Koordinatensystem wird meist in Richtung eines der Wicklungsraumzeiger gelegt. Abbildung 2.1 zeigt die Lage der Wicklungsraumzeiger einer dreiphasigen Maschine im SKS. Mathematisch können diese Zeiger unter Verwendung der vom Aufbau der Maschine abhängigen Konstanten w_s durch

$$\vec{w}_a = w_s e^{j\varphi_a} \quad (2.1)$$

$$\vec{w}_b = w_s e^{j\varphi_b} \quad (2.2)$$

$$\vec{w}_c = w_s e^{j\varphi_c} \quad (2.3)$$

beschrieben werden. Die Indizes a, b, c stehen dabei für die drei Stränge der Maschine, die zugehörigen Winkel bei der Lage des SKS wie in Abbildung 2.1 dargestellt, lauten $\varphi_a = 0^\circ$, $\varphi_b = 120^\circ$ und $\varphi_c = -120^\circ$.

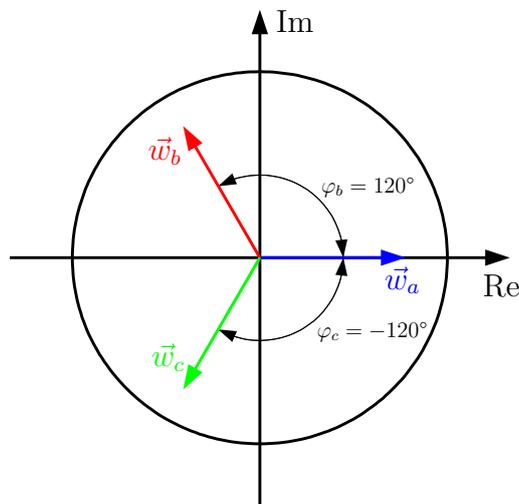


Abbildung 2.1: Wicklungsraumzeiger

Werden die zuvor definierten Windungsbeläge von Strom durchflossen, stellt sich entlang des Stators der Maschine ein Strombelag ein, der vom Momentanwert der drei Strangströme abhängt. Auch dieser Strombelag wird durch einen Raumzeiger, welcher das Maximum definiert, beschrieben.

$$\vec{a}_S = \vec{w}_a i_a(t) + \vec{w}_b i_b(t) + \vec{w}_c i_c(t) \quad (2.4)$$

$$\vec{a}_S = w_s \begin{bmatrix} e^{j\varphi_a} & e^{j\varphi_b} & e^{j\varphi_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Der Index „S“ legt hier und auch im Folgenden fest, dass es sich um eine Statorgröße handelt.

Anstatt durch die drei Statorströme i_a , i_b und i_c kann dieser Strombelag auch als durch einen Statorstromraumzeiger \vec{i}_S hervorgerufen betrachtet werden. Dabei wird meist folgender Zusammenhang festgelegt [2]:

$$\vec{a}_S := \vec{i}_S w_s \frac{3}{2} \quad (2.6)$$

Werden Formel (2.5) und (2.6) verglichen, kann folgende Definition für den Statorstromraumzeiger angegeben werden:

$$\vec{i}_S^S = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} e^{j\varphi_a} & e^{j\varphi_b} & e^{j\varphi_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

das Superskript „S“ bestimmt das Koordinatensystem in welchem der Raumzeiger definiert ist, in diesem Fall ein statorfestes Koordinatensystem (SKS).

Der Statorstrom wird anstatt durch drei Stranggrößen durch die beiden Koordinaten eines Raumzeigers beschrieben. Dies ist möglich, da bei Dreiphasensystemen ohne Nulleiter die drei Stranggrößen nicht voneinander unabhängig sind, deren geometrische Summe muss stets Null ergeben. Die Transformationsvorschrift zum Übergang von einer Beschreibung durch drei Stranggrößen in eine Beschreibung mittels Raumzeigern lautet, basierend auf obigen Zusammenhängen:

$$\vec{i}_S = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Damit die Transformation der drei Strangströme eindeutig ist, wird ein Nullstrom i_{S0} eingeführt, der dem Mittelwert der drei Stranggrößen entspricht. Dies führt zur *Clarke-Transformation* oder α, β -Transformation

$$\vec{i}_S^S = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

mit der regulären Transformationsmatrix

$$\mathbf{T} := \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Bei der Regelung der elektrischen Maschine muss das Nullsystem nicht beachtet werden. Diese Darstellung elektrischer Größen als Raumzeiger stellt die Grundlage der mathematischen Beschreibung von Drehfeldmaschinen dar. Da die Matrix \mathbf{T} regulär ist, ist die Rücktransformation eines Raumzeigers in ein System von drei Stranggrößen ebenfalls möglich.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Zur weiteren Beschreibung der elektrischen Maschine eignet sich die Darstellung der beiden Komponenten des Raumzeigers als Real- und Imaginärteil einer komplexen Zahl.

$$\underline{i}_S^S = i_{S\alpha} + j i_{S\beta} \quad (2.12)$$

Bisher wurden sämtliche Raumzeiger in einem statorfesten Koordinatensystem (SKS) definiert, zur mathematischen Beschreibung der Drehfeldmaschine werden meist noch andere Koordinatensysteme benötigt, diese werden im Folgenden behandelt.

2.2 Koordinatensysteme

Zur Modellierung sowie zur Regelung von Drehfeldmaschinen wird im Allgemeinen auf verschiedene raumfeste bzw. rotierende Koordinatensysteme zurückgegriffen. Abbildung 2.2 zeigt die Lage dreier häufig verwendeter Koordinatensysteme in der elektrischen Maschine.

Bisher wurden Raumzeiger im *statorfesten Koordinatensystem (SKS)* definiert, dieses Koordinatensystem ist bezogen auf die Statorwicklungen fixiert. Die reelle Achse wird dabei meist in Richtung des Stranges a der Maschine gelegt. Dieses Koordinatensystem eignet sich zur Beschreibung der elektrischen Größen im Stator. Größen, die in diesem Koordinatensystem definiert sind, werden durch das Superskript „S“ gekennzeichnet. Zur Beschreibung elektrischer Größen im Rotor wird ein *rotorfestes Koordinatensystem (RKS)* verwendet, also ein Koordinatensystem, das sich mit dem Rotor der Maschine mitdreht. Die Verwendung dieses speziellen Koordinatensystems bietet den Vorteil, dass sich die Rotorwicklungen bezogen auf dieses Koordinatensystem nicht bewegen. Der Winkel φ zwischen RKS und SKS beträgt bei einem mechanischen Rotorwinkel φ_{mech}

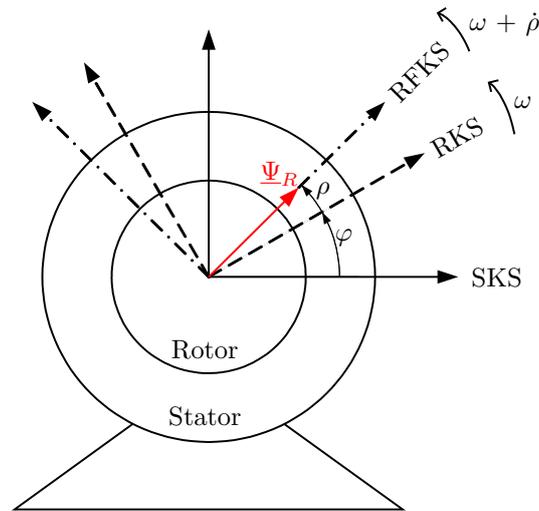


Abbildung 2.2: Lage der Koordinatensysteme

$$\varphi = p\varphi_{mech}, \quad (2.13)$$

wobei der Parameter p der Polpaarzahl der Maschine entspricht. Das RKS rotiert bei einer mechanischen Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{mech} bezogen auf ein statorfestes Koordinatensystem mit der Winkelgeschwindigkeit

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = p\omega_{mech} \quad (2.14)$$

Größen im rotorfesten Koordinatensystem (RKS) werden im Folgenden durch das Superskript „R“ gekennzeichnet. Die Regelung der Maschine erfolgt, wie später noch gezeigt wird, in einem *rotorflussfesten Koordinatensystem (RFKS)*. Dieses Koordinatensystem wird so definiert, dass die reelle Achse immer in Richtung des Rotorflusses Ψ_R zeigt. Das RFKS rotiert mit dem Rotor, ist allerdings bei der Asynchronmaschine bezogen auf den Rotor um den Schlupfwinkel ρ verschoben und um die Schlupfwinkelgeschwindigkeit $\dot{\rho}$ schneller. Bei der Synchronmaschine rotiert der Rotorfluss synchron mit dem Rotor, der Schlupfwinkel ist daher 0. Größen im RFKS werden durch das Superskript „Ψ“ gekennzeichnet.

Ein beliebiger Raumzeiger kann in jedem der drei erwähnten Koordinatensysteme dargestellt werden. Abbildung 2.3 zeigt die Lage der drei Koordinatensysteme im Raum mit den zugehörigen Bezeichnungen der Achsen. Wird ein Raumzeiger als komplexe Zahl in der komplexen Zahlenebene interpretiert, kann die Transformation

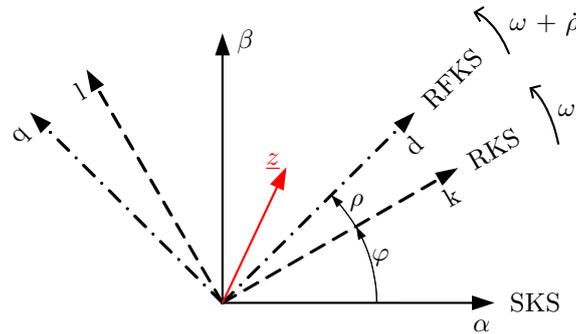


Abbildung 2.3: Koordinatensysteme Detail

von einem Koordinatensystem in ein anderes als Multiplikation mit einer komplexen Exponentialfunktion der Form

$$e^{j\gamma} = \cos(\gamma) + j \sin(\gamma), \quad (2.15)$$

also als Drehung um den Winkel γ , realisiert werden. Dies führt zu folgenden Zusammenhängen, wobei wieder komplexe Zahlen verwendet werden, um Raumzeiger zu beschreiben [2]:

$$\text{SKS} \rightarrow \text{RKS} : \quad \underline{z}^R = z_k + jz_l = \underline{z}^S e^{-j\varphi} \quad (2.16)$$

$$\text{RKS} \rightarrow \text{SKS} : \quad \underline{z}^S = z_\alpha + jz_\beta = \underline{z}^R e^{j\varphi} \quad (2.17)$$

$$\text{SKS} \rightarrow \text{RFKS} : \quad \underline{z}^\Psi = z_d + jz_q = \underline{z}^S e^{-j(\varphi+\rho)} \quad (2.18)$$

$$\text{RFKS} \rightarrow \text{SKS} : \quad \underline{z}^S = z_\alpha + jz_\beta = \underline{z}^\Psi e^{j(\varphi+\rho)} \quad (2.19)$$

$$\text{RKS} \rightarrow \text{RFKS} : \quad \underline{z}^\Psi = z_d + jz_q = \underline{z}^R e^{-j\rho} \quad (2.20)$$

$$\text{RFKS} \rightarrow \text{RKS} : \quad \underline{z}^R = z_k + jz_l = \underline{z}^\Psi e^{j\rho} \quad (2.21)$$

Die vor allem zur Regelung häufig benötigte Kombination aus Formel (2.9) und Formel (2.18) zur Umrechnung von Stranggrößen in rotorflussfeste Raumzeiger wird als *dq-Transformation* oder *Park-Transformation* bezeichnet.

Da zur Ermittlung eines mathematischen Modells der Drehfeldmaschine Differentiationen elektrischer Größen erforderlich sind, wird gezeigt, wie die Transformation zeitlicher Ableitungen von Raumzeigern in ein anderes Koordinatensystem durchgeführt werden kann. Als Beispiel wird die Transformation des Terms $\frac{d\underline{z}^R}{dt}$ ins SKS behandelt. Ausgangspunkt der Betrachtungen ist Formel (2.16), die Differentiation nach der Zeit ergibt

$$\frac{dz^R}{dt} = \frac{d(z^S e^{-j\varphi})}{dt} \quad (2.22)$$

Da im Allgemeinen sowohl der Raumzeiger \underline{z} als auch der Winkel φ zeitabhängig sind, wird auf die Produktregel der Differentialrechnung zurückgegriffen.

$$\frac{dz^R}{dt} = \frac{dz^S}{dt} e^{-j\varphi} + \underline{z}^S \frac{de^{-j\varphi}}{dt} \quad (2.23)$$

Unter Verwendung der Winkelgeschwindigkeit $\omega = \dot{\varphi}$ des RKS kann weiters

$$\frac{dz^R}{dt} = \frac{dz^S}{dt} e^{-j\varphi} - j\omega \underline{z}^S e^{-j\varphi} \quad (2.24)$$

geschrieben werden. Somit ist nun eine Beschreibung des Terms $\frac{dz^R}{dt}$ im SKS verfügbar.

2.3 Grundwellenmodell der Asynchronmaschine

Ausgehend von den bisherigen Betrachtungen kann eine mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine (ASM) in Raumzeigerdarstellung erfolgen [2]. Die Ständerspannungsgleichung

$$\underline{u}_S^S = R_S \underline{i}_S^S + \dot{\underline{\Psi}}_S^S \quad (2.25)$$

wird dabei im SKS formuliert, die Rotorspannungsgleichung¹

$$0 = R_R \underline{i}_R^R + \dot{\underline{\Psi}}_R^R \quad (2.26)$$

wird im RKS angeschrieben. Mit dem Ziel, ein mathematisches Modell der Asynchronmaschine in einem gemeinsamen Koordinatensystem zu ermitteln, wird Formel (2.26) unter Verwendung von (2.16), (2.17) sowie (2.24) in das SKS transformiert.

$$0 = R_R \underline{i}_R^S + \dot{\underline{\Psi}}_R^S - j\omega \underline{\Psi}_R^S \quad (2.27)$$

Zur Ermittlung eines Zusammenhangs zwischen den Stromraumzeigern und den Flussraumzeigern werden Statorflussverkettung

¹Kurzschlussläufer

$$\underline{\Psi}_S^s = L_S i_S^s + L_h i_R^s \quad (2.28)$$

sowie Rotorflussverkettung

$$\underline{\Psi}_R^s = L_h i_S^s + L_R i_R^s \quad (2.29)$$

verwendet. Die Größen Statorinduktivität L_S sowie Rotorinduktivität L_R setzen sich nach

$$L_S := L_{\sigma S} + L_h \quad (2.30)$$

$$L_R := L_{\sigma R}' + L_h \quad (2.31)$$

aus der Hauptinduktivität L_h und der stator- bzw. rotorseitigen Streuinduktivität $L_{\sigma S}$ bzw. $L_{\sigma R}'$ zusammen.

Durch Zusammenfassen obiger Gleichungen entsteht ein Gleichungssystem zur mathematischen Beschreibung der elektrischen Zusammenhänge der ASM im SKS.

$$\begin{array}{l} \dot{\underline{\Psi}}_S^s = -R_S i_S^s + \underline{u}_S^s \\ \dot{\underline{\Psi}}_R^s = -R_R' i_R^s + j\omega \underline{\Psi}_R^s \\ i_S^s = \frac{1}{L_S L_R - L_h^2} [L_R \underline{\Psi}_S^s - L_h \underline{\Psi}_R^s] \\ i_R^s = \frac{1}{L_S L_R - L_h^2} [-L_h \underline{\Psi}_S^s + L_S \underline{\Psi}_R^s] \end{array} \quad (2.32)$$

Basierend auf den Größen des Gleichungssystems (2.32) kann das Luftspaltmoment der Maschine nach

$$M = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \underline{\Psi}_S^{s*} i_S^s \} \quad (2.33)$$

berechnet werden. Durch Gleichungssystem (2.32) und Formel (2.33) ist eine vollständige Beschreibung der ASM möglich. Diese Form eignet sich vor allem zur Modellierung der Maschine in z. B. Simulink[®], zur Regelung der Maschine ist das RFKS besser geeignet.

2.4 Maschinenbeschreibung im rotorflussfesten Koordinatensystem

Die Regelung der elektrischen Maschine erfolgt im rotorflussfesten Koordinatensystem (RFKS) [2], also in einem Koordinatensystem, dessen reelle Achse in Richtung des Rotorflusses $\underline{\Psi}_R$ zeigt und synchron mit dem Rotorfluss rotiert (Abbildung 2.4). Diese besondere Lage des Koordinatensystems wird gewählt, da, wie im Folgenden gezeigt wird, so eine getrennte Regelung der Größen Rotorfluss und Drehmoment möglich ist. Das Verhalten der Drehfeldmaschine wird somit auf das Verhalten einer fremderregten Gleichstrommaschine zurückgeführt, hier ist ebenfalls eine voneinander unabhängige Vorgabe von magnetischem Feld und Drehmoment durch Erregerstrom bzw. Ankerstrom möglich.

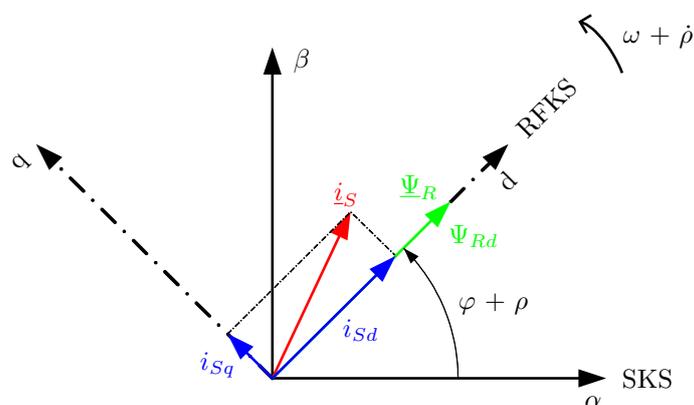


Abbildung 2.4: rotorflussfestes Koordinatensystem (RFKS)

Im RFKS werden, wie in Abbildung 2.4 am Beispiel des Statorstromraumzeigers gezeigt, alle komplexen Raumzeiger durch ihre d-Komponente (Projektion auf die reelle Achse) und ihre q-Komponente (Projektion auf die imaginäre Achse) beschrieben.

$$\underline{i}_S^\Psi = i_{Sd} + j i_{Sq} \quad (2.34)$$

Eine äquivalente Darstellung ist auch für jeden anderen Spannungs-, Strom- oder Flussraumzeiger möglich, wobei für den Rotorfluss aufgrund der speziellen Lage des rotorflussfesten Koordinatensystems

$$\underline{\Psi}_R^\Psi = \Psi_{Rd} + j0 \quad (2.35)$$

gilt. Ausgehend von der Rotorspannungsgleichung im RKS (Formel (2.26)) sowie Formel (2.28) und (2.29) kann die Rotorspannungsgleichung mittels (2.20), (2.21) sowie (2.24) ins RFKS transformiert werden.

$$0 = \frac{R_R'}{L_R} [\underline{\Psi}_R^\Psi - L_h \dot{i}_S^\Psi] + \dot{\underline{\Psi}}_R^\Psi + j\dot{\rho} \underline{\Psi}_R^\Psi \quad (2.36)$$

Aufspaltung von Formel (2.36) in Real- und Imaginärteil führt zu

$$\text{Re : } \dot{\Psi}_{Rd} = \frac{R_R'}{L_R} (L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \quad (2.37)$$

$$\text{Im : } \dot{\rho} = \frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}}, \quad (2.38)$$

wobei hier bereits erkennbar ist, dass der Rotorfluss Ψ_{Rd} durch die d-Komponente des Statorstromraumzeigers bestimmt wird und vom Strom i_{Sq} unabhängig ist.

Ausgehend von Formel (2.33) ergibt sich für das Luftspaltmoment

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq}, \quad (2.39)$$

womit gezeigt wurde, dass bei konstantem Rotorfluss das Drehmoment nur noch durch den Statorstromanteil i_{Sq} beeinflusst wird.

Die Regelung der beiden Statorstromkomponenten erfolgt durch die Vorgabe der Statorspannung \underline{u}_S . Ausgehend von der Statorspannungsgleichung im SKS (Formel (2.25)) sowie Formel (2.28) und (2.29) können auch die elektrischen Zusammenhänge im Stator mittels (2.18), (2.19) sowie (2.24) ins RFKS transformiert werden.

$$\underline{u}_S^\Psi = R_S \dot{i}_S^\Psi + j(\rho + \varphi) \left[L_\sigma \dot{i}_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \underline{\Psi}_R^\Psi \right] + L_\sigma \dot{i}_S^\Psi + \frac{L_h}{L_R} \dot{\underline{\Psi}}_R^\Psi \quad (2.40)$$

Die Größe L_σ wird dabei als Streuinduktivität bezeichnet und nach

$$L_\sigma := \frac{L_S L_R - L_h^2}{L_R} \quad (2.41)$$

definiert. Aufspaltung von Formel (2.40) in Real- bzw. Imaginärteil führt unter Verwendung von (2.37) zu

$$\text{Re : } u_{Sd} = R_S i_{Sd} + L_\sigma \dot{i}_{Sd} - (\rho + \varphi) L_\sigma i_{Sq} + \left(\frac{L_h}{L_R}\right)^2 R_R' \left[i_{Sd} - \frac{\Psi_{Rd}}{L_h} \right] \quad (2.42)$$

$$\text{Im : } u_{Sq} = R_S i_{Sq} + L_\sigma \dot{i}_{Sq} + (\rho + \varphi) \left[L_\sigma i_{Sd} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \right] \quad (2.43)$$

Wird Formel (2.38) verwendet, um den Term $\dot{\rho}$ zu ersetzen und mittels $\omega = p\omega_{mech}$ die mechanische Drehzahl berücksichtigt gilt weiters:

$$u_{Sd} = R_S i_{Sd} + L_\sigma \dot{i}_{Sd} - \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}} + p\omega_{mech} \right] L_\sigma i_{Sq} + \left(\frac{L_h}{L_R}\right)^2 R_R' \left[i_{Sd} - \frac{\Psi_{Rd}}{L_h} \right] \quad (2.44)$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + L_\sigma \dot{i}_{Sq} + \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}} + p\omega_{mech} \right] \left[L_\sigma i_{Sd} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \right] \quad (2.45)$$

Soll die Statorspannung als Stellgröße zur Regelung von d- bzw. q-Komponente des Statorstromraumzeigers verwendet werden, bereiten Nichtlinearitäten und Verkopplungen der Gleichungen (2.44) und (2.45) Schwierigkeiten. Eine einfache Möglichkeit diese Regelungsaufgabe zu vereinfachen besteht in der Kompensation der unerwünschten Terme. Dazu wird der Statorspannungsraumzeiger aus zwei Teilspannungen gebildet, aus einer Kompensationsspannung ($\underline{u}_{S,Komp}$) und einer Spannung welche der Stellgröße zur Regelung des Stromes entspricht ($\underline{u}_{S,Reg}$).

$$u_{Sd} = u_{Sd,Komp} + u_{Sd,Reg} \quad (2.46)$$

$$u_{Sq} = u_{Sq,Komp} + u_{Sq,Reg} \quad (2.47)$$

Werden die Kompensationsspannungen nach

$$u_{Sd,Komp} = - \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}} + p\omega_{mech} \right] L_\sigma i_{Sq} + \left(\frac{L_h}{L_R}\right)^2 R_R' \left[i_{Sd} - \frac{\Psi_{Rd}}{L_h} \right] \quad (2.48)$$

$$u_{Sq,Komp} = \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}} + p\omega_{mech} \right] \left[L_\sigma i_{Sd} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} \right] \quad (2.49)$$

gebildet, vereinfacht sich der Zusammenhang zwischen den Stellgrößen $u_{Sd,Reg}$ sowie $u_{Sq,Reg}$ und den Regelgrößen i_{Sd} und i_{Sq} zu

$$u_{Sd,Reg} = R_S i_{Sd} + L_\sigma \dot{i}_{Sd} \quad (2.50)$$

$$u_{Sq,Reg} = R_S i_{Sq} + L_\sigma \dot{i}_{Sq} \quad (2.51)$$

Zusammengefasst ergibt sich, falls die beiden Komponenten des Statorspannungszeigers nach Formel (2.46) und (2.47) gebildet werden, im RFKS ein System aus vier Differentialgleichungen und einer algebraischen Gleichung zur Beschreibung der ASM. Dieses Maschinenmodell bildet den Ausgangspunkt der feldorientierten Regelung.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{Sd} &= \frac{1}{L_\sigma} (u_{Sd,Reg} - R_S i_{Sd}) \\ \dot{i}_{Sq} &= \frac{1}{L_\sigma} (u_{Sq,Reg} - R_S i_{Sq}) \\ \dot{\Psi}_{Rd} &= \frac{R_R'}{L_R} (L_h i_{Sd} - \Psi_{Rd}) \\ \dot{\rho} &= \frac{R_R' L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_{Rd}} \\ M &= \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq} \end{aligned} \quad (2.52)$$

2.5 Regelungskonzept

Der Entwurf der Reglerstruktur erfolgt basierend auf der Beschreibung der ASM im RFKS (Gleichungssystem (2.52)) [2]. Abbildung 2.5 zeigt ein Blockschaltbild der feldorientierten Regelung, wobei nur die wesentlichsten Elemente dargestellt sind, um die Übersichtlichkeit zu erhalten. Es handelt sich dabei um einen kaskadierten Regelkreis, in einer inneren Regelschleife erfolgt die Stromregelung, weitere überlagerte Regler sorgen für Fluss- und Momenten- oder Drehzahlregelung.

Der Flussregler gibt den Sollwert für die d-Komponente des Statorstromes i_{Sd} vor, während ein Drehzahl- oder Momentenregler eine bestimmte Statorstromkomponente i_{Sq} fordert. Fluss bzw. Moment können daher unabhängig² voneinander vorgegeben werden.

Die Berechnung der Stellgrößen auf einem zeitdiskreten System beginnt mit der Messung der Strangströme der Maschine sowie der Erfassung von Rotorlage und Drehzahl. Die Strangströme werden mittels einer Koordinatensystemtransformation

²falls keine Stellgrößenbegrenzung erreicht wird

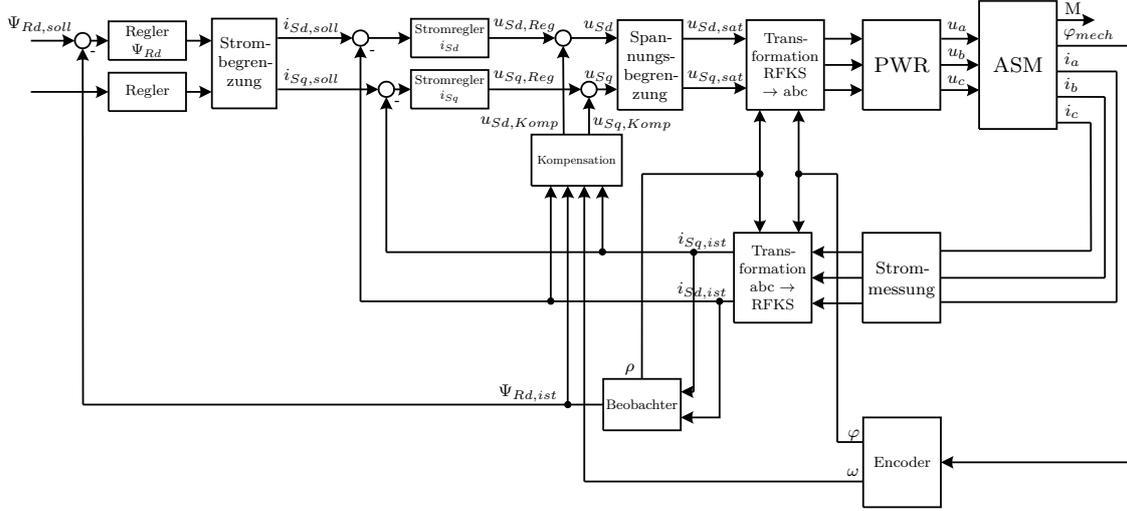


Abbildung 2.5: Blockschaltbild Feldorientierte Regelung

(*Park-Transformation*) in das RFKS transformiert, in diesem Koordinatensystem erfolgt die Regelung. Die beiden Statorstromanteile i_{Sd} und i_{Sq} werden dann verwendet, um die beiden verbleibenden Zustandsvariablen aus (2.52) zu ermitteln. Die Größen Rotorfluss Ψ_{Rd} sowie Schlupfwinkel ρ können messtechnisch nur mit sehr großem Aufwand erfasst werden, daher werden diese Größen geschätzt. Dazu werden verschiedene Konzepte vorgeschlagen [2], in dieser Arbeit wird auf das sogenannte Strommodell zurückgegriffen. Dieses Strommodell ist im Block *Beobachter* implementiert und wird verwendet, um aus den beiden Komponenten des Statorstromraumzeigers den Rotorfluss Ψ_{Rd} , den Schlupfwinkel ρ sowie die Schlupfwinkelgeschwindigkeit $\dot{\rho}$ zum Abtastzeitpunkt kT_a zu schätzen. Dazu kann Formel (2.38) direkt verwendet werden, weiters werden basierend auf dem expliziten Eulerverfahren Formel (2.38) sowie (2.37) näherungsweise zeitdiskret integriert.

$$\begin{aligned}\dot{\rho}_k &= \frac{R_R' L_h i_{Sq,k}}{L_R \Psi_{Rd,k}} \\ \rho_{k+1} &= \rho_k + T_a \frac{R_R' L_h i_{Sq,k}}{L_R \Psi_{Rd,k}} \\ \Psi_{Rd,k+1} &= \left(1 - T_a \frac{R_R'}{L_R}\right) \Psi_{Rd,k} + T_a \frac{R_R'}{L_R} L_h i_{Sd,k}\end{aligned}\quad (2.53)$$

Der gemessene Statorstrom wird weiters zur Berechnung der Kompensationsspannungen nach (2.48) und (2.49) verwendet. Der geschätzte Rotorfluss Ψ_{Rd} wird mit dem

Sollwert verglichen, um im Flussregler einen Sollwert für den Strom i_{sd} berechnen zu können. Der Sollwert für den Strom i_{sq} hängt davon ab, ob Momentenregelung, Drehzahlregelung oder Lageregelung gefordert wird. Aus den gemessenen Ist-Werten und den berechneten Soll-Werten für die beiden Statorstromkomponenten werden durch die beiden Stromregler die Stellgrößen berechnet. Dabei handelt es sich um die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers. Aus diesem Statorspannungszeiger werden mittels einer Koordinatensystemtransformation (inverse Park-Transformation) die auszugebenen Strangspannungen berechnet.

Zusätzlich zu den bisher beschriebenen Elementen enthält das Blockschaltbild aus Abbildung 2.5 die beiden Blöcke Strombegrenzung und Spannungsbegrenzung. Aufgabe der Strombegrenzung ist es, durch Limitierung des Stromsollwertes die Maschine und den Pulswechselrichter vor thermischer Beschädigung zu schützen. Der Block Spannungsbegrenzung wird verwendet, da die vom Pulswechselrichter ausgebbaren Spannungen physikalisch begrenzt sind. Das Thema Spannungsbegrenzung wird im Rahmen der Modellbildung noch genauer thematisiert (Abschnitt 3.5). Aufgrund dieser beiden Begrenzungen und der Verwendung integrierender Regler sind Anti-Windup Maßnahmen vorzusehen.

Im folgenden Kapitel werden jene Elemente des Blockschaltbildes aus Abbildung 2.5, welche für die Stromregelung relevant sind, mit dem Ziel, eine mathematische Beschreibung der Stromstrecke zu ermitteln, näher betrachtet.

3 Modellbildung

In diesem Teil der Arbeit wird eine mathematische Beschreibung der Regelstrecke ermittelt. Ziel der Modellbildung ist es einerseits, die Realität möglichst gut nachzubilden um aussagekräftige Simulationsergebnisse zu erhalten, andererseits soll das mathematische Modell möglichst einfach sein, um den modellbasierten Reglerentwurf zu ermöglichen. Es soll daher nun im Folgenden eine möglichst genaue Systembeschreibung zur Simulation sowie ein reduziertes Modell für den Reglerentwurf ermittelt werden.

3.1 Überblick

Abbildung 3.1 zeigt jene Elemente des Regelkreises, die bei der Modellbildung beachtet werden müssen, verglichen mit Abbildung 2.5 fehlen die Regler für Fluss sowie Drehzahl oder Moment. Diese beiden Blöcke sollen in dieser Arbeit nicht thematisiert werden, es wird daher im Folgenden davon ausgegangen, dass (begrenzte) Sollwerte für die beiden Statorstromkomponenten i_{Sd} und i_{Sq} verfügbar sind.

Wird weiters davon ausgegangen, dass Rotorlage und Drehzahl der ASM verfügbar sind und der Block Beobachter zur Schätzung von Rotorfluss und Schlupf nach (2.53) realisiert ist, kann das Blockschaltbild aus Abbildung 3.1 vereinfacht werden. Um eine weitere Vereinfachung zu ermöglichen, wird der Block zur Berechnung der Kompensationsspannung an dieser Stelle als bekannt vorausgesetzt. Abbildung 3.2 zeigt das daraus resultierende reduzierte Blockschaltbild der Stromregelung.

Werden noch die Stromregler für i_{Sd} und i_{Sq} entfernt, ergibt sich das Blockschaltbild der eigentlichen Regelstrecke (Abbildung 3.3). Da die Regelung der Maschine im RFKS erfolgt, soll auch die Modellbildung in diesem Koordinatensystem durchgeführt werden. Ziel der Modellbildung ist es daher, den Zusammenhang zwischen den Stellgrößen $u_{Sd,Reg}$ sowie $u_{Sq,Reg}$ und den gemessenen Statorstromkomponenten $i_{Sd,ist}$ und $i_{Sq,ist}$ zu ermitteln.

Aus Abbildung 3.3 ist ersichtlich, dass bei der Modellbildung die Elemente

- Pulswechselrichter (PWR)
- Transformationen zwischen den verwendeten Koordinatensystemen

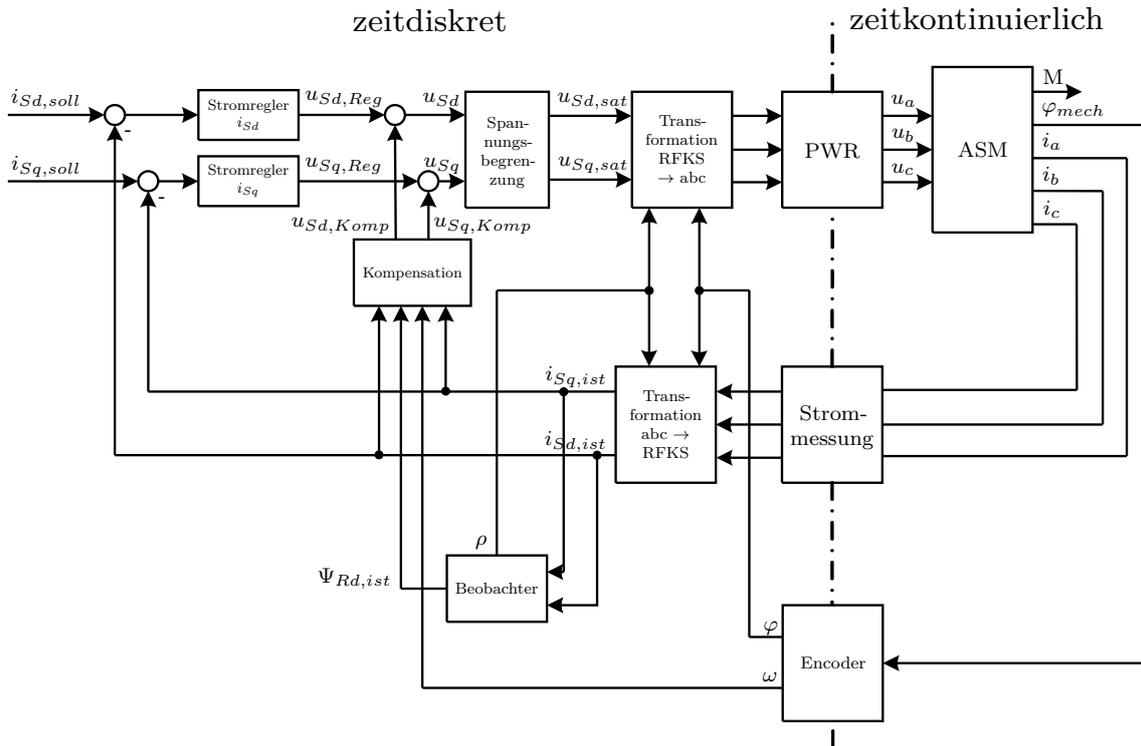


Abbildung 3.1: Blockschaltbild Stromregelung

- Asynchronmaschine (ASM)
- Strommessung
- Spannungsbeschränkung

berücksichtigt werden müssen. Im Folgenden soll daher eine Beschreibung für jedes der erwähnten Elemente ermittelt werden, mit dem Ziel, ein mathematisches Modell des Gesamtsystems zu erhalten. Die Modellbildung wird in dieser Arbeit für einen konkreten Aufbau des Antriebssystems (Asynchronmaschine, Umrichter, Strommessung und Signalprozessorsystem) durchgeführt. Werden Teile des Systems verändert (z. B. anderes Strommessverfahren), muss das mathematische Modell entsprechend adaptiert werden.

3.2 Pulswechselrichter

Die Ausgangsgröße der feldorientierten Regelung ist ein (begrenzter) Spannungsraumzeiger im RFKS, bestehend aus den Spannungskomponenten $u_{sd,sat}$ und $u_{sq,sat}$. Die Umsetzung dieses Zeigers in die Strangspannungen u_a , u_b und u_c erfolgt durch einen

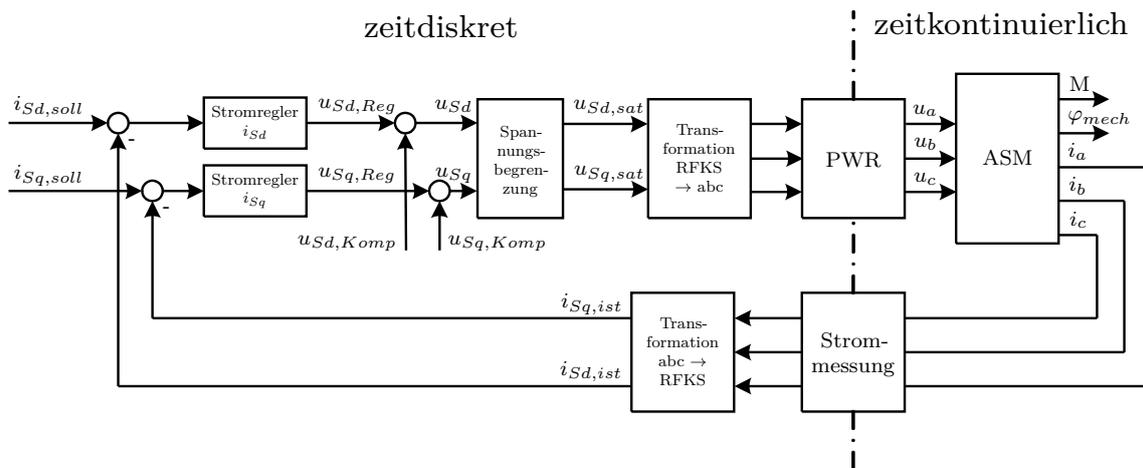


Abbildung 3.2: reduziertes Blockschaftbild Stromregelung

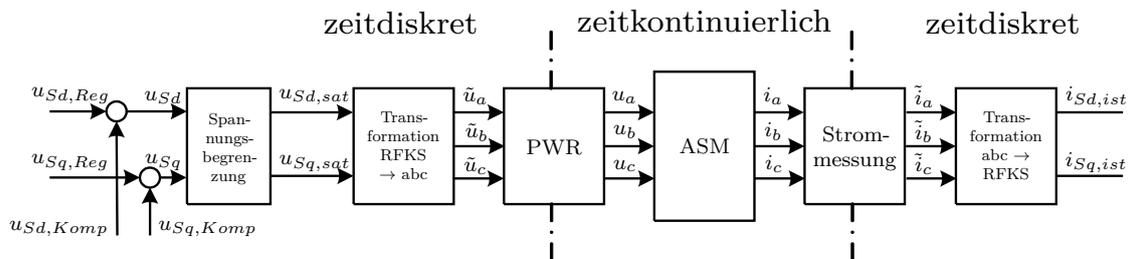


Abbildung 3.3: Blockschaftbild Stromstrecke

Pulswechselrichter (PWR). Dieser PWR setzt sich in den meisten Fällen aus drei Halbbrücken, die von einem gemeinsamen Spannungszwischenkreis versorgt werden, zusammen (siehe Abbildung 3.4).

Jede der drei Halbbrücken besteht aus zwei Halbleiterschaltern und zwei Freilaufdi-oden. Theoretisch soll je nach gewünschter Ausgangsspannung zu jedem Zeitpunkt einer der beiden Halbleiterschalter leiten, während der andere sperrt. Leitet der obere Halbleiterschalter, wird das positive Potential der Zwischenkreisspannung ausgegeben, leitet der untere, wird das negative Potential ausgegeben. Durch die Festlegung, dass zu jedem Zeitpunkt einer der beiden Halbleiterschalter leitet, wäre gewährleistet, dass der Motorstrom stets in jeder der drei Halbbrücken fließen kann und die Freilaufdioden würden nicht benötigt. Praktisch ist ein direktes Umschalten von einem Halbleiterschalter auf einen anderen nicht möglich, da die Gefahr eines Kurzschlusses im Zwischenkreis besteht. Daher wird durch Verriegelungszeiten sichergestellt, dass immer zuerst der leitende Halbleiter abgeschaltet wird, bevor der zweite Schalter geschlossen wird. Während dieser (möglichst kurzen) Verriegelungszeiten sind nun

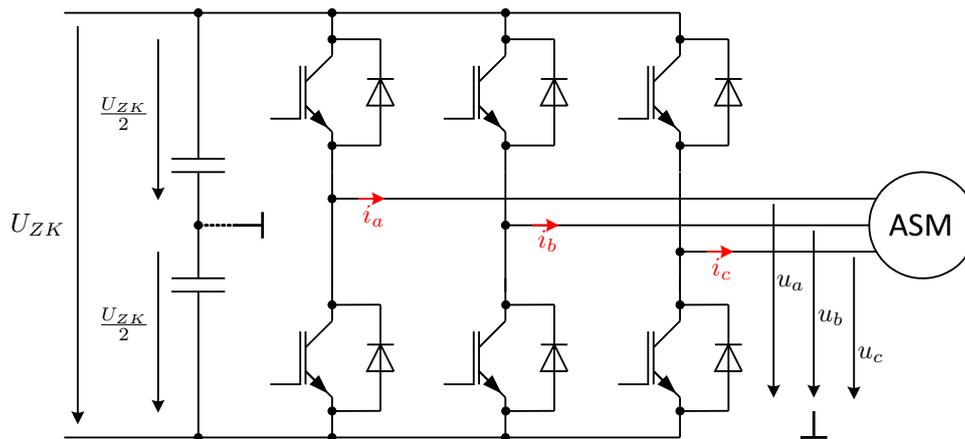


Abbildung 3.4: Aufbau Pulswechselrichter

beide Halbleiterschalter geöffnet, der Motorstrom fließt daher über eine der beiden Freilaufdioden. Je nach Vorzeichen des Motorstromes leitet eine dieser Freilaufdioden und legt damit die Umrichterausgangsspannung fest. Da nun die Ausgangsspannung des PWR nicht mehr von der Sollspannung, sondern nur mehr vom aktuellen Motorstrom abhängt, soll dieser Zustand möglichst vermieden werden.

Alle drei Halbbrücken können entweder ein- oder ausgeschaltet sein, theoretisch stehen somit $2^3 = 8$ verschiedene Wechselrichterausgangsspannungen zur Verfügung. Da für den Fall, dass der Schaltzustand der drei Halbbrücken gleich ist gilt, dass entweder alle Motoranschlüsse auf dem positiven bzw. negativen Potential des Spannungszwischenkreises liegen und somit die Differenzspannungen an der Maschine Null sind, reduziert sich die Anzahl der echt unterschiedlichen Ausgangsspannungen auf Sieben. Diese sieben möglichen verschiedenen Ausgangsspannungen des Wechselrichters können auch als Spannungsraumzeiger interpretiert werden. Abbildung 3.5 zeigt, dass sechs der verfügbaren Spannungsraumzeiger an den Ecken eines Sechsecks liegen, die beiden anderen möglichen Raumzeiger liegen im Zentrum des Sechsecks. Jeder gewünschte Spannungszeiger \underline{u}_S der nicht auf einer Ecke des Sechsecks oder im Zentrum liegt, kann nicht direkt erzeugt werden. Durch die Kombination verschiedener diskreter Wechselrichterausgangsspannungen während eines Abtastintervalls ist es jedoch möglich, den gewünschten Spannungszeiger im zeitlichen Mittel zur Verfügung zu stellen. Die Generierung des in Abbildung 3.5 dargestellten Spannungszeigers \underline{u}_S kann beispielsweise durch eine zeitliche Kombination der Zeiger $\underline{U}_{S,0}$, $\underline{U}_{S,1}$, $\underline{U}_{S,2}$ und $\underline{U}_{S,7}$ erreicht werden.

Abbildung 3.6 zeigt eine mögliche Ausgangsspannungskombination des Pulswechselrichters für die Tastverhältnisse $d_a = 0.3$, $d_b = 0.5$ und $d_c = 0.7$, wobei die Spannungen auf ein virtuelles Bezugspotential mit dem Wert der halben Zwischenkreisspannung

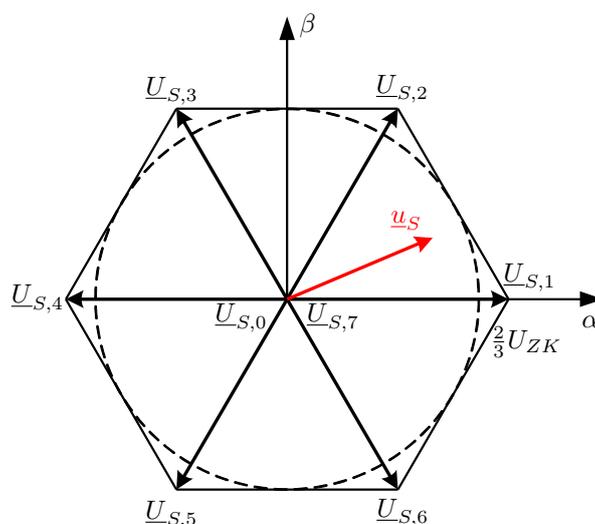


Abbildung 3.5: mögliche Spannungszweiger Pulswechselrichter

bezogen werden. Aus dieser Abbildung ist auch erkennbar, dass eine Schaltperiode T_S der doppelten Abtastperiode von $T_a = 100 \mu\text{s}$ entspricht.

$$T_S = 2T_a = 200 \mu\text{s} \quad (3.1)$$

Im Rahmen dieser Arbeit wird auf die Funktionsweise des Pulswechselrichters nicht mehr näher eingegangen, es soll an dieser Stelle nur ein mathematisches Modell dieses Stellgliedes ermittelt werden. In der mathematischen Beschreibung des Umrichters soll die bereits erwähnte Raumzeigermodulation nicht enthalten sein, um das Modell einfach und übersichtlich zu halten. Der Umrichter wird daher als gewöhnliches analoges Stellglied interpretiert, das, innerhalb gewisser Grenzen, jeden beliebigen Spannungsraumzeiger zur Verfügung stellen kann¹. Da die Regelung und damit die Sollwertvorgabe für den Pulswechselrichter zeitdiskret erfolgt, muss das Timing der Spannungsausgabe durch den Wechselrichter beachtet werden (siehe Abbildung 3.7). Um eine innerhalb einer Abtastperiode konsistente Spannungsausgabe garantieren zu können, werden die im aktuellen Zeitschritt berechneten Stellgrößen immer erst während des nächsten Abtastintervalls ausgegeben. Daraus resultiert eine Totzeit von einem Abtastintervall im Regelkreis.

Zusätzlich zur zeitlichen Verzögerung wird durch den Umrichter ein nichtlinearer Spannungsabfall hervorgerufen. Diese stromabhängige Nichtlinearität ist abhängig

¹Das tatsächliche Verhalten des PWR muss allerdings bei der Wahl des Strommessverfahrens beachtet werden, da die Stromverläufe im Allgemeinen aufgrund der pulsartigen Wechselrichter-Ausgangsspannung Rippel aufweisen werden.

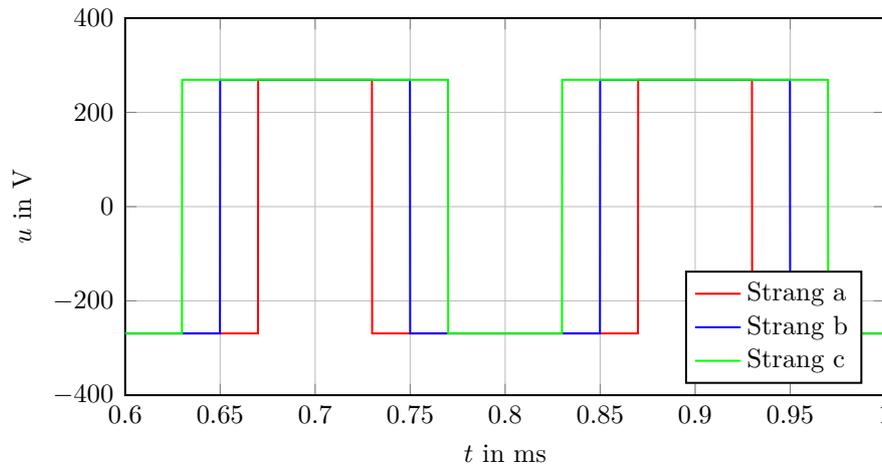


Abbildung 3.6: beispielhafte Pulswechselrichterausgangsspannung

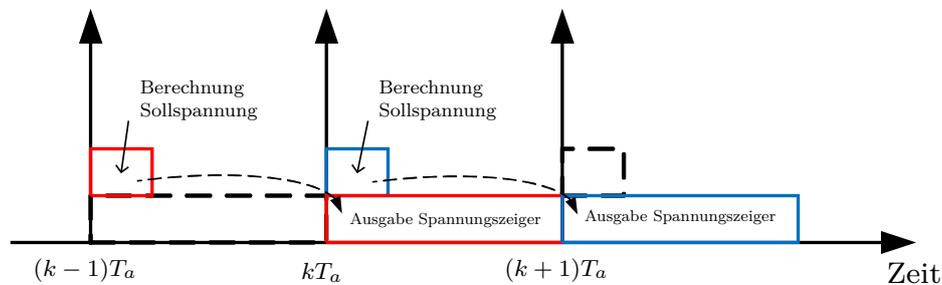


Abbildung 3.7: Timing Ansteuerung Umrichter

vom Umrichtertyp unterschiedlich groß, kann aber messtechnisch erfasst werden [3]. Abbildung 3.8 zeigt diese Nichtlinearität für den im Rahmen der Prüfstandsversuche verwendeten Umrichter.

Bei den in Abbildung 3.8 dargestellten Verläufen handelt es sich nur um nichtlineare Spannungsabfälle, sämtliche linearen Anteile werden dem Statorwiderstand hinzugerechnet. Beim hier untersuchten Umrichter ist die Nichtlinearität nur sehr klein, besonders bei Umrichtern für größere Leistungen kann der Einfluss der Nichtlinearität hingegen wesentlich größer sein, deshalb wird später (Abschnitt 4.7) eine Möglichkeit gezeigt, diesen Spannungsabfall zu kompensieren. Ursachen für den nichtlinearen Spannungsabfall sind die Verriegelungszeiten und die Durchlassspannungen der Halbleiterschalter.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass der Pulswechselrichter zur Ansteuerung der Maschine als eine Kombination aus einer Totzeit und einem stromabhängigen nichtlinearen Spannungsabfall beschrieben werden kann. Der Zusammenhang zwischen

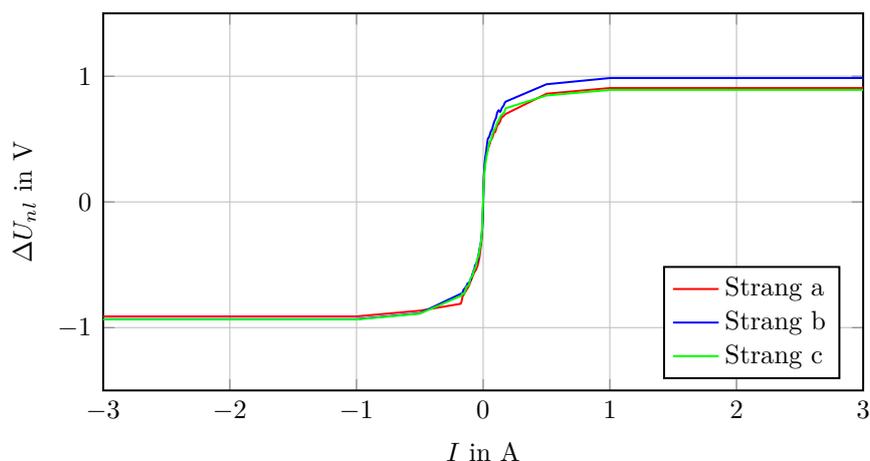


Abbildung 3.8: nichtlinearer Wechselrichterspannungsabfall ΔU_{nl} in Abhängigkeit vom Strangstrom I

den Sollspannungen \tilde{u}_{abc} und den über einen Abtastintervall gemittelten Istspannungen u_{abc} lautet folglich:

$$\begin{aligned} u_{a,k} &= \tilde{u}_{a,k-1} - \Delta u_{a,nl}(i_a) \\ u_{b,k} &= \tilde{u}_{b,k-1} - \Delta u_{b,nl}(i_b) \\ u_{c,k} &= \tilde{u}_{c,k-1} - \Delta u_{c,nl}(i_c) \end{aligned} \quad (3.2)$$

3.3 Strommessung

Bei der Stromregelung von Drehfeldmaschinen kommt der Messung der Maschinenströme entscheidende Bedeutung zu. Es ist eine sowohl schnelle als auch genaue Messdatenerfassung notwendig, um Ströme präzise regeln zu können. Beim Messen der Maschinenströme muss vor allem der Einfluss des Pulswechselrichters auf die Kurvenform der Ströme in der Maschine beachtet werden. Abbildung 3.9 zeigt einen möglichen Verlauf des Maschinenstromes im Strang c der Asynchronmaschine während vier Abtastintervallen, dies entspricht zwei Schaltintervallen. Dieser Stromverlauf entsteht, wenn die Maschine mit den Wechselrichterausgangsspannungen laut Abbildung 3.6 versorgt wird.

Es ist deutlich zu erkennen, dass durch die geschaltete Spannungsausgabe des Pulswechselrichters Stromrippel entstehen. Aufgrund dieser Stromrippel erweist sich eine Strommessung zu den Abtastzeitpunkten als nicht ausreichend. Es muss daher eine Strommessmethode gewählt werden, die den Einfluss der Stromrippel minimiert. Bei

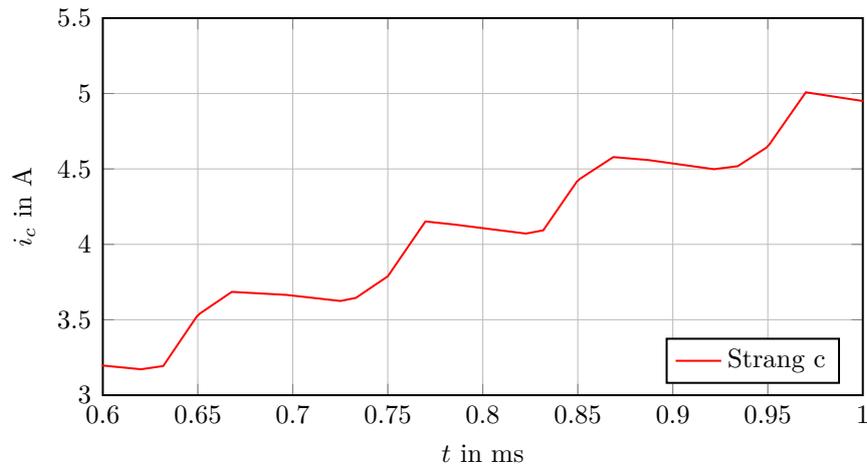


Abbildung 3.9: Stromripple Strangstrom i_c

dem im Rahmen dieser Arbeit untersuchten System wird dazu ein *integrales Strommessverfahren* verwendet. Abbildung 3.10 zeigt das Prinzip dieses Strommessverfahrens anhand eines beliebigen Stromverlaufes. Durch Überabtastung des Maschinenstromes wird während eines Abtastintervalls eine große Anzahl an Messwerten aufgezeichnet, am Ende des Abtastintervalls wird daraus der Mittelwert gebildet².

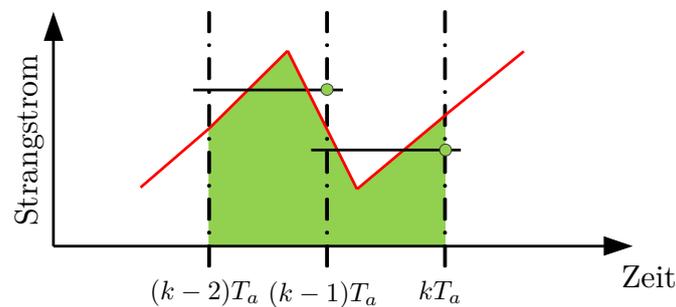


Abbildung 3.10: Prinzip integrale Strommessung

Die Ausgangsgröße der Strommessung berechnet sich bei einer Mittelung über N Messpunkte nach

$$i_{abc,k} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{abc} \left(t = (k-1)T_a + j \frac{T_a}{N} \right) \quad (3.3)$$

Diese integrale Strommessung wird bei der Modellbildung nicht exakt berücksichtigt, da durch die Beschreibung der Überabtastung ein Multiraten-system entstehen würde

²siehe [4, S. 40-43]

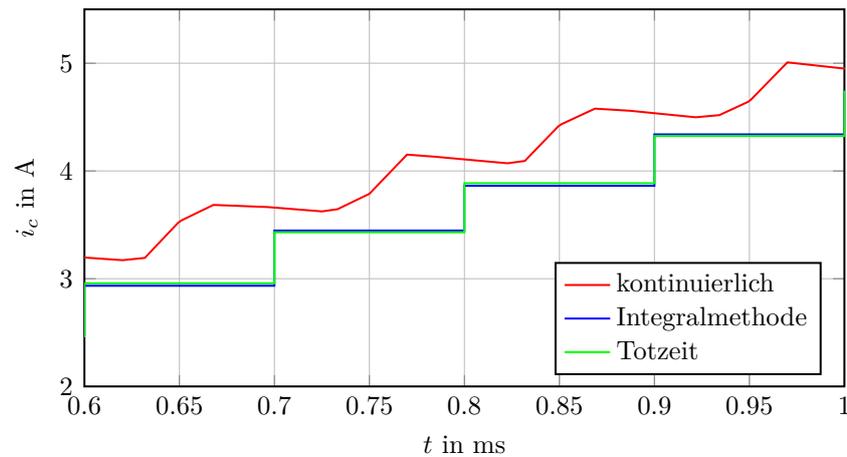


Abbildung 3.11: Vergleich zwischen Maschinenstrom und gemessenem Strom in Strang c

und dieses die Komplexität des mathematischen Modells unnötig vergrößern würde. Dennoch soll der Einfluss der Integration des Stromes ausreichend berücksichtigt werden. Die einfachste Möglichkeit, das Strommessverfahren näherungsweise mathematisch zu beschreiben, besteht in der Interpretation als Totzeit. Aus Abbildung 3.10 sowie Formel (3.3) ist zu erkennen, dass zur Bildung des Strommesswertes zum Zeitpunkt $t = kT_a$ Stromwerte aus dem Zeitintervall $[(k-1)T_a, kT_a]$ verwendet werden. Da innerhalb dieses Intervalls alle Messwerte gleich gewichtet werden, ergibt sich eine mittlere Totzeit von $T_a/2$. Diese Annahme kann durch eine Simulation des Systems überprüft werden, wobei wesentlich ist, dass in dieser Simulation auch das Pulsmuster des PWR berücksichtigt wird. Abbildung 3.11 zeigt für diesen Fall sowohl den Maschinenstrom mit Stromrippeln (rot) als auch die Ergebnisse der integralen Strommessung (blau). Jener Stromverlauf, der entsteht, falls anstatt der pulswertenmodellierten eine analoge Spannung zur Ansteuerung der ASM verwendet wird und die Strommessung als Totzeitglied modelliert wird, ist in grün dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Einfluss der integralen Strommessung durch ein Totzeitglied sehr gut beschrieben werden kann.

Im Strommesszweig ist für jeden der drei Strangströme weiters ein zeitdiskretes Filter, welches stets den Mittelwert aus dem vorherigen und dem aktuellen Messwert bildet, vorhanden. Dieses Filter ist notwendig, um Stromrippel, welche von einem Abtastintervall zum nächsten auftreten, zu entfernen. Die Beschreibung dieses Mittelwertfilters als z -Übertragungsfunktion lautet:

$$F_i(z) = \frac{1 + z^{-1}}{2} \quad (3.4)$$

3.4 Asynchronmaschine

Zur Beschreibung der Asynchronmaschine soll auf das in Abschnitt 2.4 erwähnte Maschinenmodell im RFKS zurückgegriffen werden. Dieses einfache Modell beschreibt den Zusammenhang zwischen den beiden Komponenten des Regelspannungszeigers $\underline{u}_{S,Reg}$ und den Komponenten des Statorstromzeigers und ist daher gut zum Entwurf eines Reglers im RFKS geeignet.

Da die Ansteuerung der Maschine durch den PWR sowie die Strommessung auf der Ebene von Stranggrößen erfolgt, während der Regelalgorithmus im RFKS berechnet wird, sind Transformationen zwischen diesen beiden Beschreibungen erforderlich. Die zur Transformation der Strangströme ins RFKS (Formel (2.8), (2.18)) sowie für die Transformation des Statorspannungszeigers in Stranggrößen (Formel (2.11), (2.19)) notwendigen Berechnungen können allerdings nur zeitdiskret am Signalprozessorsystem implementiert werden (siehe Abbildung 3.12). Die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine im RFKS erfolgt im Allgemeinen jedoch unter der Annahme zeitkontinuierlicher Transformationen (siehe Abbildung 3.13). Bevor nun das einfache Modell der Stromstrecke der ASM (Formel (2.50), (2.51)) in zeitdiskreter Form als mathematische Beschreibung verwendet werden kann, muss untersucht werden, wie groß die Auswirkung der zeitdiskreten Verarbeitungsschritte am Signalprozessor auf das Maschinenmodell ist. Im Wesentlichen muss festgestellt werden, unter welchen Voraussetzungen eine Modellierung der Elemente PWR und Strommessung anstatt auf Ebene der Stranggrößen auch im RFKS möglich ist.

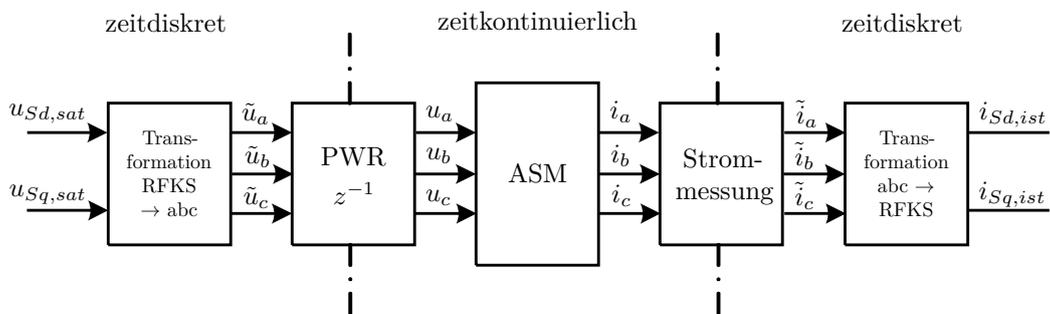


Abbildung 3.12: Transformation RFKS real

Eingangsseitig muss die Transformation des Statorspannungsraumzeigers im RFKS in Stranggrößen betrachtet werden. Die zugehörige Transformationsvorschrift lautet:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

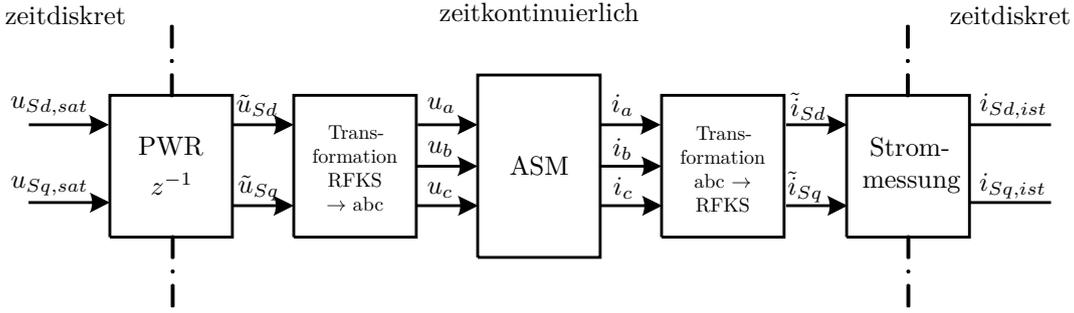


Abbildung 3.13: Transformation RFKS ideal

mit

$$\underline{u}_S^s = u_{S\alpha} + j u_{S\beta} = (u_{Sd} + j u_{Sq}) e^{j(\varphi+\rho)} \quad (3.6)$$

Die Transformation des Statorspannungsraumzeigers im SKS in Stranggrößen ist eine zeitinvariante Transformation, während die Transformation vom rotierenden RFKS ins feste SKS aufgrund der Zeitabhängigkeit von Schlupfwinkel ρ und Rotorwinkel φ zeitvariant ist. Daraus folgt, dass die zuvor erwähnte zeitdiskrete Implementierung der Transformationsvorschriften keinen Einfluss auf die Clarke-Transformation hat, daher wird im Folgenden nur mehr die Transformation eines Raumzeigers von einem rotierenden in ein statorfestes Koordinatensystem betrachtet.

Wie bereits in Abschnitt 3.2 erwähnt, wird im Regler zu jedem Abtastzeitpunkt eine Stellgröße berechnet, die jedoch erst im darauf folgenden Abtastintervall ausgegeben wird. Abbildung 3.14 zeigt die dadurch entstehenden Schwierigkeiten.

Der zum Zeitpunkt kT_a berechnete Statorspannungsraumzeiger wird erst einen Abtastschritt später zum Zeitpunkt $(k+1)T_a$ ausgegeben. Während dieses Zeitintervalls kann sich das RFKS von einem Winkel $(\rho + \varphi)_k$ zum Winkel $(\rho + \varphi)_{k+1}$ weiterdrehen. Die im Regelalgorithmus zur Berechnung der Stellgröße verwendete Lage des RFKS basiert zudem auf Stromwerten, welche aufgrund des verwendeten Strommessverfahrens nur zeitverzögert verfügbar sind. Da laut Abschnitt 3.3 durch die Strommessung eine zeitliche Verzögerung von rund einem Abtastschritt entsteht, wurde der Statorspannungsraumzeiger basierend auf der Lage des RFKS zum Zeitpunkt $(k-1)T_a$ berechnet. Bis zur Spannungsausgabe zum Zeitpunkt $(k+1)T_a$ kann sich also die Lage des RFKS ändern. Da der Statorspannungsraumzeiger nach der Transformation ins SKS bezogen auf das SKS fixiert ist, ändert sich die Lage dieses Zeigers bezogen auf das RFKS bei einer Veränderung der Lage des RFKS. Daher entspricht der ausgegebene Spannungszeiger bezogen auf das RFKS nicht mehr dem im Regelalgorithmus berechneten Spannungszeiger. Dieses Problem kann jedoch bei kleinen Drehzahlen vernachlässigt

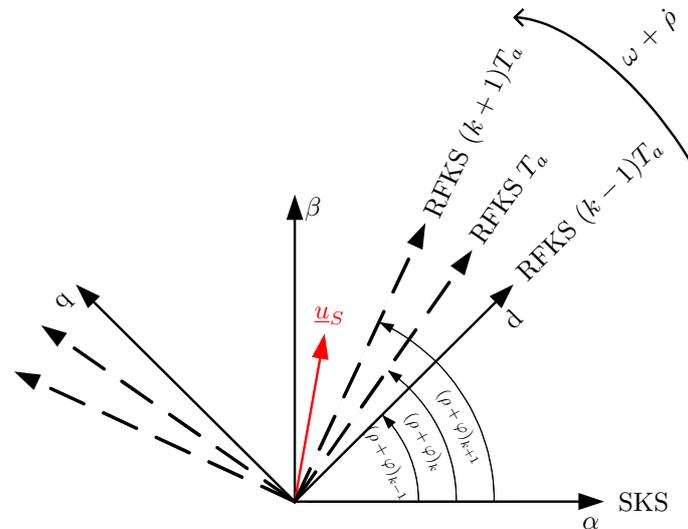


Abbildung 3.14: Transformation Statorspannungszeiger, Einfluss PWR

werden und bei größeren Drehzahlen durch eine Vordrehung des Statorspannungsraumzeigers in der Regelung (siehe Abschnitt 4.9) zumindest näherungsweise kompensiert werden.

Eine weitere Schwierigkeit ergibt sich aus der zeitdiskreten Implementierung der Transformationsvorschriften [5]. Wird das in Abschnitt 2.4 beschriebene PT1-Modell der Stromstrecke diskretisiert, um darauf aufbauend einen zeitdiskreten Reglerentwurf durchzuführen, wird davon ausgegangen, dass die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers im RFKS u_{sd} und u_{sq} während eines Abtastintervalls konstant bleiben. Beim realen Aufbau der Regelung erfolgt die Transformation des Statorspannungsraumzeigers ins SKS aber nur zu den Abtastzeitpunkten, daher ist während eines Abtastintervalls der Spannungsraumzeiger im SKS fixiert. Da sich während dieses Zeitraums das RFKS im Allgemeinen weiterdreht, ändert sich die Lage des Statorspannungsraumzeigers bezogen auf das RFKS (siehe Abbildung 3.14). Die zuvor erwähnte übliche Annahme, dass beim zeitdiskreten Modell die Stellgröße während eines Abtastintervalls konstant ist, gilt in diesem Fall daher nicht mehr. Da auch der Einfluss dieses Effektes durch ein Vordrehen des Spannungszeigers (siehe Abschnitt 4.9) minimiert werden kann, ist der Übergang von Abbildung 3.12 auf Abbildung 3.13 zumindest eingangsseitig zulässig.

Auch ausgangsseitig muss untersucht werden, ob der Unterschied zwischen realem (Abbildung 3.12) und idealem Aufbau (Abbildung 3.13) bei der Modellbildung beachtet werden muss. Konkret stellt sich die Frage, ob es zulässig ist, die im Kapitel zuvor beschriebene Strommessung anstatt im SKS im RFKS zu modellieren. Dazu ist die Transformationsvorschrift

$$\underline{i}_S^\Psi = i_{Sd} + j i_{Sq} = \underline{i}_S^S e^{-j(\varphi+\rho)} = (i_{S\alpha} + j i_{S\beta}) e^{-j(\varphi+\rho)} \quad (3.7)$$

mit

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

zu untersuchen. Wiederum ist die Transformation von Strangströmen in statorfeste Raumzeiger zeitinvariant, es muss daher nur die Transformation ins RFKS betrachtet werden. Jener Stromwert, welcher im Regler zur Ermittlung der Stellgröße verwendet wird, entspricht dem Mittelwert der beiden aktuellsten verfügbaren Strommesswerte. Es muss allerdings beachtet werden, dass aufgrund der integralen Strommessung auch der aktuellste Strommesswert um ein halbes Abtastintervall verzögert ist. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass auch der geschätzte Winkel des Rotorflusskoordinatensystems zeitverzögert ist³, berechnet sich die Ausgangsgröße des Blockes Strommessung nach

$$\underline{i}_S^\Psi \Big|_{t=kT_a} = \frac{1}{2} \left[\underline{i}_S^S \Big|_{t=(k-0.5)T_a} e^{-j\gamma|_{t=(k-1)T_a}} + \underline{i}_S^S \Big|_{t=(k-1.5)T_a} e^{-j\gamma|_{t=(k-1)T_a}} \right], \quad (3.9)$$

wobei

$$\gamma = \varphi + \rho$$

gilt. Im Allgemeinen kann sich der Winkel γ von einem Abtastzeitpunkt zum nächsten ändern:

$$\begin{aligned} \gamma \Big|_{t=(k-1)T_a} &= \gamma \Big|_{t=(k-1.5)T_a} + \Delta\gamma_1 \\ \gamma \Big|_{t=(k-1)T_a} &= \gamma \Big|_{t=(k-0.5)T_a} - \Delta\gamma_2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Zusammenhang (3.10) in Formel (3.9) eingesetzt führt zu

³Diese Annahme ist zulässig, da der aktuelle Schlupfwinkel erst berechnet werden kann, wenn der Strom i_{Sq} bekannt ist. Daher muss die Berechnung des Stromes i_{Sq} aus den gemessenen Strangströmen unter Verwendung des Schlupfwinkels aus dem letzten Abtastintervall erfolgen. Aufgrund notwendiger Messdatenverarbeitung kann auch davon ausgegangen werden, dass der Rotorwinkel zeitlich verzögert ist.

$$\dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=kT_a} = \frac{1}{2} \left[\dot{i}_S^S \Big|_{t=(k-0.5)T_a} e^{-j\gamma|_{t=(k-0.5)T_a}} e^{j\Delta\gamma_2} + \dot{i}_S^S \Big|_{t=(k-1.5)T_a} e^{-j\gamma|_{t=(k-1.5)T_a}} e^{-j\Delta\gamma_1} \right], \quad (3.11)$$

wodurch eine Formulierung im RFKS möglich ist.

$$\dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=kT_a} = \frac{1}{2} \left[\dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=(k-0.5)T_a} e^{j\Delta\gamma_2} + \dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=(k-1.5)T_a} e^{-j\Delta\gamma_1} \right] \quad (3.12)$$

Wird nun angenommen, dass sich die Lage des rotorflussfesten Koordinatensystems während eines halben Abtastintervalls nur geringfügig ändert, gilt

$$\dot{i}_S^\Psi, k = \frac{1}{2} \left[\dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=(k-0.5)T_a} + \dot{i}_S^\Psi \Big|_{t=(k-1.5)T_a} \right], \quad (3.13)$$

woraus leicht zu erkennen ist, dass dieser Zusammenhang einer Kombination aus einer Totzeit und einem Mittelwertfilter entspricht. Daraus folgt, dass die Modellierung der Strommessung im RFKS anstatt im SKS (unter der Voraussetzung $\Delta\gamma_1 \ll, \Delta\gamma_2 \ll$) zulässig ist. Die Änderung des Winkels γ während eines halben Abtastintervalls kann nach

$$\Delta\gamma_1 \approx \Delta\gamma_2 \approx (\dot{\rho} + \omega) \frac{T_a}{2} \quad (3.14)$$

abgeschätzt werden. Ist die Länge des Abtastintervalls klein genug, ist obige Voraussetzung in einem großen Drehzahlbereich erfüllt und die zuvor erwähnten Vereinfachungen sind zulässig. Im Folgenden kann daher die mathematische Beschreibung der beiden Stromregelstrecken (ASM und beide KS-Transformationen) bei entsprechender Wahl der Kompensationsspannung nach

$$G_I(s) = \frac{\tilde{i}_{Sd}(s)}{\tilde{u}_{Sd}(s)} = \frac{\tilde{i}_{Sq}(s)}{\tilde{u}_{Sq}(s)} = \frac{1}{sL_\sigma + R_S} \quad (3.15)$$

verwendet werden. Bei den Variablen \tilde{i}_{Sd} , \tilde{i}_{Sq} , \tilde{u}_{Sd} und \tilde{u}_{Sq} handelt es sich prinzipiell um jene Größen, welche in Abbildung 3.13 zu erkennen sind, allerdings soll an dieser Stelle nur der Regelanteil der Statorspannung beschrieben werden. Zur vollständigen Modellierung der Asynchronmaschine ist weiters die Kenntnis der Maschinenparameter erforderlich, diese werden basierend auf dem in Abbildung 3.15 dargestellten einphasigen T-Ersatzschaltbild bestimmt [3].

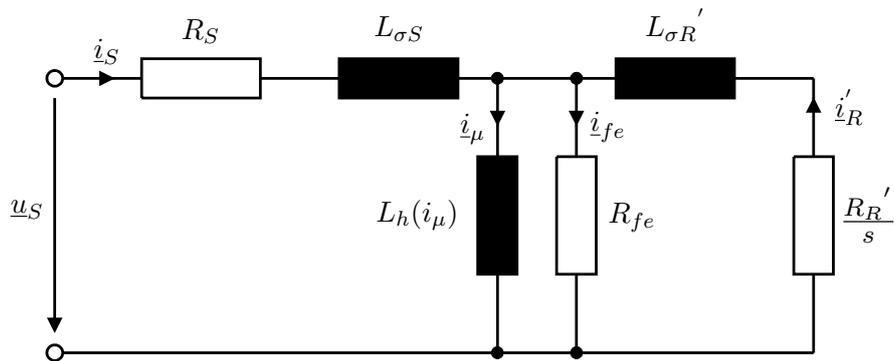


Abbildung 3.15: T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine

In einem ersten Versuch werden der Statorwiderstand sowie der nichtlineare Spannungsabfall am PWR durch Aufschalten von langsam veränderlichen Statorspannungsraumzeigern mit der Lage 30° , 150° und 270° bestimmt. In der Größe Statorwiderstand werden alle linear stromabhängigen Spannungsabfälle zusammengefasst. Im Wesentlichen handelt es sich dabei um den eigentlichen Statorwiderstand der ASM, den ohmschen Widerstand der Zuleitung sowie um lineare Spannungsabfälle am Pulswechselrichter.

In einem weiteren Versuch können bei festgeklemmtem Rotor die Größen Rotorwiderstand sowie Rotor- und Statorstreuimpedanz bestimmt werden. Bei der Auswertung der Messdaten wird von einer gleichmäßigen Aufteilung der gesamten Streuinduktivität auf Stator und Rotor ausgegangen. Weiters wird der Einfluss der Hauptinduktivität nicht vernachlässigt, sondern bei der Bestimmung der zuvor erwähnten Parameter berücksichtigt.

Mittels eines generatorischen Leerlaufversuches werden die Hauptinduktivität sowie der Eisenverlustwiderstand bestimmt. Durch Messungen bei verschiedenen Statorspannungen ist eine Bestimmung der Magnetisierungskennlinie, welche in Abbildung 3.16 für zwei verschiedene Netzfrequenzen dargestellt ist, möglich. In Abbildung 3.16 ist weiters der Nennfluss eingezeichnet, bei welchem die Maschine im Grundstellbereich betrieben wird. Aus Abbildung 3.17 ist zu erkennen, dass der Eisenverlustwiderstand sowohl spannungs- als auch frequenzabhängig ist. Sollen Eisenverluste im mathematischen Modell der ASM berücksichtigt werden, muss daher ein Mittelwert im relevanten Spannungs- und Frequenzbereich gebildet werden.

Tabelle 3.1 zeigt einen Vergleich der messtechnisch bestimmten Parameter mit den Herstellerangaben im Datenblatt⁴ für eine Temperatur von 20°C . Der gemessene höhere Statorwiderstand kann durch die Zuleitungswiderstände, den Innenwiderstand

⁴Quelle [6], Typ MCA14L16

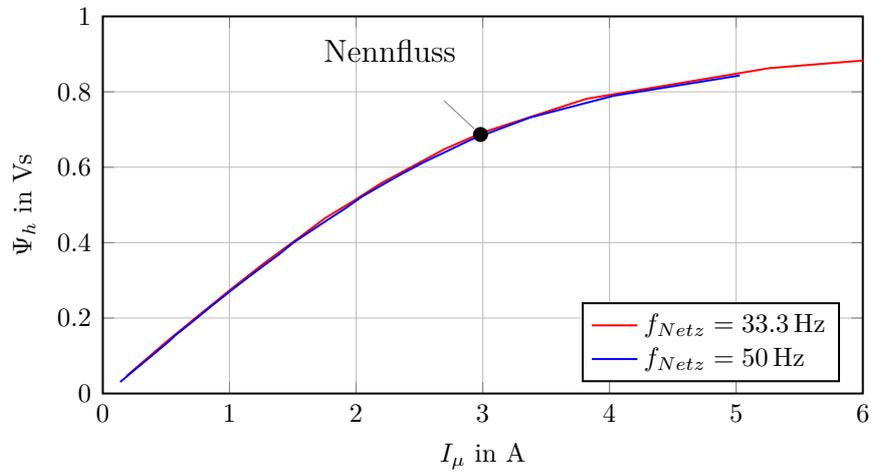


Abbildung 3.16: Magnetisierungskennlinie: Scheitelwert der Hauptflussverkettung Ψ_h in Abhängigkeit vom Scheitelwert des Magnetisierungsstromes i_μ

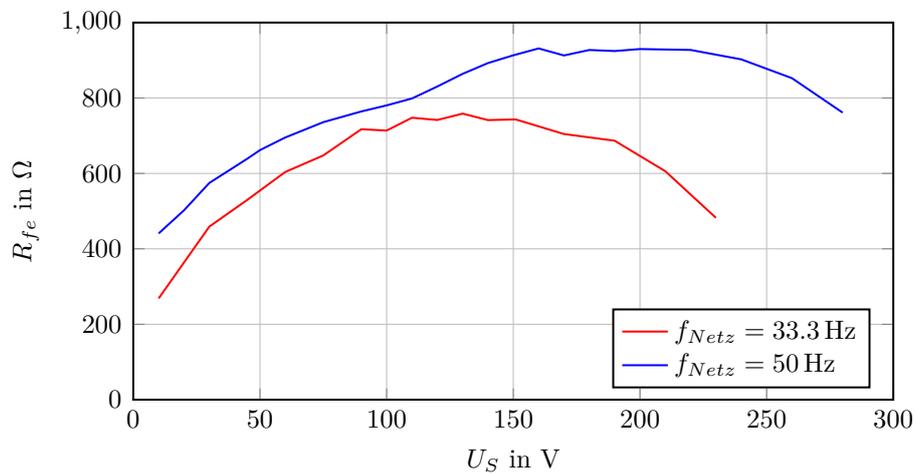


Abbildung 3.17: Eisenverlustwiderstand R_{fe} in Abhängigkeit von der Länge des Statorspannungsraumzeigers \underline{u}_S

Parameter	Messung	Datenblatt
Statorwiderstand R_S	3.7Ω	3.0Ω
Rotorwiderstand R_R'	3.5Ω	4.9Ω
Statorstreuinduktivität $L_{\sigma S}$	9.15 mH	9.5 mH
Rotorstreuinduktivität $L_{\sigma R}'$	9.15 mH	9.3 mH
Hauptinduktivität L_h	223 mH	251.5 mH
Eisenverlustwiderstand R_{fe}	700Ω	–

Tabelle 3.1: Parameter Asynchronmaschine

des Pulswechselrichters und die bezogen auf 20°C erhöhte Betriebstemperatur erklärt werden. Der im Datenblatt angegebene Rotorwiderstand erscheint zu hoch, da der gemessene Wert bei einer höheren Temperatur bestimmt wurde und trotzdem deutlich niedriger ist. Der Wert der Hauptinduktivität L_h hängt sehr stark vom Magnetisierungsstrom und damit vom gewählten Nennfluss ab (Abbildung 3.16).

3.5 Spannungsbegrenzung

Im Rahmen der Modellbildung müssen auch Beschränkungen im Regelkreis berücksichtigt werden. Während bei der Untersuchung der Stromregelung davon ausgegangen werden kann, dass der Sollwert der Ströme im zulässigen Bereich ist, muss die Spannungsbeschränkung aufgrund der Aussteuer Grenzen des Pulswechselrichters berücksichtigt werden. Es soll bereits in der Reglerstruktur die geforderte Stellgröße beschränkt werden, sodass diese vom PWR auch zur Verfügung gestellt werden kann. Die Herausforderung bei der Spannungsbeschränkung besteht in der Tatsache, dass in der Regelung die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers unabhängig voneinander berechnet werden, durch die Spannungsbegrenzung im Regler aber die Länge des resultierenden Zeigers begrenzt werden muss. Aus Abbildung 3.5 ist ersichtlich, dass die maximale Länge des Statorspannungsraumzeigers $2/3$ der Zwischenkreisspannung beträgt. Da dieser Spannungszeiger allerdings nur in den sechs Ecken des Sechsecks möglich ist, wird die Länge des Spannungsraumzeigers auf

$$u_{S,max} = \frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}} \quad (3.16)$$

begrenzt. Dies stellt sicher, dass ein „möglichst sinusförmiger“ Spannungsverlauf mit minimalem Oberwellenanteil erzeugt werden kann. Durch die Spannungsbegrenzung

muss daher garantiert werden, dass die Länge des begrenzten Statorspannungsraumzeigers stets kleiner als $u_{S,max}$ ist. In der komplexen Zahlenebene bedeutet dies, dass der Statorspannungsraumzeiger innerhalb eines Kreises mit dem Radius $\frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}}$ liegen muss (siehe Abbildung 3.18 und Abbildung 3.19).

Die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers u_{Sd} und u_{Sq} werden im Regelalgorithmus unabhängig voneinander berechnet. Es kann daher nicht garantiert werden, dass der resultierende Spannungsraumzeiger innerhalb des erlaubten Bereichs liegt (siehe Abbildung 3.18, 3.19). Wird die maximale Zeigerlänge überschritten, muss der Spannungsraumzeiger auf geeignete Art und Weise modifiziert werden. Prinzipiell sind dazu verschiedene Strategien möglich, an dieser Stelle soll nur auf die im vorliegenden Regelkonzept implementierte und z. B. in [7, S. 139-144] beschriebene Methode eingegangen werden. Ausgangspunkt der notwendigen Betrachtungen bildet das Statorspannungsgleichungssystem im RFKS für den stationären Zustand.

$$u_{Sd} = R_S i_{Sd} - (\rho + \dot{\varphi}) L_\sigma i_{Sq} \quad (3.17)$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + (\rho + \dot{\varphi}) L_S i_{Sd} \quad (3.18)$$

Da die Spannungsbegrenzung meist bei höherer Drehzahl erreicht wird, können die ohmschen Spannungsabfälle in Formel (3.17) und Formel (3.18) für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden. Um die folgenden Überlegungen zu vereinfachen wird weiters angenommen, dass die Schlupffrequenz $\dot{\rho}$ deutlich kleiner als die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω ist und daher nicht beachtet werden muss. Dies führt zur Erkenntnis, dass bei hoher Drehzahl (wo meist Beschränkungen erreicht werden) die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers hauptsächlich zur Entkoppelung der beiden Statorstromkomponenten verwendet werden:

$$u_{Sd} \approx -\omega L_\sigma i_{Sq} \quad (3.19)$$

$$u_{Sq} \approx \omega L_S i_{Sd} \quad (3.20)$$

Zur Ermittlung einer geeigneten Methode, die Länge des geforderten Spannungszeigers zu beschränken wird weiters vorausgesetzt, dass die feldbildende Komponente des Statorstromes im stationären Fall stets positiv ist. Für die weiteren Untersuchungen eignet sich eine Unterscheidung nach dem Betriebszustand der Maschine. Im motorischen Betrieb ist das Produkt $i_{Sq} \cdot \omega$ positiv, weshalb i_{Sq} und ω stets das gleiche Vorzeichen besitzen müssen. Dies führt zu folgenden Erkenntnissen:

- $u_{Sd} < 0$ bzw. u_{Sd} und i_{Sd} haben unterschiedliche Vorzeichen
- u_{Sq} und i_{Sq} haben gleiche Vorzeichen

Im generatorischen Betrieb ist $i_{Sq} \cdot \omega$ negativ, i_{Sq} und ω haben folglich stets unterschiedliche Vorzeichen. Daher gilt:

- $u_{Sd} > 0$ bzw. u_{Sd} und i_{Sd} haben gleiche Vorzeichen
- u_{Sq} und i_{Sq} haben unterschiedliche Vorzeichen

Daraus folgt, dass im motorischen Betrieb eine Reduktion der Spannungskomponente u_{Sq} aufgrund der gleichen Vorzeichen zu einem Sinken des Stromes i_{Sq} führt, während eine betragsmäßige Verringerung der Spannungskomponente u_{Sd} zu einem Ansteigen des geregelten Stromes i_{Sd} führt. Da dieser Stromanstieg zu Instabilität des Systems führen kann, ist im motorischen Betrieb ein großer Anteil der verfügbaren Zeigerlänge für die d-Komponente der Statorspannung reserviert, die restliche verfügbare Zeigerlänge steht je nach Bedarf dem q-Anteil zur Verfügung (Abbildung 3.18). Im generatorischen Betrieb gilt, wenn d- und q-Anteil vertauscht werden, das Gleiche (Abbildung 3.19). Nach der Spannungsbegrenzung stehen ein zulässiger Spannungszeiger $\underline{u}_{S,sat}$ sowie die Abweichungen der beiden Spannungskomponenten vom Sollwert zur Verfügung. Die Größen Δu_{Sd} sowie Δu_{Sq} können beispielsweise im Rahmen von Anti-Windup Konzepten zur Verbesserung der Regelgüte verwendet werden.

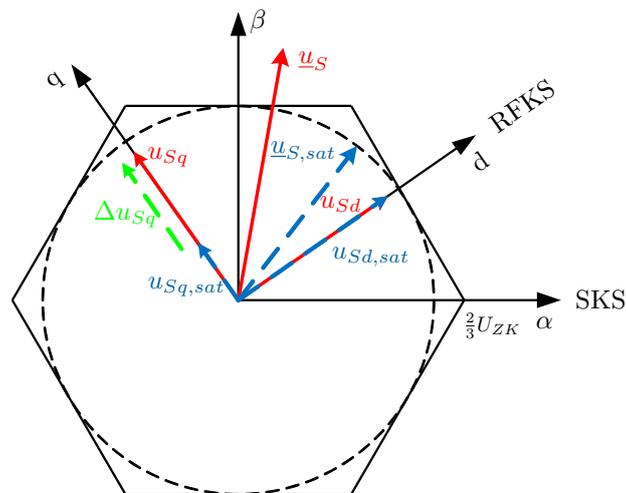


Abbildung 3.18: Begrenzung Statorspannungsraumzeiger, motorischer Betrieb

3.6 Zeitdiskretes Gesamtmodell

In diesem Kapitel wurde bisher eine mathematische Beschreibung der Elemente der Stromregelstrecke im RFKS ermittelt. Unter Berücksichtigung der Eigenschaften von

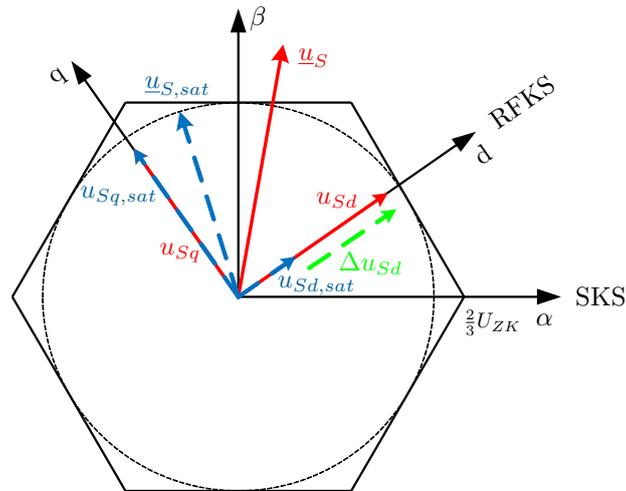


Abbildung 3.19: Begrenzung Statorspannungsraumzeiger, generatorischer Betrieb

Wechselrichter, Asynchronmaschine und des Strommessverfahrens sowie der zugehörigen zeitdiskreten Verarbeitungsschritte am Signalprozessorsystem wurde eine Systembeschreibung in der Form von Übertragungsfunktionen bestimmt. Durch die im Abschnitt 2.4 beschriebenen Kompensationsspannungen ist eine voneinander unabhängige Beschreibung des Verhaltens der beiden Stromanteile i_{Sd} und i_{Sq} durch identische Übertragungsfunktionen möglich. Das in Abbildung 3.20 dargestellte Blockschaltbild zeigt das Ergebnis der Modellbildung für die Statorstromkomponente i_{Sq} , bestehend aus der zeitkontinuierlichen Beschreibung der Maschine sowie den zeitdiskreten Elementen, welche durch Wechselrichter und das Mittelwertfilter zur Strommessung entstehen. Das Totzeitglied, das den Einfluss der integralen Strommessung näherungsweise beschreibt, kann prinzipiell sowohl zeitkontinuierlich als auch zeitdiskret modelliert werden. Wie im Folgenden gezeigt, ist die zeitdiskrete Beschreibung der Totzeit in diesem Fall allerdings mit erhöhtem Aufwand verbunden.

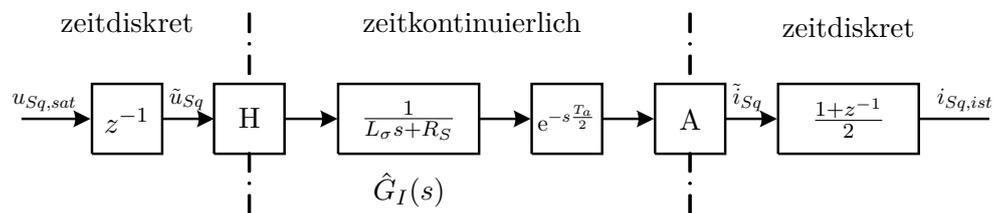


Abbildung 3.20: Blockschaltbild mathematisches Modell Stromstrecke, q-Zweig

Da zum Entwurf eines zeitdiskreten Stromreglers ein zeitdiskretes mathematisches Modell der Stromstrecke erforderlich ist, müssen zeitkontinuierliche Teile der Strecke

diskretisiert werden. Dabei handelt es sich um das PT1–Glieder und die Totzeit welche den Einfluss der integralen Strommessung beschreibt.

$$\tilde{G}_I(z) = \frac{\tilde{i}_{Sd}(z)}{\tilde{u}_{Sd}(z)} = \frac{\tilde{i}_{Sq}(z)}{\tilde{u}_{Sq}(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \hat{G}_I(s) e^{-s \frac{T_a}{2}} \right\} \quad (3.21)$$

Die Diskretisierung des PT1–Gliedes führt zu

$$\hat{G}_I(z) = \mathcal{Z} \left\{ \hat{G}_I(s) \right\} = \frac{1}{R_S} \frac{1 - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}}{z - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}}, \quad (3.22)$$

zur zeitdiskreten mathematischen Beschreibung der Totzeit existieren unterschiedliche Methoden [8], [9]. Eine Möglichkeit stellt die *Padé Approximation*, also eine näherungsweise Beschreibung der Totzeit durch gebrochen rationale Übertragungsfunktionen, dar. Der Totzeitterm kann im Zeitkontinuierlichen durch ein Allpassfilter unendlicher Ordnung beschrieben werden, wird die Ordnung des Allpassfilters beschränkt, entsteht die Padé Approximation. Durch die Verwendung von Approximationen endlicher Ordnung wird nur der Betragsgang des Totzeitgliedes exakt beschrieben, der Phasengang wird nur in einem eingeschränkten Frequenzbereich gut nachgebildet. Häufig verwendet werden Padé Approximationen erster und zweiter Ordnung:

$$e^{-sT_t} \approx P_{11}(s) = \frac{1 - \frac{T_t}{2}s}{1 + \frac{T_t}{2}s} \quad (3.23)$$

$$e^{-sT_t} \approx P_{22}(s) = \frac{1 - \frac{T_t}{2}s + \frac{T_t^2}{12}s^2}{1 + \frac{T_t}{2}s + \frac{T_t^2}{12}s^2} \quad (3.24)$$

Diese gebrochen rationalen Übertragungsfunktionen können auf einfache Art und Weise diskretisiert und damit zur Beschreibung beliebiger Totzeiten verwendet werden.

Im Zeitdiskreten ist die näherungsweise Beschreibung von Totzeiten auch durch Filter mit endlicher Impulsantwort (FIR) möglich [8]. Da die Modellierung von Verzögerungen um ganzzahlige Vielfache des Abtastintervalls trivial ist, sollen an dieser Stelle nur Totzeiten behandelt werden, welche kleiner sind als das Abtastintervall. Formel (3.25) und (3.26) zeigen z –Übertragungsfunktionen erster und zweiter Ordnung zur näherungsweise Beschreibung des Terms z^{-D} mit $D \in [0 \ 1]$.

$$z^{-D} \approx P_1(z) = (1 - D) + \frac{D}{z} \quad (3.25)$$

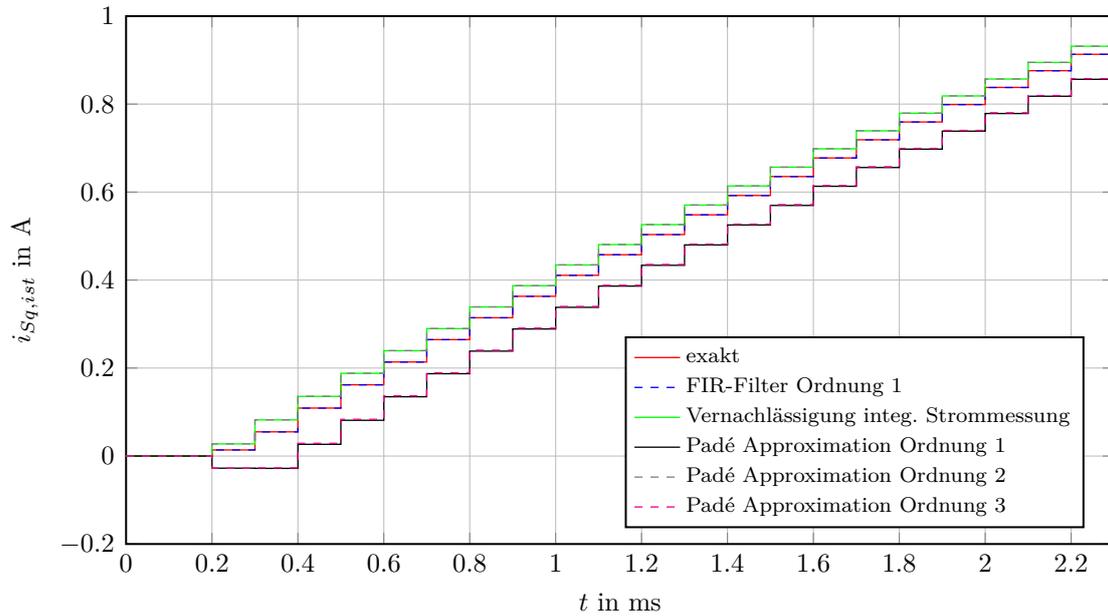


Abbildung 3.21: Sprungantwort Stromstrecke bei verschiedenen Modellierungen der durch die integ. Strommessung entstehenden Totzeit

$$z^{-D} \approx P_2(z) = \frac{(D-1)(D-2)}{2} + \frac{-D(D-2)}{z} + \frac{D(D-1)}{2z^2} \quad (3.26)$$

Da die zu beschreibende Totzeit einem halben Abtastintervall entspricht, ist die Modellierung als FIR-Filter erster Ordnung gut geeignet. Laut Formel (3.25) entspricht dies einem Filter mit symmetrischer Impulsantwort, daher ist das Filter linearphasig und der Phasengang des Totzeitgliedes wird exakt beschrieben. Der Betragsgang wird durch dieses Modell allerdings nur in einem eingeschränkten Frequenzbereich gut nachgebildet. Zur Bewertung der verschiedenen Möglichkeiten zur Modellierung der Totzeit wird eine Simulation des in Abbildung 3.20 dargestellten Systems unter Verwendung verschiedener zeitdiskreter Approximationen des Terms $e^{-s\frac{T_a}{2}}$ durchgeführt. Abbildung 3.21 zeigt die Reaktion der verschiedenen Varianten auf eine sprungförmige Änderung der Eingangsgröße $u_{Sq,sat}$. Dargestellt sind die Stromverläufe für eine exakte Modellierung der Totzeit als zeitkontinuierliches Totzeitglied (rot), eine Vernachlässigung des Terms $e^{-s\frac{T_a}{2}}$ (grün), eine Beschreibung mittels Padé Approximationen erster (schwarz), zweiter (grau) sowie dritter Ordnung (magenta) und eine Beschreibung mittels eines FIR-Filters nach Formel (3.25) (blau).

Dabei zeigt sich, dass die Modellierung als FIR-Filter nach Formel (3.25) am besten geeignet ist, die durch die integrale Strommessung entstehende Totzeit zu beschreiben. Diese Variante soll daher im Folgenden verwendet werden.

Basierend auf dem in diesem Kapitel ermittelten mathematischen Modell der Regelstrecke sollen im Folgenden verschiedene Konzepte zur Stromregelung untersucht werden, wobei besonders der negative Einfluss der Totzeiten im Regelkreis verringert werden soll. Das Verhalten der entworfenen Regler soll anhand von möglichst realistischen Simulationen untersucht werden. Im Simulationsmodell sollen daher auch jene Einflüsse auf die Stromregelung berücksichtigt werden, die beim Reglerentwurf vernachlässigt werden (z. B. Umrichternichtlinearität, zeitdiskrete Koordinatensystemtransformationen, Beschränkungen, ...).

4 Reglerkonzepte

In diesem Teil der Arbeit sollen verschiedene Konzepte zur Stromregelung der Maschine entwickelt werden. Sämtliche Entwurfsverfahren basieren auf dem in Abschnitt 3.6 ermittelten zeitdiskreten mathematischen Modell der Stromstrecke. Es sollen vor allem Reglerkonzepte untersucht werden, welche eine Kompensation der unerwünschten Einflüsse, welche durch den PWR sowie die verwendete Strommessmethode entstehen, ermöglichen. Durch die in diesem Abschnitt entworfenen Reglerstrukturen sollen folgende Anforderungen an den geschlossenen Stromregelkreis erfüllt werden:

- minimale Anstiegszeit
- akzeptable Überschwingweite
- stationäre Genauigkeit
- große Bandbreite der Führungsübertragungsfunktion
- Robustheit gegen Störungen
- Robustheit gegen veränderte Streckenparameter
- Vermeidung von Windup

Weiters sollen die entwickelten Reglerstrukturen einfach auf einem Signalprozessorsystem implementierbar sein. Aus diesem Grund wird direkt ein zeitdiskreter Regler entworfen, wofür auf die zeitdiskrete mathematische Beschreibung der Strecke nach Formel (4.1) zurückgegriffen wird. Die Übertragungsfunktion der Stromregelstrecke kann als Produkt der z -Übertragungsfunktion der „reinen“ Stromstrecke (PT1-Glied $\hat{G}_I(z)$) und einer weiteren Übertragungsfunktion $H(z)$, welche Stellglied und Strommessung beschreibt, angegeben werden:

$$G_I(z) = \frac{i_{Sq,ist}(z)}{u_{Sq,sat}(z)} = \frac{i_{Sd,ist}(z)}{u_{Sd,sat}(z)} = \underbrace{\frac{1}{R_S} \frac{1 - e^{-\frac{R_S}{L_\sigma} T_a}}{z}}_{\hat{G}_I(z)} \underbrace{\frac{1}{z} \frac{1 + z^{-1}}{2} \frac{1 + z^{-1}}{2}}_{:=H(z)} \quad (4.1)$$

4.1 PI-Regler

Beim derzeit am Prüfstand eingesetzten Stromregler handelt es sich um einen zeitdiskreten Proportional-Integral Regler (*PI-Regler*), der Entwurf dieses Reglers erfolgt

zeitdiskret unter Verwendung der Bilineartransformation (q-Transformation) im Frequenzbereich [10]. Um die Beschreibung der Stromstrecke im q-Bereich zu ermitteln, wird

$$z = \frac{1 + q\frac{T_a}{2}}{1 - q\frac{T_a}{2}} \quad (4.2)$$

in Formel (4.1) eingesetzt, wodurch

$$G_I^\#(q) = \frac{a-1}{a+1} \left(\frac{2}{T_a}\right)^2 \frac{1}{R_S} \frac{\left(q - \frac{2}{T_a}\right)^2}{\left(q + \frac{2}{T_a}\right)^3 \left(q + \frac{2}{T_a} \frac{1-a}{1+a}\right)} \quad (4.3)$$

mit der Konstanten

$$a = e^{-\frac{R_S}{L\sigma} T_a} \quad (4.4)$$

entsteht. Auch diese Übertragungsfunktion kann als Produkt der Übertragungsfunktion der reinen Stromstrecke (PT1-Glied)

$$\hat{G}_I^\#(q) = \frac{a-1}{a+1} \frac{1}{R_S} \frac{q - \frac{2}{T_a}}{q + \frac{2}{T_a} \frac{1-a}{1+a}} \quad (4.5)$$

und der Übertragungsfunktion von Stellglied und Strommessung

$$H^\#(q) = \left(\frac{2}{T_a}\right)^2 \frac{q - \frac{2}{T_a}}{\left(q + \frac{2}{T_a}\right)^3} \quad (4.6)$$

dargestellt werden.

Der verwendete Ansatz für den PI-Regler mit den frei wählbaren Reglerparametern \tilde{K}_P und \tilde{K}_I im q-Bereich lautet:

$$R_I^\#(q) = \tilde{K}_P \left(1 + \frac{\tilde{K}_I}{q}\right) \quad (4.7)$$

Diese Formulierung unterscheidet sich von der üblichen Definition des PI-Reglers nach Formel (4.8), welche eine einfache manuelle Einstellung der Reglerparameter ermöglicht. Diese Formulierung unterscheidet sich von der üblichen Definition des PI-Reglers

nach Formel (4.8), welche eine einfache manuelle Einstellung der Reglerparameter ermöglicht.

$$\hat{R}_I^\#(q) = \hat{K}_P + \frac{\hat{K}_I}{q} \quad (4.8)$$

Zur im Folgenden gezeigten systematischen Wahl der Reglerparameter ist jedoch die Formulierung nach Formel (4.7) besser geeignet. Die Rücktransformation des entworfenen Reglers in eine, am Signalprozessor zeitdiskret implementierbare, z -Übertragungsfunktion führt unter Verwendung von

$$q = \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.9)$$

zu

$$R_I(z) = \frac{z \left(\tilde{K}_P + \tilde{K}_P \tilde{K}_I \frac{T_a}{2} \right) + \tilde{K}_P \tilde{K}_I \frac{T_a}{2} - \tilde{K}_P}{z-1} \quad (4.10)$$

Diese z -Übertragungsfunktion ist am Signalprozessor wie in Abbildung 4.1 dargestellt zeitdiskret implementiert. Die Parameter K_P und K_I können aus der zuvor ermittelten z -Übertragungsfunktion des Reglers

$$R_I(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z-1} \quad (4.11)$$

nach

$$K_P = b_1 = \tilde{K}_P + \tilde{K}_P \tilde{K}_I \frac{T_a}{2} \quad (4.12)$$

$$K_I = \frac{b_0 + b_1}{T_a} = \tilde{K}_P \tilde{K}_I \quad (4.13)$$

bestimmt werden. Durch eine geeignete Wahl des verbleibenden Reglerparameters aus Abbildung 4.1 K_{AW} soll Windup des integrierenden Reglers verhindert werden, falls die Stellgrößenbegrenzung erreicht wird ($\Delta u \neq 0$). In dieser Arbeit erfolgt die Festlegung dieser Größe nach [11] (Konditioniertechnik nach Hanus):

$$K_{AW} = \frac{K_I}{K_P} \quad (4.14)$$

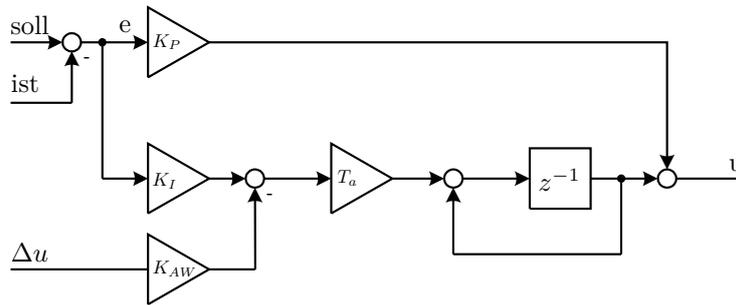


Abbildung 4.1: Blockschaltbild zeitdiskrete Implementierung PI-Regler

Zur Ermittlung der Reglerparameter \tilde{K}_P und \tilde{K}_I im q -Bereich existieren verschiedene Möglichkeiten. Ein häufig verwendeter Ansatz besteht in der Kürzung des langsamsten Streckenpols bei

$$p_1 = -\frac{2}{T_a} \frac{1-a}{1+a} = -\frac{2}{T_a} \frac{1 - e^{-\frac{R_S}{L_\sigma} T_a}}{1 + e^{-\frac{R_S}{L_\sigma} T_a}} \quad (4.15)$$

durch die Nullstelle des PI-Reglers, woraus

$$\tilde{K}_I = \frac{2}{T_a} \frac{1 - e^{-\frac{R_S}{L_\sigma} T_a}}{1 + e^{-\frac{R_S}{L_\sigma} T_a}} \quad (4.16)$$

folgt. Der Parameter \tilde{K}_P kann mittels Frequenzkennlinienverfahren unter Beachtung der erlaubten Überschwingweite bestimmt werden. Abbildung 4.2 zeigt den zeitdiskreten Frequenzgang der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

$$L^\#(q) = R_I^\#(q) G_I^\#(q) \quad (4.17)$$

für verschiedene Verstärkungsfaktoren \tilde{K}_P , wobei die derzeit am Prüfstand verwendete Reglerdimensionierung ($\tilde{K}_p = 48.5$) besonders gekennzeichnet ist. In Tabelle 4.1 sind die Kenngrößen des offenen Regelkreises im Frequenzbereich für die verschiedenen möglichen Reglerdimensionierungen zusammengefasst. Es ist erkennbar, dass der geschlossene Regelkreis für jeden der dargestellten Fälle stabil ist, allerdings ist aufgrund der zum Teil sehr kleinen Phasenreserve deutliches Überschwingen zu erwarten. Diese Erwartung wird durch die in Abbildung 4.3 und Abbildung 4.4 dargestellten Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises bestätigt.

Die anhand der zuvor beschriebenen Entwurfsregeln dimensionierten PI-Regler werden mittels einer Simulation auf ihre Eignung zur Stromregelung untersucht. Das

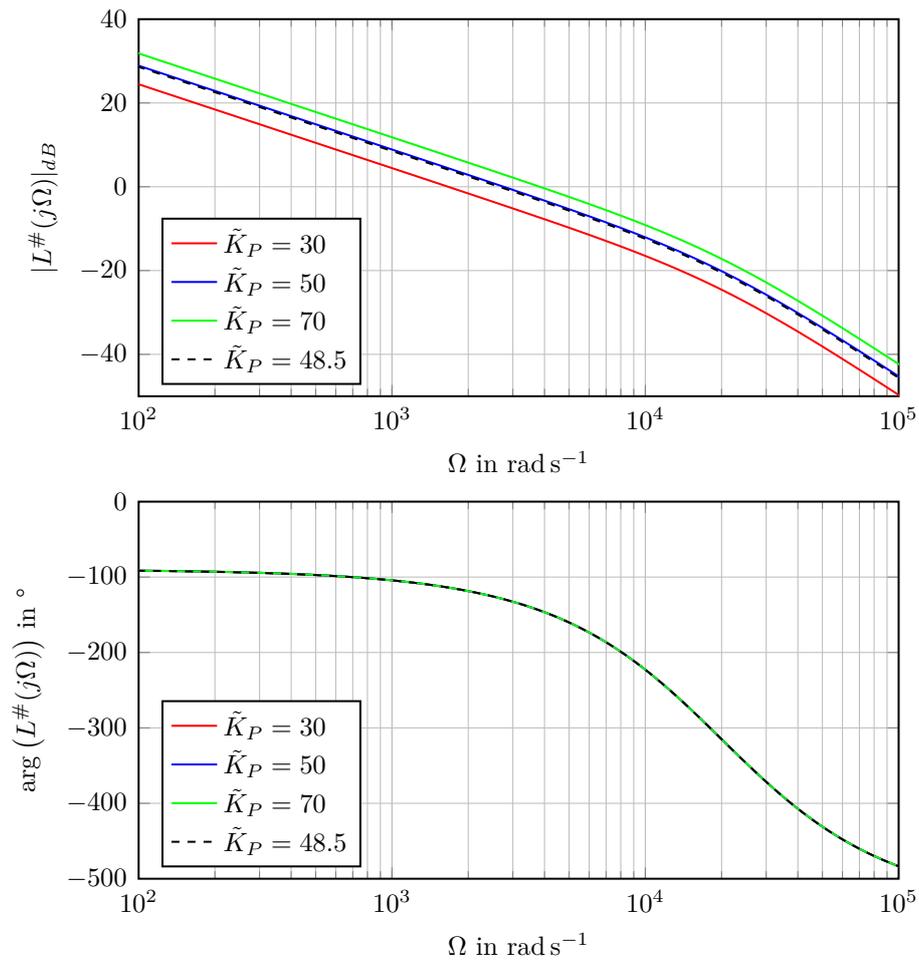


Abbildung 4.2: zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler

Nr.	\tilde{K}_P	\tilde{K}_I	Durchtrittsfrequenz	Phasenreserve
-	1	1	rad s ⁻¹	°
1	30	206.7	1670	66.2
2	50	206.7	2760	50.7
3	70	206.7	3830	35.8
4	48.5	206.7	2640	52.3

Tabelle 4.1: Reglerdimensionierung PI-Regler, Kenngrößen Frequenzbereich

Simulationsmodell enthält dabei anstatt der einfachen mathematischen Beschreibung der Stromstrecke (Formel (4.1)) das vollständige Grundwellenmodell der ASM mit Berücksichtigung der Sättigung der Hauptinduktivität sowie sämtliche Elemente der feldorientierten Regelung nach Abbildung 2.5. Weiters werden im Simulationsmodell auch die Nichtlinearität des Umrichters und der Einfluss des verwendeten Strommessverfahrens berücksichtigt. Um möglichst aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, wird eine in der Praxis häufig auftretende Situation simuliert. Es soll die Reaktion der Statorstromkomponente i_{Sq} auf sprungförmige Änderungen des Sollmomentes untersucht werden. Dazu wird der Rotorfluss Ψ_{Rd} durch den Flussregler und den Regler für i_{Sd} aus Abbildung 2.5 konstant auf dem Nennwert gehalten, während der Sollwert für die momentbildende Komponente des Statorstromes i_{Sq} zum Zeitpunkt 0 s sprungförmig von 0 A auf 3 A erhöht wird. Um eine Abhängigkeit von der mechanischen Drehzahl n erkennen zu können, wird die Simulation sowohl bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.3) als auch bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.4) durchgeführt. Um die folgenden Abbildungen übersichtlich zu halten, wird auf die Darstellung der Referenzgröße $i_{Sq,soll}$ verzichtet. An dieser Stelle ist weiters anzumerken, dass in sämtlichen Diagrammen der Stromverlauf nach der Strommessung dargestellt ist. Da der für die Bildung des Luftspaltmomentes relevante Strom in der Maschine am Prüfstand nicht bekannt ist, wird auch bei den Simulationsstudien der durch die Strommessung gefilterte Strom angegeben, um einen Vergleich zwischen Simulation und Messung zu ermöglichen.

Sowohl in Abbildung 4.3 als auch in Abbildung 4.4 sind die Auswirkungen der verschieden gewählten Reglerparameter deutlich erkennbar. Für Regler mit großem Verstärkungsfaktor \tilde{K}_P steigt der Strom deutlich schneller an, allerdings ist auch die Überschwingweite wesentlich größer. Die finale Wahl der Reglerparameter erfordert daher einen Kompromiss zwischen schnellem Stromanstieg und kleinem Überschwingen. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt keine Festlegung der Reglerparameter für den PI-Regler, da hauptsächlich alternative Reglerkonzepte untersucht werden sollen. Allerdings wird der in Abbildung 4.3 und Abbildung 4.4 in schwarz dargestellte Stromverlauf als Referenz zur Bewertung der im Folgenden untersuchten Regler verwendet.

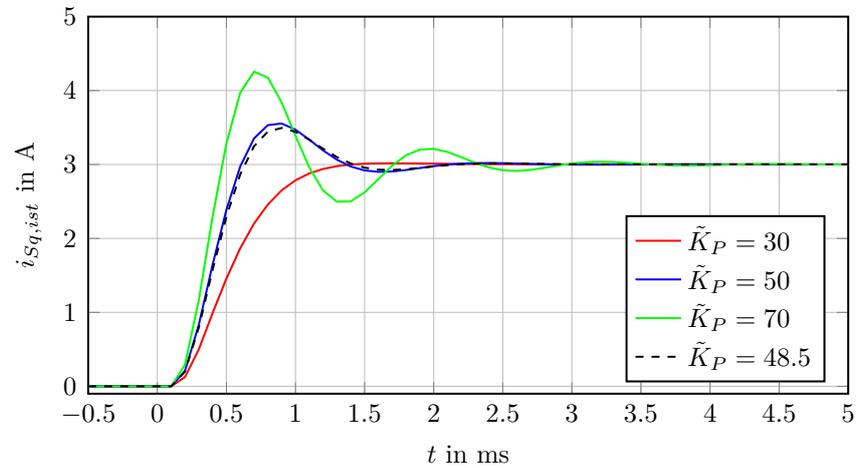


Abbildung 4.3: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler

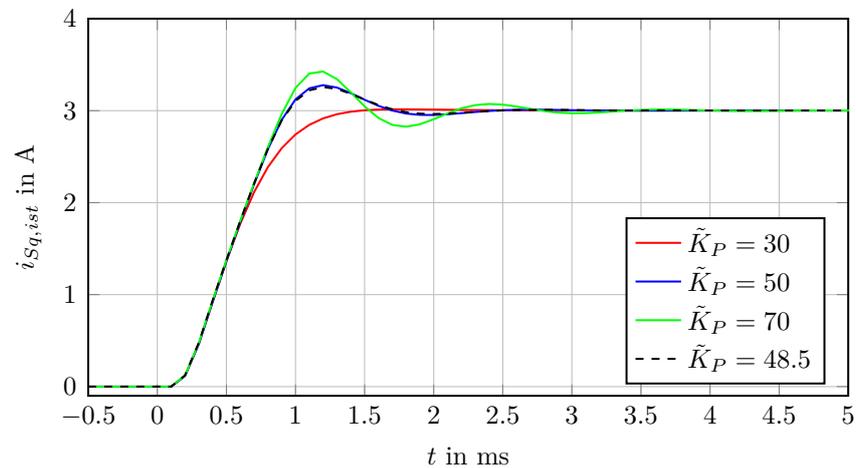


Abbildung 4.4: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler

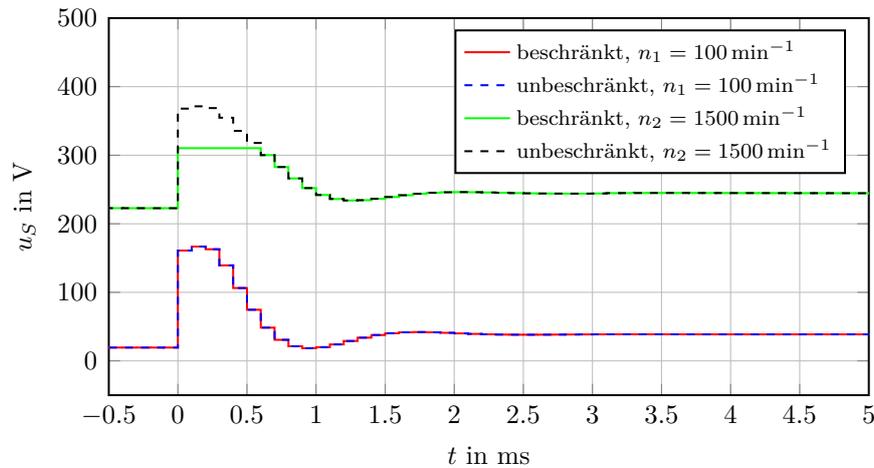


Abbildung 4.5: Simulation Betrag Statorspannungszeiger \underline{u}_S bei Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und verschiedenen Drehzahlen, PI-Regler

Das in Abbildung 4.3 deutlich ausgeprägte Überschwingen wird durch die bereits in Kapitel 3 identifizierte Totzeit im Regelkreis hervorgerufen. Aus diesem Grund sollen alternative Reglerkonzepte untersucht werden, welche in der Lage sind, den negativen Einfluss der Totzeit auf die Regelgüte zu kompensieren. Durch die möglichst vollständige Kompensation der Totzeit kann die Phasenreserve des Regelkreises vergrößert werden, woraus eine Reduktion der Überschwingweite folgt. Eine vollständige Entfernung der Totzeit aus dem Regelkreis ist allerdings nicht möglich, die in Abbildung 4.3 sowie Abbildung 4.4 erkennbare Verzögerung des Stromanstieges ist systembedingt und kann durch den Regler nicht kompensiert werden.

Der in Abbildung 4.4 erkennbare, verglichen mit Abbildung 4.3 langsamere Stromanstieg wird durch die Beschränkung der Wechselrichterausgangsspannung verursacht. Bei großen Drehzahlen steigt die induzierte Spannung in der Maschine an, weshalb weniger Spannungsreserve für dynamische Vorgänge zur Verfügung steht. Dies ist in Abbildung 4.5 dargestellt, bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ wird die Spannungsbegrenzung nicht erreicht, beschränkte und unbeschränkte Statorspannung unterscheiden sich daher nicht. Bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ ist die Länge des Statorspannungszeigers \underline{u}_S bereits im Leerlauf wesentlich größer, ändert sich die Referenzgröße für die Statorstromkomponente i_{Sq} dann sprunghaft, wird die Spannungsgrenze des PWR erreicht.

In Abbildung 4.6 ist nur die Regelspannung $u_{Sq,Reg}$ dargestellt, auch hier ist erkennbar, dass sich bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ begrenzte und unbegrenzte Spannung nicht unterscheiden. Bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ wird aufgrund der Unabhängigkeit des Verhaltens der Stromstrecke von der Drehzahl die gleiche Spannung wie zuvor

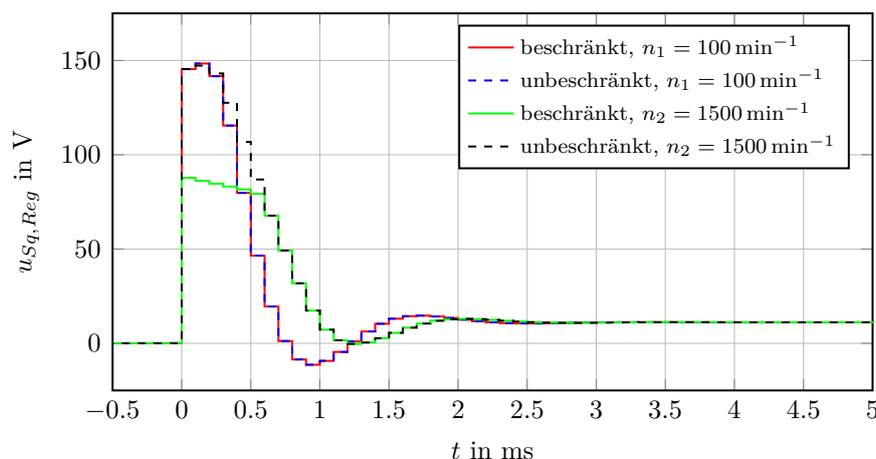


Abbildung 4.6: Simulation Regelspannung $u_{Sq,Reg}$ bei Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und verschiedenen Drehzahlen, PI-Regler

gefordert. Wegen der nun höheren Kompensationsspannung $\underline{u}_{S,Komp}$ wird jedoch die Stellgrößenbeschränkung erreicht und die Regelspannung somit begrenzt. Für große Drehzahlen ist daher aufgrund der reduzierten Regelspannung keine Verringerung der Stromanstiegszeit durch verbesserte Stromregler möglich.

4.2 PI-Regler mit Smith-Prädiktor (SP)

Eine einfache Möglichkeit zur Kompensation von Totzeiten stellt ein 1957 von O.J.M. Smith veröffentlichtes prädiktives Reglerkonzept dar [9], [12]. Obwohl ursprünglich für Systeme mit dominanter Totzeit präsentiert, ist durch den *Smith-Prädiktor* auch bei Regelkreisen mit kleinerer Totzeit eine Verbesserung der Regelgüte möglich. In Abbildung 4.7 ist die Struktur dieses Konzeptes für den zeitkontinuierlichen Fall dargestellt. Die Übertragungsfunktion $R(s)$ beschreibt den klassisch entworfenen Regler, $P(s)$ steht für die totzeitbehaftete Strecke und $G_n(s)$ entspricht einem mathematischen Modell der totzeitfreien Strecke. Folglich gilt für den nominellen Fall (keine Unsicherheit in Totzeit und Strecke):

$$P(s) = P_n(s) = G_n(s)e^{-sT_{tn}} \quad (4.18)$$

Im Idealfall (Formel (4.18) ist erfüllt, $q(t) = 0 \rightarrow$ keine Störungen) ist somit eine vollständige Kompensation der Totzeit im Feedbackzweig möglich. Die Signale $y(t)$ und $\tilde{y}(t)$ werden identisch, womit die Rückkopplung im Regelkreis nur mehr durch das totzeitfreie Signal $\hat{y}(t)$ erfolgt. Die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises lautet daher:

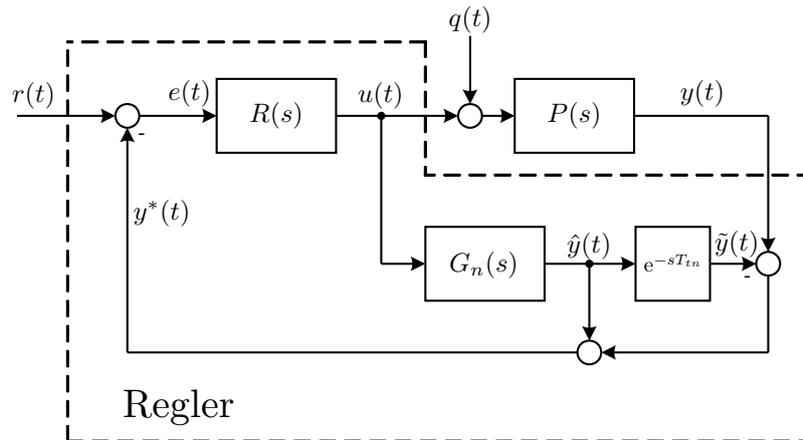


Abbildung 4.7: Blockschaltbild Smith-Prädiktor

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{R(s)G_n(s)e^{-sT_{tn}}}{1 + R(s)G_n(s)} \quad (4.19)$$

Auch aus diesem Zusammenhang ist bei der Betrachtung des charakteristischen Polynoms die vollständige Kompensation der Totzeit im Feedbackzweig erkennbar. Durch eine entsprechende Wahl der Reglerübertragungsfunktion $R(s)$ kann die Dynamik des geschlossenen Regelkreises verändert werden, wobei die Totzeit nicht mehr beachtet werden muss. Die Störübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s) \left[\frac{1 + R(s)(G_n(s) - P_n(s))}{1 + R(s)G_n(s)} \right] \quad (4.20)$$

wird im Wesentlichen durch die Dynamik der Strecke $P_n(s)$ bestimmt und kann auch durch die Verwendung des Smith-Prädiktors meist nicht verbessert werden.

Im nominellen Fall gilt weiters, dass durch die Smith-Prädiktor Struktur der Verlauf der Ausgangsgröße $y(t)$ prädiziert wird [9]. Ist die Bedingung $q = 0$ erfüllt gilt

$$Y^*(s) = G_n(s)U(s) = e^{sT_{tn}} P_n(s)U(s) = e^{sT_{tn}} Y(s), \quad (4.21)$$

im Zeitbereich folgt daraus

$$y^*(t) = y(t + T_{tn}) \quad (4.22)$$

Der zu entwerfende Regler $R(s)$ kann aufgrund der oben genannten Eigenschaften für den totzeitfreien Fall dimensioniert werden, wodurch eine deutlich „aggressivere“ Wahl der Reglerparameter möglich ist. Durch den Vergleich der gemessenen Ausgangsgröße der Strecke $y(t)$ mit der, basierend auf dem mathematischen Modell der Strecke berechneten, Größe $\tilde{y}(t)$ kann die Regelung auch auf Störungen reagieren. Für die prädizierte Größe y^* gilt dann [9]:

$$Y^*(s) = G_n(s)U(s) + P(s) [U(s) + Q(s)] - G_n(s)U(s)e^{-sT_{tn}} \quad (4.23)$$

Wenn Unsicherheiten der Strecke ausgeschlossen werden ($P(s) = P_n(s)$) folgt daraus:

$$Y^*(s) = G_n(s)U(s) + P_n(s)Q(s) \quad (4.24)$$

Durch Addition und Subtraktion des Terms $G_n(s)Q(s)$ entsteht schließlich folgende Formel zur Berechnung der prädizierten Größe y^* :

$$Y^*(s) = e^{sT_{tn}}\hat{Y}(s) + P_n(s) [Q(s) - e^{sT_{tn}}Q(s)] \quad (4.25)$$

Daraus folgt unter Verwendung der inversen Laplace-Transformation im Zeitbereich:

$$y^*(t) = \hat{y}(t + T_{tn}) + \mathcal{L}^{-1} \left\{ P_n(s) [Q(s) - e^{sT_{tn}}Q(s)] \right\} \quad (4.26)$$

Für langsam veränderliche Störungen ($q(t) \approx q(t + T_{tn})$) stellt die Größe $y^*(t)$ daher eine gute Prädiktion dar, verändert sich $q(t)$ allerdings verglichen mit der Totzeit des Systems schnell, kann die Störung nicht aus dem Feedbacksignal $y^*(t)$ entfernt werden.

Auch Abweichungen der realen Strecke vom Streckenmodell im Smith-Prädiktor führen zu einer verschlechterten Prädiktion. Aufgrund des Vergleichs der gemessenen Systemausgangsgröße $y(t)$ mit der im Smith-Prädiktor berechneten Ausgangsgröße $\tilde{y}(t)$ können allerdings auch Streckenunsicherheiten ausgeglichen werden. Von entscheidender Bedeutung beim Einsatz des SP ist die korrekte Identifikation der Totzeit der Strecke, große Variationen dieses Parameters können zu Instabilität des Regelkreises führen.

Das in Abbildung 4.7 dargestellte Blockschaltbild zeigt die zeitkontinuierliche Version des SP, für die Implementierung am Signalprozessorsystem muss eine zeitdiskrete Variante entwickelt werden. Abbildung 4.8 zeigt ein Blockschaltbild der sowohl zur Regelung von i_{sd} als auch zur Regelung vom i_{sq} verwendeten Reglerstruktur. In dieser Variante des Smith-Prädiktors sind auch praktisch relevante Aspekte wie die Berücksichtigung der Stellgrößenbeschränkung enthalten. Da die Stromprädiktion

im Smith-Prädiktor auf einem Modell der totzeitfreien Strecke $\hat{G}_I(z)$ beruht muss sichergestellt sein, dass dieses zeitdiskrete Modell mit der korrekten, beschränkten Spannung beaufschlagt wird. Falls die berechnete Stellgröße zu groß ist, muss daher die Eingangsgröße des Blockes $\hat{G}_I(z)$ um den Spannungsfehler Δu_k korrigiert werden. Da die zufriedenstellende Funktion des Smith-Prädiktors auf einer möglichst guten Übereinstimmung der nominellen Totzeit im Regler mit der tatsächlichen Totzeit der Strecke basiert, ist die Wahl des Parameters d des Blockschaltbildes aus Abbildung 4.8 entscheidend. Dieser Parameter repräsentiert die Größe der Totzeit in ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode. Aufgrund der in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnisse ist eine Festlegung dieses Parameters auf den Wert zwei sinnvoll.

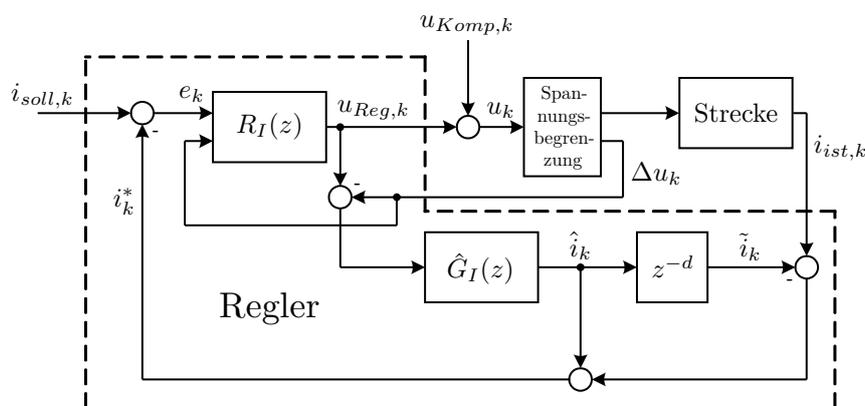


Abbildung 4.8: Blockschaltbild Smith-Prädiktor, zeitdiskrete Implementierung

Der eigentliche Regler $R_I(z)$ kann grundsätzlich beliebig gewählt werden, naheliegender ist jedoch die Verwendung eines PI-Reglers, der wie in Abschnitt 4.1 beschrieben dimensioniert und implementiert werden kann. Aufgrund der Kompensation der Totzeit durch die Smith-Prädiktor Struktur kann jedoch der Verstärkungsfaktor \tilde{K}_P des Reglers bei gleichbleibender Phasenreserve erhöht werden. Die für den Reglerentwurf mittels Frequenzkennlinienverfahren relevante Übertragungsfunktion des offenen Kreises lautet

$$L(z) = R_I(z) \left[\hat{G}_I(z) (1 + H(z) - z^{-2}) \right], \quad (4.27)$$

woraus bereits erkannt werden kann, dass die vollständige Kompensation der unerwünschten Streckendynamik $H(z)$ durch den klassischen Smith-Prädiktor nicht möglich ist. Abbildung 4.9 zeigt den zeitdiskreten Frequenzgang dieser Übertragungsfunktion für verschiedene Verstärkungsfaktoren, wobei auch die derzeit am Prüfstand verwendete Reglerdimensionierung (PI-Regler ohne Smith-Prädiktor) dargestellt ist. In Tabelle 4.2 sind die Kenngrößen des offenen Regelkreises im Frequenzbereich für verschiedene Reglerdimensionierungen zusammengefasst. Der positive Einfluss des

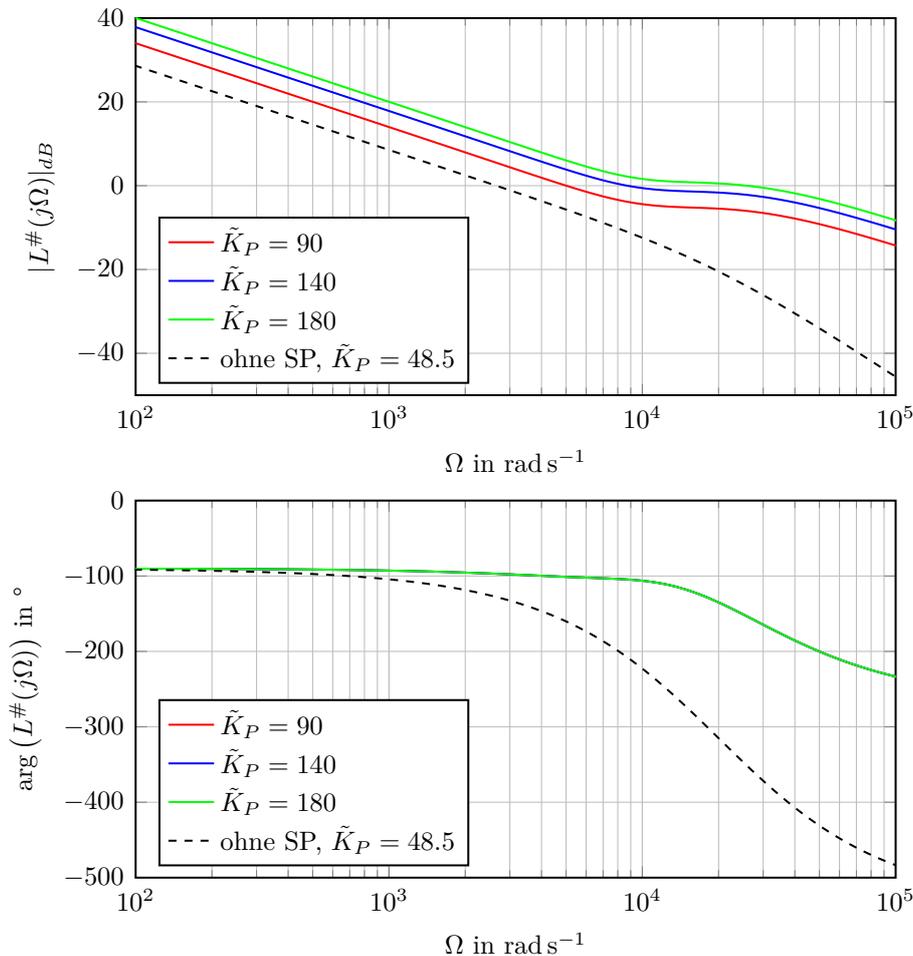


Abbildung 4.9: zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler mit Smith-Prädiktor

Smith-Prädiktors ist deutlich zu erkennen, durch die Kompensation der Totzeit wird der Abfall des Phasenwinkels reduziert, wodurch es möglich ist, die Durchtrittsfrequenz zu erhöhen und damit den Stromanstieg zu beschleunigen.

Die nach Tabelle 4.2 dimensionierten Regler werden wie in Abschnitt 4.1 durch eine Simulation auf ihr Verhalten untersucht. Auch in diesem Fall werden die verschiedenen Reglerkonfigurationen sowohl bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.10) als auch bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.11) simuliert.

Aus beiden Abbildungen ist erkennbar, dass durch die Verwendung des Smith-Prädiktors eine Verbesserung der Stromregelung möglich ist. Vor allem bei kleiner Drehzahl (Abbildung 4.10) ist ein schnellerer Stromanstieg feststellbar, dies liegt daran, dass die zur Verfügung stehende Stellgröße durch die neue Reglerdimensionierung besser ausgenutzt wird. Bei großen Drehzahlen (Abbildung 4.11) kann die

Nr.	\tilde{K}_P	\tilde{K}_I	d	Durchtrittsfrequenz	Phasenreserve
-	1	1	1	rad s ⁻¹	°
1	90	206.7	2	5010	78.8
2	140	206.7	2	8720	75.4
3	180	206.7	2	25800	26.7

Tabelle 4.2: Reglerdimensionierung PI-Regler mit Smith-Prädiktor, Kenngrößen Frequenzbereich

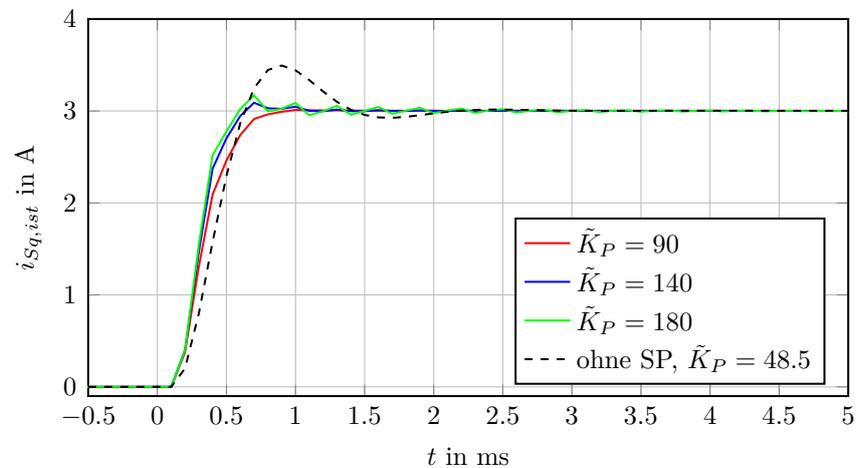


Abbildung 4.10: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit Smith-Prädiktor

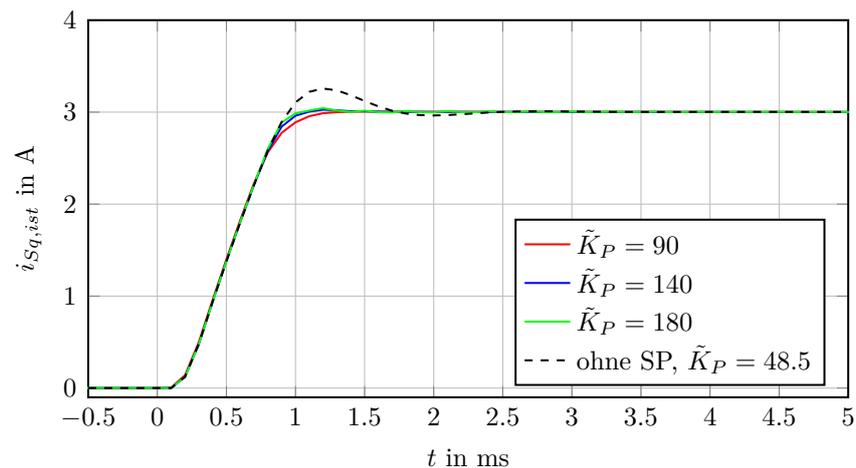


Abbildung 4.11: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit Smith-Prädiktor

Stromanstiegszeit nicht reduziert werden, da die maximal mögliche Stellgröße bereits durch den PI-Regler ohne SP erreicht wird. Weiters wird durch die Kompensation der Totzeit im Regelkreis die Überschwingweite bei beiden Drehzahlen deutlich reduziert. Bei kleinen Drehzahlen ist allerdings auch bei Verwendung des Smith-Prädiktors geringes Überschwingen feststellbar. Grund für diese negativen Effekte ist die Tatsache, dass durch den klassischen Smith-Prädiktor nur die Kompensation von reiner Totzeit möglich ist. Bei der Stromregelung der elektrischen Maschine sind allerdings zusätzlich zur Totzeit, welche durch den Pulswechselrichter entsteht, auch die Elemente der Strommessung, welche nicht vollständig als Totzeit beschrieben werden können, zu beachten. Im Folgenden soll daher das Konzept des Smith-Prädiktors modifiziert werden, um die Regelgüte weiter zu verbessern.

4.3 PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

Um die Stromregelung weiter zu verbessern, wird ein modifizierter Smith-Prädiktor, welcher auf einem vollständigen Streckenmodell basiert, verwendet. Abbildung 4.12 zeigt das Blockschaltbild dieser veränderten Reglerstruktur, verglichen mit dem Blockschaltbild aus Abbildung 4.8 wird das zeitdiskrete Totzeitglied z^{-2} durch die z -Übertragungsfunktion $\hat{H}(z)$ ersetzt. Durch eine passende Wahl dieser Übertragungsfunktion soll erreicht werden, dass die Abweichung des gemessenen Stromes $i_{ist,k}$ vom im Regler berechneten Strom \tilde{i}_k verringert wird. Daraus folgt, dass durch $\hat{H}(z)$ der Einfluss des Pulswechselrichters und der Strommessung beschrieben werden muss, es gilt daher:

$$\hat{H}(z) = H(z) = \frac{1}{z} \frac{1 + z^{-1}}{2} \frac{1 + z^{-1}}{2} \quad (4.28)$$

Durch das nun exakte Modell der Stromstrecke im Smith-Prädiktor wird für den störungsfreien, nominellen Fall die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises zu

$$T(z) = \frac{i_{ist}(z)}{i_{soll}(z)} = \frac{R_I(z)\hat{G}_I(z)H(z)}{1 + R_I(z)\hat{G}_I(z)} \quad (4.29)$$

Aus diesem Zusammenhang kann bereits erkannt werden, dass nun der Einfluss von PWR und Strommessung auf das charakteristische Polynom des geschlossenen Regelkreises vollständig entfernt wurde. Die für den Reglerentwurf relevante Übertragungsfunktion des offenen Kreises lautet daher:

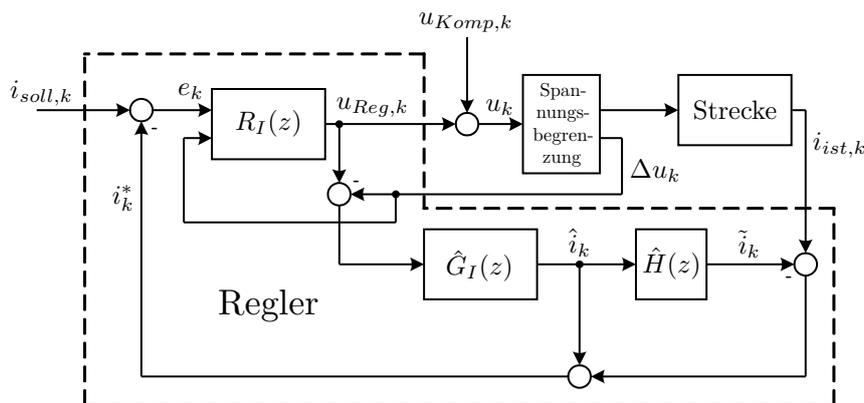


Abbildung 4.12: Blockschaltbild modifizierter Smith-Prädiktor

$$L(z) = R_I(z)\hat{G}_I(z) \quad (4.30)$$

Anhand des zeitdiskreten Frequenzganges dieser z -Übertragungsfunktion kann der Reglerparameter \tilde{K}_P mittels Frequenzkennlinienverfahren gewählt werden. Abbildung 4.13 zeigt die Übertragungsfunktion des offenen Kreises für verschiedene Verstärkungsfaktoren im Frequenzbereich, wobei zum Vergleich auch die derzeit verwendete Reglerdimensionierung (PI-Regler ohne Smith-Prädiktor) dargestellt ist. In Tabelle 4.3 sind die Kenngrößen des offenen Regelkreises im Frequenzbereich für verschiedene Reglerdimensionierungen zusammengefasst. Bei Betrachtung der Kennwerte aus Tabelle 4.3 ist bei moderater Reglerdimensionierung keine wesentliche Verbesserung gegenüber der klassischen Variante des SP feststellbar. Wird der Reglerparameter \tilde{K}_P hingegen sehr groß gewählt, kann die Phasenreserve deutlich vergrößert werden. Dies liegt daran, dass durch die neue SP Variante die Betragskennlinien die 0 dB Grenze deutlich steiler schneiden und das Absinken des Phasenwinkels bei großen Frequenzen verringert wird.

Nr.	\tilde{K}_P	\tilde{K}_I	Durchtrittsfrequenz	Phasenreserve
-	1	1	rad s ⁻¹	°
1	90	206.7	5180	75.5
2	140	206.7	8470	67.0
3	180	206.7	11600	59.9

Tabelle 4.3: Reglerdimensionierung PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor, Kenngrößen Frequenzbereich

Die laut Tabelle 4.3 dimensionierten Regler werden wie in Abschnitt 4.1 durch eine Simulation auf ihr Verhalten untersucht. Auch in diesem Fall werden die verschiedenen

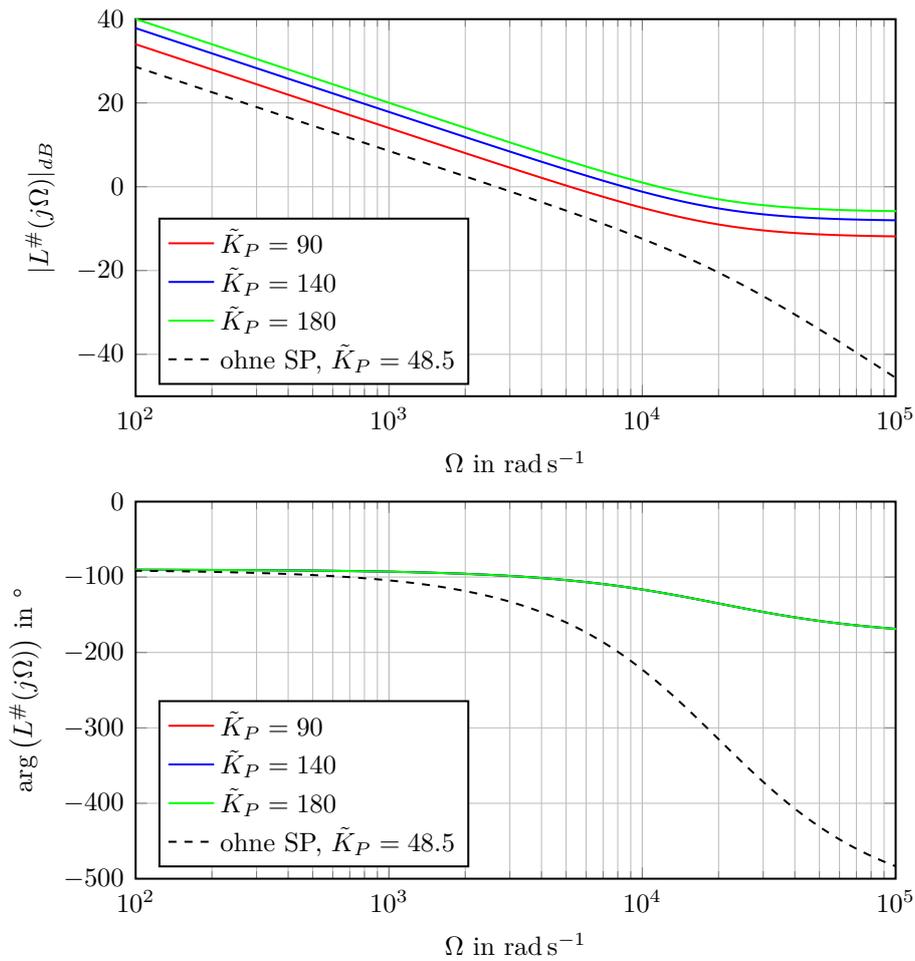


Abbildung 4.13: zeitdiskreter Frequenzgang offener Kreis, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

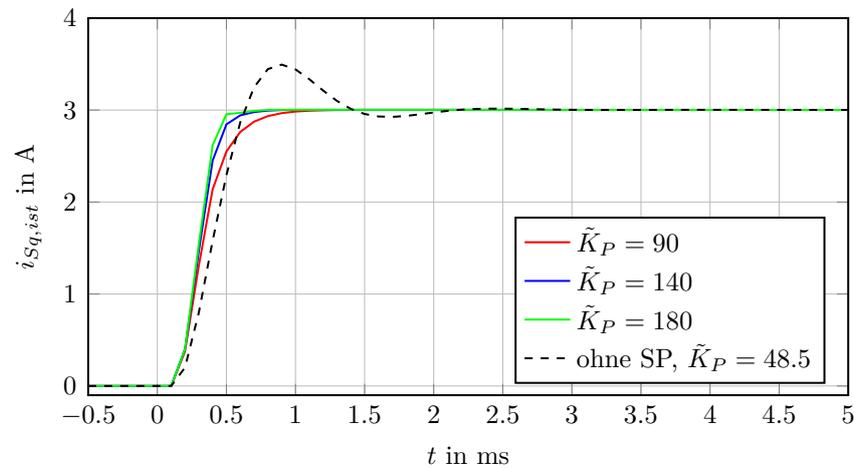


Abbildung 4.14: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

Reglerkonfigurationen sowohl bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.14) als auch bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.15) simuliert.

Aus beiden Abbildungen ist erkennbar, dass durch die Verwendung dieses modifizierten Smith-Prädiktors eine weitere Verbesserung der Stromregelung möglich ist. Sowohl bei kleinen als auch bei großen Drehzahlen sind die erzielten Ergebnisse besser als bei den zuvor untersuchten Reglerkonzepten. Der Reglerparameter \tilde{K}_P kann – verglichen mit dem gewöhnlichen PI-Regler ohne Kompensation der Totzeit – wesentlich größer gewählt werden, wodurch die Anstiegszeit des Stromes verringert wird. Auch verglichen mit dem klassischen SP aus Abschnitt 4.2 ist besonders bei „aggressiver“ Wahl der Reglerparameter eine Verbesserung feststellbar. Eine weitere Erhöhung des Reglerparameters \tilde{K}_P führt nicht zu Instabilität, ist allerdings nicht sinnvoll, da aufgrund der begrenzten Stellgröße die Stromanstiegszeit nicht weiter reduziert werden kann.

4.4 Zustandsregelung

Zusätzlich zu den durch verschiedene Erweiterungen verbesserten PI-Reglern sollen auch Zustandsregelkonzepte zur Stromregelung verwendet werden. Die dazu erforderliche Zustandsraumbeschreibung der Regelstrecke wird anhand des in Abbildung 4.16 dargestellten Blockschaltbildes ermittelt.

Bei der Wahl der Zustandsvariablen wie in Abbildung 4.16 gezeigt folgt für das zeitdiskrete Zustandsraummodell der Strecke:

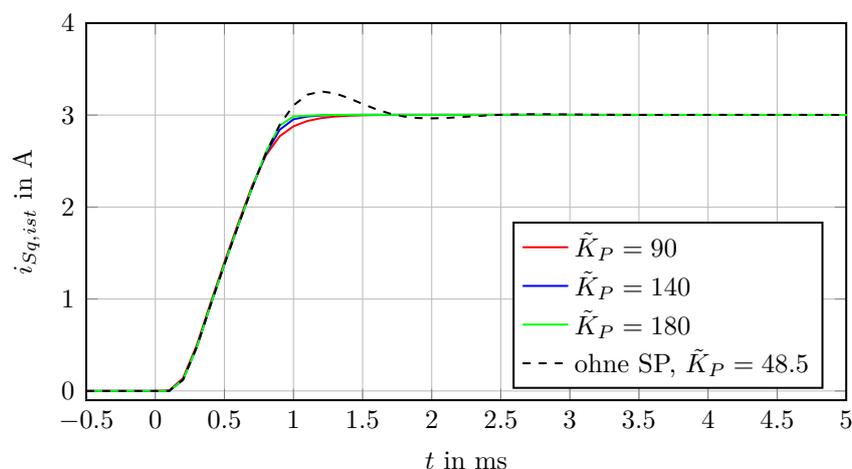


Abbildung 4.15: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

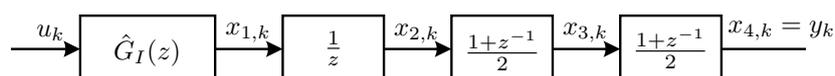


Abbildung 4.16: Definition Zustandsvariablen Zustandsregelung

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \frac{1 - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}}{R_S} \\ R_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_k \quad (4.31)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k$$

Da klassische Zustandsregler (ZR) aufgrund der erwarteten Unsicherheit der Maschinenparameter keine stationäre Genauigkeit des Regelkreises garantieren können, müssen integrierende Zustandsregler verwendet werden. Beim klassischen integrierenden Zustandsregler ist allerdings aufgrund des fehlenden Durchgriffs der Referenzgröße auf die Stellgröße die Realisierung systematischer Anti-Windup Maßnahmen problematisch, deshalb wird auf den in [13] von P. Hippe und C. Wurmthaler vorgeschlagenen Reglerentwurf zurückgegriffen. Auf den theoretischen Hintergrund dieses Regelkonzeptes wird an dieser Stelle nicht näher eingegangen, es soll nur die prinzipielle Vorgangsweise beim Reglerentwurf gezeigt werden. Das Resultat des Reglerentwurfs nach Hippe ist ein dynamisches Reglersystem mit den Eingangsgrößen Sollwert, Istwert

und beschränkte Stellgröße sowie der berechneten Stellgröße als Ausgang. Durch den systematischen Entwurf dieser Reglerstruktur werden Zustandsregelung, integrierendes Reglerverhalten, Zustandsschätzung und systematische Anti-Windup Maßnahmen garantiert. In Abbildung 4.17 ist ein Blockschaltbild dieses Regelkonzeptes angepasst an die zu regelnde Stromstrecke dargestellt.

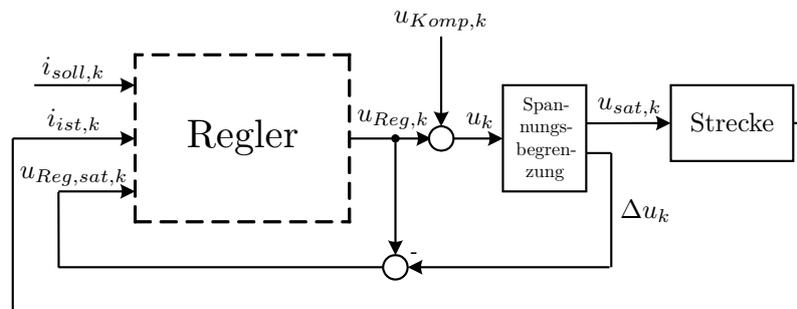


Abbildung 4.17: Blockschaltbild integrierender Zustandsregler nach Hippe

Da es sich bei der Stromstrecke um ein beobachtbares sowie steuerbares, nicht sprungfähiges LZI-System handelt ist der Reglerentwurf nach Hippe möglich. Die Ermittlung des dynamischen Systems *Regler* ist in [13] für den zeitkontinuierlichen Fall beschrieben, ist allerdings auf ähnliche Art und Weise auch für zeitdiskrete Systeme möglich. Durch die Festlegung des charakteristischen Polynoms des geschlossenen Regelkreises $\tilde{D}(z)$ wird die Dynamik der Regelung bestimmt, durch die Wahl des charakteristischen Polynoms des Zustandsbeobachters $\Delta(z)$ kann die Dynamik der Zustandsschätzung festgelegt werden. Da eine geschlossene Lösung des Reglerentwurfsproblems existiert, ist durch die Vorgabe dieser beiden Polynome eine Berechnung des dynamischen Systems *Regler* z. B. mittels MATLAB® einfach möglich. Die Wahl der charakteristischen Polynome $\tilde{D}(z)$ und $\Delta(z)$ ist nicht eindeutig, es existieren allerdings Verfahren zur optimalen Berechnung dieser Größen. Da für diese Anwendung die Wahl des charakteristischen Polynoms des Beobachters keine große Auswirkung auf die Regelgüte des Gesamtsystems hat, wird basierend auf Simulationen Folgendes festgelegt:

$$\Delta(z) = (z - 0.1)^4 \quad (4.32)$$

Die Wahl der Nullstellen des Polynoms $\tilde{D}(z)$ bestimmt die Dynamik des geschlossenen Regelkreises, daher wird dieses Polynom basierend auf einem *LQR-Entwurf* mit dem Kostenfunktional nach Formel (4.33) optimal gewählt.

$$J[u] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + u_k R u_k \quad (4.33)$$

Die beiden Entwurfsparameter \mathbf{Q} (zeitinvariant, positiv definit, symmetrisch) und R (zeitinvariant, positiv) bestimmen das Ergebnis des LQR-Entwurfs und müssen daher geeignet gewählt werden. Da sämtliche Zustandsvariablen Ströme beschreiben, liegt eine identische quadratische Gewichtung aller Zustandsvariablen nahe.

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Der Gewichtungsfaktor der Stellgröße wird variiert, um mittels Simulationsstudien geeignete Reglereinstellungen zu finden. Der LQR-Entwurf ist zulässig, da die lineare zeitinvariante Strecke (System (4.31)) vollständig steuerbar ist und die Entwurfsparameter \mathbf{Q} und R entsprechend eingeschränkt werden. Aus den durch den LQR-Entwurf¹ festgelegten Eigenwerten des geschlossenen Regelkreises wird das charakteristische Polynom $\tilde{D}(z)$, auf welchem der Entwurf des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe basiert, bestimmt. Die so dimensionierten Regler werden wie in Abschnitt 4.1 durch eine Simulation auf ihr Verhalten untersucht. Auch in diesem Fall werden die verschiedenen Reglerkonfigurationen sowohl bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.18) als auch bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ (Abbildung 4.19) simuliert.

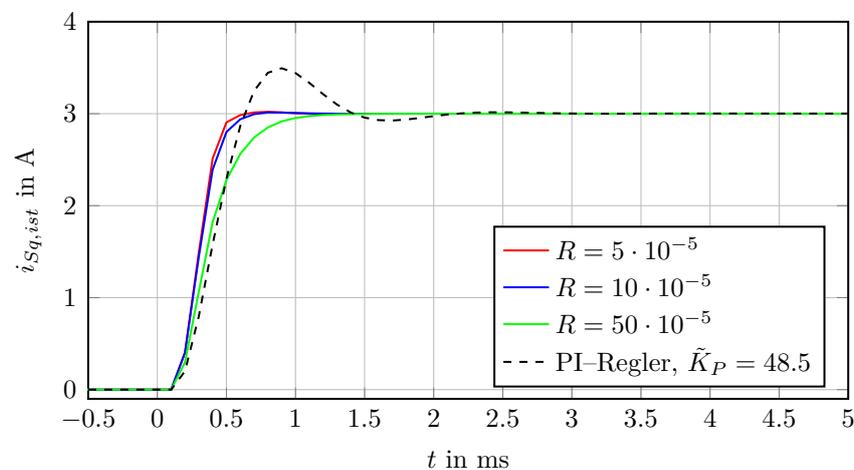


Abbildung 4.18: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, integ. ZR nach Hippe

Aus beiden Abbildungen ist erkennbar, dass auch durch die Verwendung des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe eine Verbesserung der Stromregelung möglich

¹Lösung des Optimierungsproblems mittels MATLAB[®] Funktion `dlqr()`

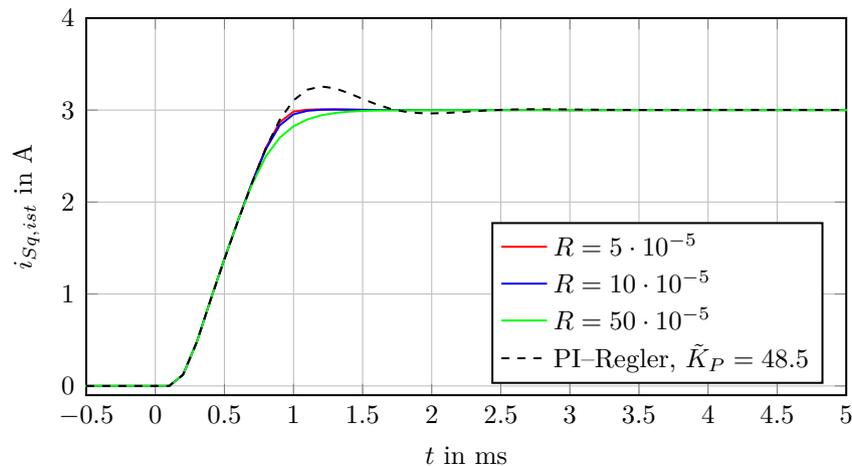


Abbildung 4.19: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, integ. ZR nach Hippe

ist. Sowohl bei kleinen als auch bei großen Drehzahlen sind die erzielten Ergebnisse besser als bei der Realisierung der Stromregler als gewöhnliche PI-Regler. Da im Gesamtkonzept des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe ein Zustandsbeobachter enthalten ist, kann der totzeitfreie Strom (Zustandsgröße x_1) geschätzt und damit die Totzeit kompensiert werden. Aufgrund des integrierenden Reglerverhaltens sollte weiters der Einfluss von Störungen und veränderten Maschinenparametern gut unterdrückt werden können. Prinzipiell scheint jede der drei in Abbildung 4.18 und Abbildung 4.19 gezeigten Reglerdimensionierungen geeignet zu sein, die finale Wahl des Reglerentwurfsparameters R soll wieder durch Versuche am Prüfstand erfolgen.

4.5 Stromprädiktion mit Kalman Filter

An dieser Stelle wird untersucht, ob durch die Verwendung zustandsraumbasierter Beobachterkonzepte die Stromprädiktion verglichen mit dem Smith-Prädiktor verbessert werden kann. Der Entwurf des Zustandsbeobachters erfolgt basierend auf der in Abbildung 4.20 dargestellten Streckenstruktur.

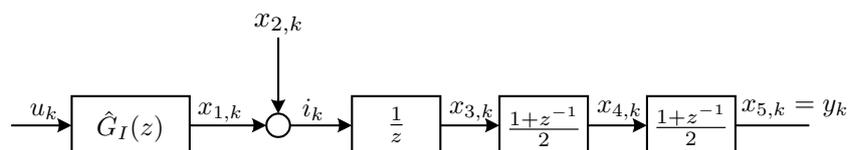


Abbildung 4.20: Definition Zustandsvariablen Zustandsbeobachter

Verglichen mit den bisher verwendeten Modellen der Stromregelstrecke wird die Systemordnung durch eine zusätzliche Zustandsvariable, welche Störungen beschreiben soll, erhöht. Diese Zustandsvariable ist im Modell als konstant und vom Systemeingang unabhängig angenommen. Durch diese, nur im Modell für den Beobachterentwurf enthaltene, Zustandsgröße soll erreicht werden, dass die Zustandsschätzung auch bei veränderten Maschinenparametern stationär genau ist. Die Zustandsraumbeschreibung der Stromstrecke lautet bei der Wahl der Zustandsvariablen nach Abbildung 4.20:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_S}{L\sigma} T_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \frac{1-e^{-\frac{R_S}{L\sigma} T_a}}{R_S} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_k \quad (4.35)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k \quad (4.36)$$

In Abbildung 4.21 ist ein Blockschaltbild der Strecke basierend auf obiger Zustandsraumbeschreibung dargestellt. Es sind die für die folgenden Betrachtungen wichtigen Ausgänge des Systems erkennbar, die Größe y_k entspricht dem messtechnisch erfassbaren Strom, die Größe i_k stellt den totzeitfreien (prädizierten) Strom dar. Diese Größe setzt sich aus der Zustandsvariable x_1 (Ausgang des PT1-Gliedes $\hat{G}_I(z)$) und der Störgröße x_2 zusammen und soll im Folgenden geschätzt werden.

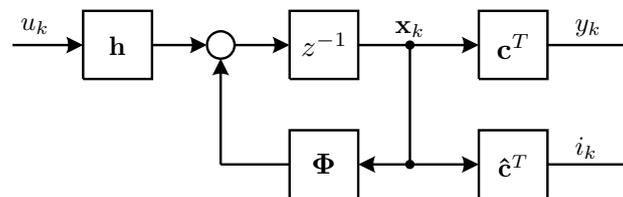


Abbildung 4.21: Blockschaltbild Stromstrecke in Zustandsraumdarstellung

Die in Abbildung 4.21 ersichtlichen Systemmatrizen und -vektoren zur eindeutigen Beschreibung der Stromstrecke sind nach (4.37) definiert:

$$\begin{aligned}
\Phi &= \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_S}{L\sigma}T_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{h} &= \begin{bmatrix} \frac{1-e^{-\frac{R_S}{L\sigma}T_a}}{R_S} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
\mathbf{c}^T &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \\
\hat{\mathbf{c}}^T &= [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]
\end{aligned} \tag{4.37}$$

Ziel des Beobachterentwurfes ist es, eine Struktur zur Bestimmung eines Schätzwertes für den totzeitfreien Strom i_k basierend auf der Stellgröße u_k und dem gemessenen Strom $i_{ist,k}$ zu ermitteln. Da ein Beobachterkonzept, welches zur Zustandsschätzung im aktuellen Zeitschritt auch den aktuellsten verfügbaren Messwert berücksichtigt, verwendet werden soll, wird auf das *suboptimale Kalman Filter* zurückgegriffen. Ein Blockschaltbild dieser Beobachterstruktur ist in Abbildung 4.22 dargestellt. Der konstante Vektor \mathbf{K}_∞ wird durch den Entwurf des Kalman Filters festgelegt und stellt den stationären Endwert des im Allgemeinen zeitabhängigen Kalmanvektors \mathbf{K}_k dar. Die Größe i_k^* entspricht dem Schätzwert des totzeitfreien Stromes i_k .

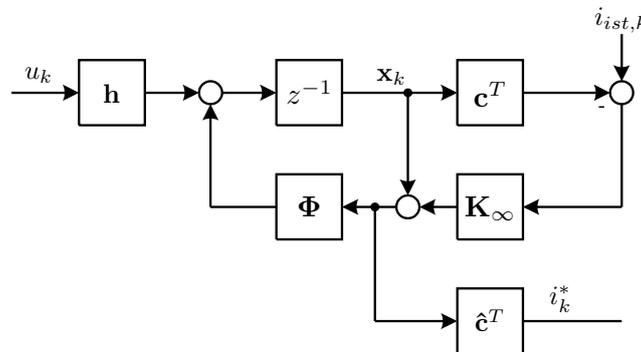


Abbildung 4.22: Struktur suboptimales Kalman Filter

Um Ähnlichkeiten des Kalman Filters mit dem Smith-Prädiktor aufzuzeigen, wird die Systemeigenschaft *Linearität* verwendet, um eine übersichtlichere Darstellung obiger Struktur zu ermitteln. Unter der Voraussetzung, dass

$$u_{1,k} + u_{2,k} = u_k \tag{4.38}$$

sowie

$$y_{1,k} + y_{2,k} = \dot{i}_{ist,k} \quad (4.39)$$

erfüllt ist, ist eine Aufspaltung des in Abbildung 4.22 dargestellten Beobachters in zwei Teilsysteme möglich und die in Abbildung 4.23 dargestellte Struktur kann verwendet werden.

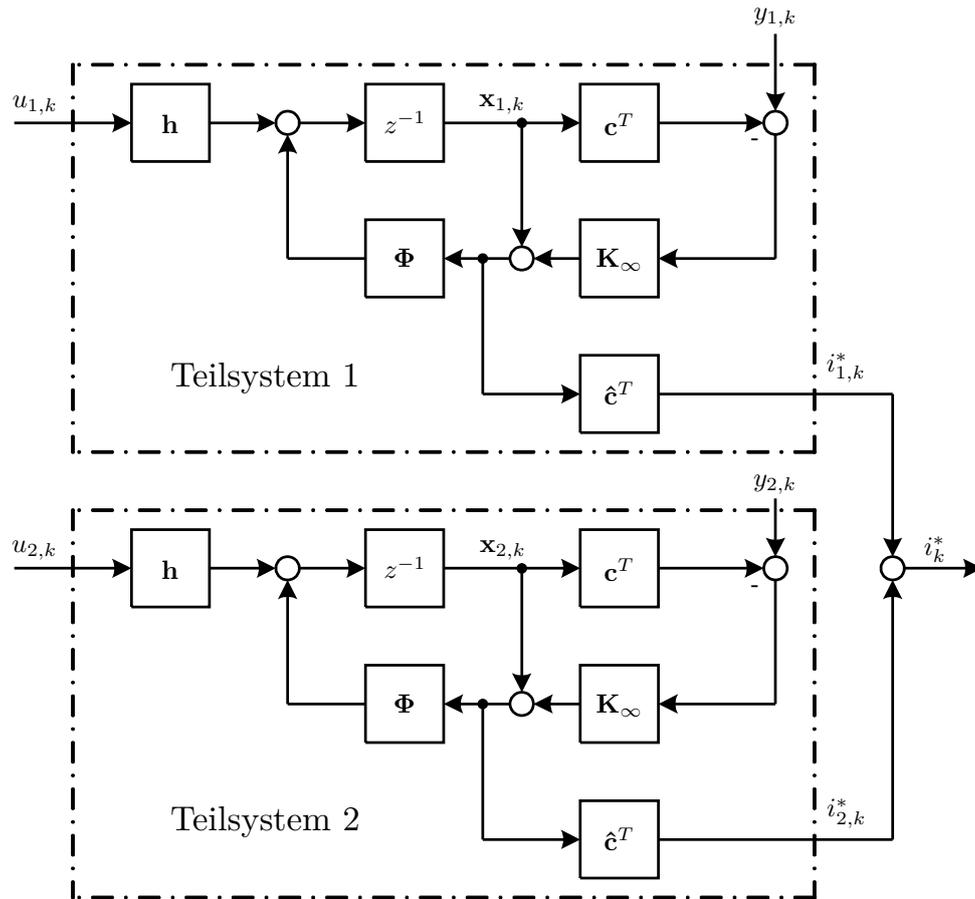


Abbildung 4.23: Struktur Kalman Filter, Aufspaltung in Teilsysteme

Der Schätzwert für den totzeitfreien Strom i_k^* kann dann mittels *Superposition* aus den Ausgangsgrößen der beiden Teilsysteme $i_{1,k}^*$ und $i_{2,k}^*$ berechnet werden. Erfolgt die Wahl der Eingangsgrößen der beiden Teilsysteme nach

$$u_{1,k} = u_k \quad (4.40)$$

$$u_{2,k} = 0 \quad (4.41)$$

sowie

$$y_{1,k} = \mathbf{c}^T \mathbf{x}_{1,k} \quad (4.42)$$

$$y_{2,k} = i_{ist,k} - \mathbf{c}^T \mathbf{x}_{1,k} \quad (4.43)$$

ist eine Darstellung des Gesamtsystems Beobachter nach Abbildung 4.24 möglich. Um eine weitere Vereinfachung zu ermöglichen, wird Teilsystem 1 verglichen mit Abbildung 4.23 um die Berechnung der Größe \tilde{i}_k aus dem Zustandsvektor $\mathbf{x}_{1,k}$ erweitert. Dieses dynamische System entspricht dann einer Kopie der Strecke mit den Ausgangsgrößen $i_{1,k}^*$ (laut Streckenmodell berechneter totzeitfreier Strom) und \tilde{i}_k (laut Streckenmodell berechneter totzeitbehafteter Strom). Die Zustandsraumdarstellung dieses Systems lautet dann:

$$\mathbf{x}_{1,k+1} = \mathbf{\Phi} \mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{h} u_k \quad (4.44)$$

$$i_{1,k}^* = \hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{x}_{1,k} \quad (4.45)$$

$$\tilde{i}_k = \mathbf{c}^T \mathbf{x}_{1,k} \quad (4.46)$$

$$(4.47)$$

Basierend auf obigem Zustandsraummodell kann eine Beschreibung von Teilsystem 1 mittels z -Übertragungsfunktionen ermittelt werden.

$$\frac{i_1^*(z)}{u(z)} = \frac{1}{R_S} \frac{1 - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}}{z - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}} = \hat{G}_I(z) \quad (4.48)$$

$$\frac{\tilde{i}(z)}{u(z)} = \frac{1}{R_S} \frac{1 - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}}{z - e^{-\frac{R_S T_a}{L_\sigma}}} \frac{1}{z} \frac{1 + z^{-1}}{2} \frac{1 + z^{-1}}{2} = \hat{G}_I(z) H(z) = G_I(z) \quad (4.49)$$

Teilsystem 2 kann als zeitdiskretes Filter $F(z)$ mit der Eingangsgröße $y_{2,k} = i_{ist,k} - \tilde{i}_k$ und der Ausgangsgröße $i_{2,k}^*$ interpretiert werden. Die Beschreibung dieses Filters in Zustandsraumdarstellung lautet:

$$\mathbf{x}_{2,k+1} = \overbrace{(\mathbf{\Phi} - \mathbf{\Phi} \mathbf{K}_\infty \mathbf{c}^T)}^{:=\mathbf{\Phi}_2} \mathbf{x}_{2,k} + \overbrace{\mathbf{\Phi} \mathbf{K}_\infty}_{:=\mathbf{h}_2} y_{2,k} \quad (4.50)$$

$$i_{2,k}^* = \underbrace{(\hat{\mathbf{c}}^T - \hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{K}_\infty \mathbf{c}^T)}_{:=\mathbf{c}_2^T} \mathbf{x}_{2,k} + \underbrace{\hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{K}_\infty}_{:=d_2} y_{2,k} \quad (4.51)$$

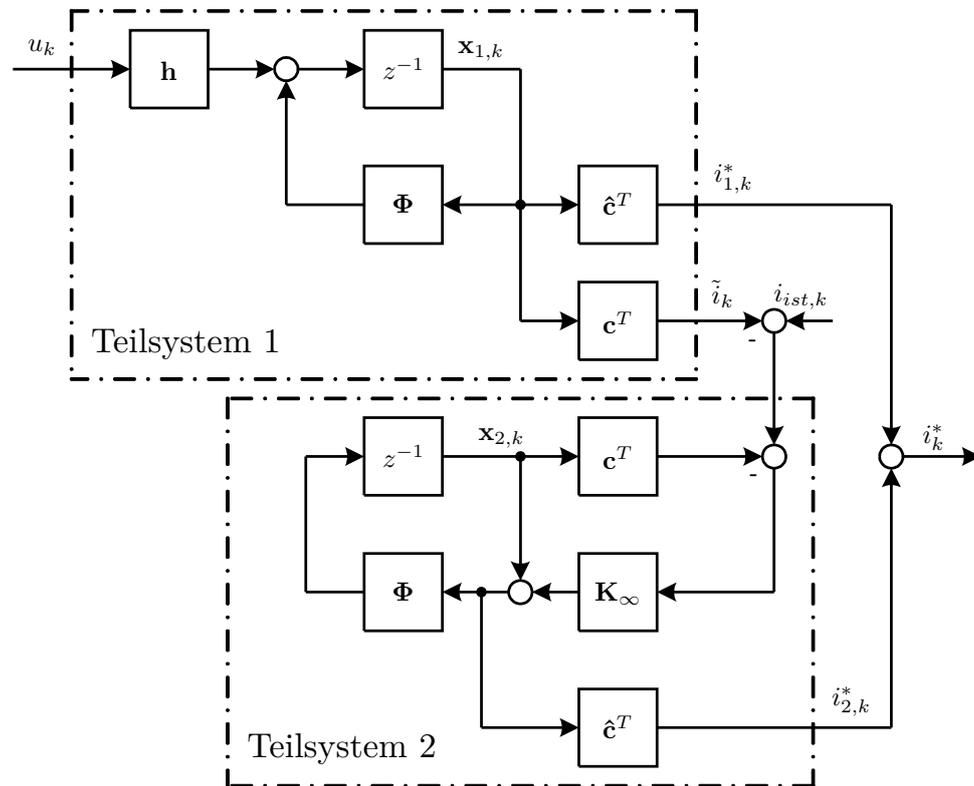


Abbildung 4.24: Struktur Kalman Filter, Aufspaltung in Teilsysteme, Vereinfachung

Die dann entstehende Struktur des Kalman Filters ist in Abbildung 4.25 dargestellt, es handelt sich dabei um einen Smith-Prädiktor mit einer Filterung der Differenz zwischen Messwert i_{ist} und berechneter Ausgangsgröße \tilde{i} . Diese Struktur wird als *Filtered Smith Predictor* bezeichnet und verwendet, um die Robustheit des Regelkreises zu erhöhen [9]. Beim „Filtered Smith Predictor“ wird $F(z)$ als Tiefpassfilter gewählt, beim Einsatz des Kalman Filters wird die z -Übertragungsfunktion $F(z)$ durch die Parameter der Stromstrecke und die Dimensionierung des Kalman Filters eindeutig festgelegt. Die Berechnung der Übertragungsfunktion dieses Filters kann aus der Zustandsraumbeschreibung von Teilsystem 2 nach

$$F(z) = \frac{i_2^*(z)}{y_2(z)} = \mathbf{c}_2^T (z\mathbf{E} - \Phi_2)^{-1} \mathbf{h}_2 + d_2 \quad (4.52)$$

erfolgen.

Beim Entwurf des Kalmanfilters wird angenommen, dass zusätzlich zur Ausgangsgröße auch die beiden Zustandsvariablen x_1 und x_2 verrauscht sind. Die verbleibenden

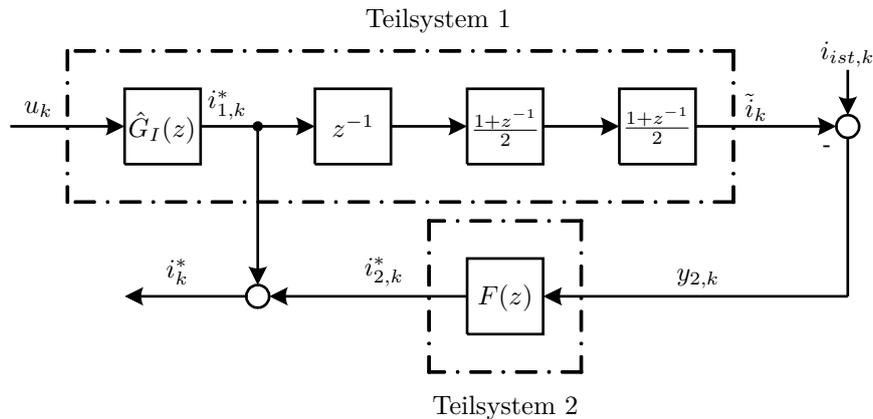


Abbildung 4.25: Struktur Kalman Filter, Vergleich mit Smith-Prädiktor

Zustandsvariablen werden als unverrauscht angenommen, da die Ermittlung dieser Größen digital erfolgt. Die zum Filterentwurf verwendete Kovarianzmatrix des Zustandsrauschens ist daher nach

$$\mathbf{Q}_n = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

mit $q_1, q_2 > 0$ aufgebaut. Da nur eine Ausgangsgröße vorhanden ist, reduziert sich die Varianz des Messrauschens auf den Skalar R_n . Die Berechnung des Kalman Filters erfolgt mittels MATLAB[®], da in der Funktion *kalman()* [14] allerdings von Eingangs- und Messrauschen ausgegangen wird, wird der Filterentwurf basierend auf einer veränderten Zustandsraumbeschreibung der Strecke nach

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{\Phi} \mathbf{x}_k + \mathbf{h} u_k + \mathbf{\tilde{H}} \mathbf{w}_k \quad (4.54)$$

$$y_k = \mathbf{c}^T \mathbf{x}_k + d u_k + \mathbf{\tilde{d}} \mathbf{w}_k + v_k \quad (4.55)$$

durchgeführt. Durch die Verwendung einer Eingangsruschquelle je Zustandsvariable ist die Berücksichtigung von unterschiedlichem Zustandsrauschen beim Filterentwurf möglich. Die neu eingeführte Matrix $\mathbf{\tilde{H}}$ kann nach

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.56)$$

der Vektor $\tilde{\mathbf{d}}$ nach

$$\tilde{\mathbf{d}} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (4.57)$$

gebildet werden. Der eigentliche Entwurf des Kalman Filters erfolgt unter der Annahme gleicher Varianz von Mess- und Zustandsrauschen.

$$\begin{aligned} q_1 &= 1 \\ q_2 &= 1 \\ R_n &= 1 \end{aligned} \quad (4.58)$$

Aus dem Ergebnis des Filterentwurfs (Vektor \mathbf{K}_∞) kann nach Formel (4.52) die Übertragungsfunktion des Filters $F(z)$ berechnet werden. Die Sprungantwort dieses Filters ist in Abbildung 4.26 in rot dargestellt. Es ist zu erkennen, dass dieses Filter einen dominanten direkten Durchgriff von der Eingangs- zur Ausgangsgröße besitzt. Wird das Ergebnis dieses aufwändigen Filterentwurfs mit dem schon zuvor untersuchten modifizierten Smith-Prädiktor (blau) verglichen, sind nur geringe Unterschiede feststellbar. In Abbildung 4.26 sind weiters die Sprungantworten zweier Filter dargestellt, welche in einem Filtered Smith Predictor verwendet werden könnten. Es handelt sich dabei um sprungfähige z -Übertragungsfunktionen erster Ordnung mit einer Polstelle bei $z = p_1$:

$$F(z) = \frac{(1 - p_1)z}{z - p_1} \quad (4.59)$$

Werden die Sprungantworten dieser beiden Filter mit der Sprungantwort der durch den Entwurf des Kalman Filters festgelegten Übertragungsfunktion verglichen, sind keine großen Unterschiede erkennbar. Es wurde somit gezeigt, dass der Einsatz eines Kalman Filters nicht sinnvoll ist, da der wesentlich einfacher zu dimensionierende Smith-Prädiktor mit Feedbackfilter zu ähnlichen Ergebnissen führt.

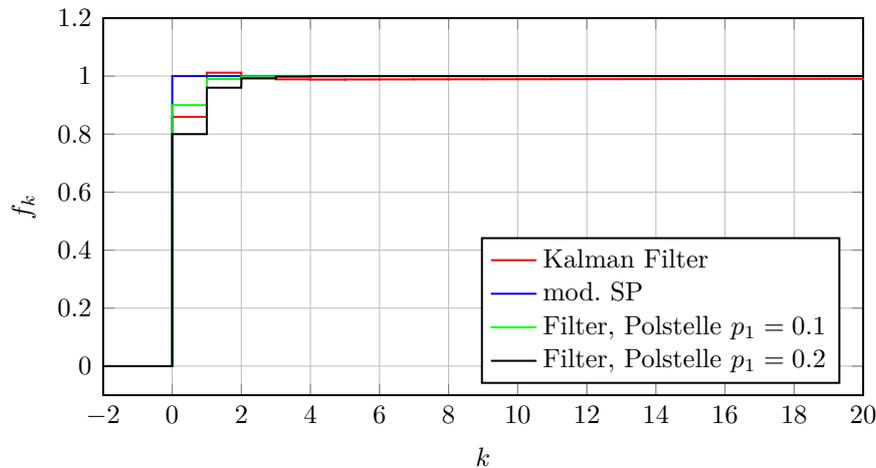


Abbildung 4.26: Sprungantwort Feedbackfilter $F(z)$

4.6 Robustheit

In diesem Abschnitt soll untersucht werden, wie groß der Einfluss veränderter Maschinenparameter auf die Performance der verschiedenen Stromregelkonzepte ist. Bei der praktischen Realisierung der Regelung kommt der Kenntnis der Maschinenparameter große Bedeutung zu. Da nicht davon ausgegangen werden kann, dass die messtechnisch identifizierten Maschinenparameter mit den realen Maschinenparametern übereinstimmen, muss sichergestellt werden, dass die Stromregelung in der Lage ist, auch mit unsicheren Maschinenparametern zufriedenstellend zu funktionieren. Eine weitere Schwierigkeit stellt die Veränderung der Maschinenparameter während des Betriebes der Maschine dar. Aufgrund der Temperaturabhängigkeit ohmscher Widerstände können sich vor allem Rotor- und Statorwiderstand bei Erwärmung der Maschine im Betrieb deutlich ändern. Auch diese Veränderung muss durch den Regler ausgeglichen werden können. In Abbildung 4.27 ist die simulierte Sprungantwort der geregelten Stromstrecke für den Fall einer Veränderung des Rotorwiderstandes von 3.5Ω auf 7Ω dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei Verwendung des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe (grün) der Stromsollwert deutlich schneller erreicht wird als bei der Verwendung anderer Reglerkonzepte. Die Verwendung des Smith-Prädiktors bringt – verglichen mit dem klassischen PI-Regler – keine Verbesserung. Eine Veränderung des Rotorwiderstandes führt nicht direkt zu einer veränderten Stromstrecke, da dieser Parameter in der Streckenbeschreibung (Formel (4.1)) nicht enthalten ist. Allerdings wird der Rotorwiderstand zur Berechnung der Kompensationsspannungen nach Formel (2.48) und (2.49) sowie im Block Beobachter zur Schätzung von Rotorfluss und Schlupfwinkel verwendet. Da aufgrund des veränderten Rotorwiderstandes bei der Berechnung dieser Größen Fehler entstehen, wird indirekt auch die Stromstrecke beeinflusst. Die Veränderung des Rotorwiderstandes kann somit als Störgröße betrachtet

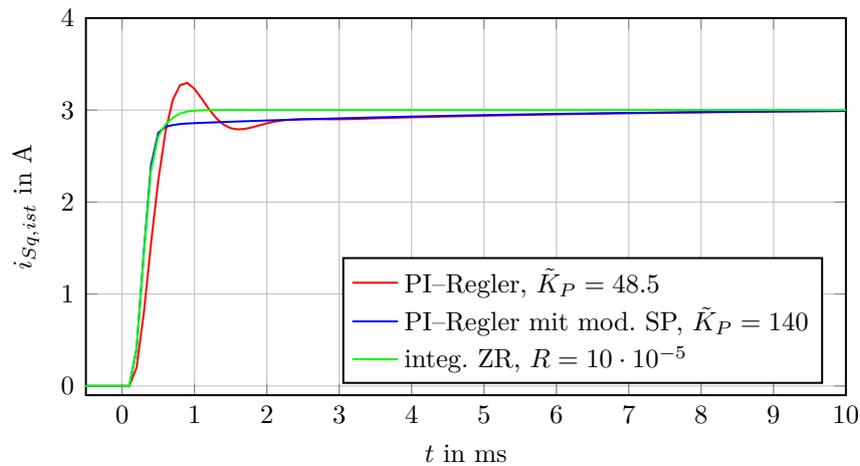


Abbildung 4.27: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Verdoppelung Rotorwiderstand

werden und die in Abbildung 4.27 dargestellten Sprungantworten zur Bewertung der Störunterdrückung verwendet werden.

Abbildung 4.28 zeigt Sprungantworten der geregelten Stromstrecke, falls zusätzlich zum Rotorwiderstand auch der Statorwiderstand verdoppelt wird. Auch in diesem Fall kann festgestellt werden, dass durch den integrierenden Zustandsregler nach Hippe die veränderten Streckenparameter am besten ausgeglichen werden können. In diesem Fall tritt zusätzlich zur Störung durch den veränderten Rotorwiderstand auch eine direkte Veränderung der Stromstrecke aufgrund des veränderten Statorwiderstandes auf. Anhand dieser Simulationen ist daher auch eine Bewertung der Robustheit gegen veränderte Streckenparameter möglich.

In Abbildung 4.29 ist die simulierte Sprungantwort der geregelten Stromstrecke dargestellt, falls die Maschinenparameter so verändert werden, dass sie mit den Herstellerangaben im Datenblatt übereinstimmen. In diesem Fall sind keine wesentlichen Unterschiede in der Performance der drei Reglerkonzepte zu erkennen.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass durch die Verwendung des Smith-Prädiktors der Regelkreis nicht robuster gegen eine Veränderung der Maschinenparameter wird. Da die Prädiktion der Ströme im SP allerdings auf einem Modell der Regelstrecke und somit auf den Maschinenparametern basiert, ist bereits eine – verglichen mit dem einfachen PI-Regler – unveränderte Empfindlichkeit gegenüber veränderten Streckenparametern zufriedenstellend. Wird der integrierende Zustandsregler nach Hippe zur Stromregelung verwendet, ist vor allem bei einer Veränderung des Rotorwiderstandes eine deutliche Verbesserung gegenüber der Stromregelung mittels PI-Reglern erkennbar. Da die Erhöhung des Rotorwiderstandes aufgrund der

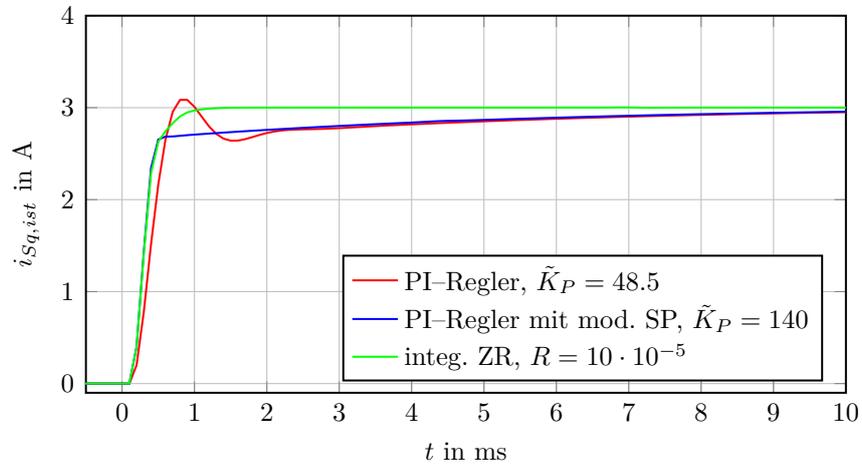


Abbildung 4.28: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Verdoppelung Stator- sowie Rotorwiderstand

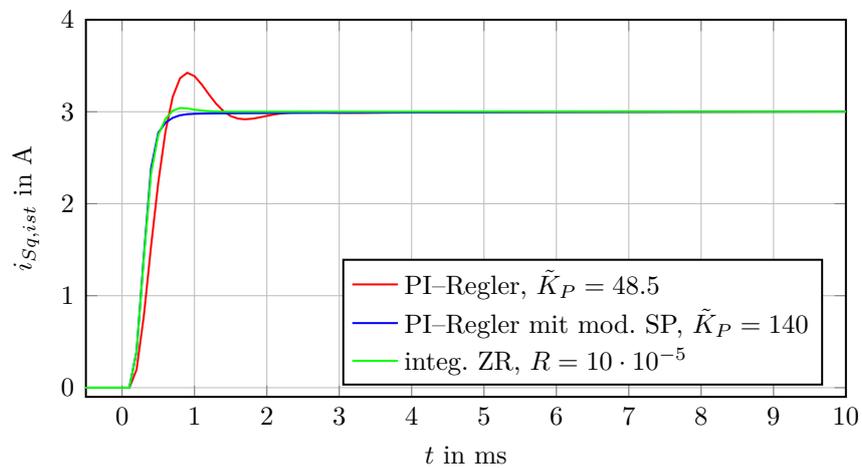


Abbildung 4.29: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Parametervariation: Maschinenparameter laut Datenblatt

Erwärmung der Maschine ein in der Praxis besonders häufig auftretender Fall ist, eignet sich dieses Reglerkonzept somit bezüglich Robustheit gut zur Stromregelung elektrischer Maschinen.

4.7 Prädiktive Korrektur der Umrichternichtlinearität

Der in Abbildung 3.8 dargestellte nichtlineare Spannungsabfall am Pulswechselrichter beeinflusst die mögliche Performance des Antriebssystems negativ. Vor allem bei Maschinen mit großer Leistung und daraus resultierend großen Strömen kann der nichtlineare Spannungsabfall in einer Größenordnung liegen, welche eine zufriedenstellende Regelung der Maschine erschwert. Um die Regelung zu verbessern, ist daher eine Kompensation dieser Nichtlinearität erforderlich. Die in Abschnitt 3.2 ermittelte mathematische Beschreibung des Zusammenhangs zwischen Sollspannung \tilde{u} und Istspannung u des Pulswechselrichters lautet beispielsweise für den Strang a:

$$u_{a,k} = \tilde{u}_{a,k-1} - \Delta u_{a,nl}(i_a) \quad (4.60)$$

Ziel der *Nichtlinearitätskorrektur (NLK)* ist es, den Einfluss des Pulswechselrichters auf ein reines Totzeitglied zu reduzieren.

$$u_{a,k} \stackrel{!}{=} \tilde{u}_{a,k-1} \quad (4.61)$$

Dies kann erreicht werden, indem die Sollausgangsspannung des Umrichters \tilde{u}_a um den erwarteten nichtlinearen Spannungsabfall korrigiert wird.

$$\tilde{u}_{a,k}^* = \tilde{u}_{a,k} + \Delta u_a \quad (4.62)$$

Die Berechnung der Kompensationsspannung basiert auf der messtechnisch bestimmten und in Abbildung 3.8 dargestellten stromabhängigen Umrichternichtlinearität. Da diese Spannungskorrektur am Signalprozessorsystem erfolgen muss, ist eine zeitdiskrete Formulierung nach z. B.

$$\tilde{u}_{a,k}^* = \tilde{u}_{a,k} + \Delta u_a(i_{a,k}) \quad (4.63)$$

notwendig. Ein Problem bei dieser Art der NLK ist, dass zum Zeitpunkt der Spannungsberechnung der aktuelle Maschinenstrom nicht bekannt ist, da durch die Strommessung eine Zeitverzögerung entsteht (siehe Abschnitt 3.3). Eine weitere Schwierigkeit ist durch

die verzögerte Spannungsausgabe des Pulswechselrichters begründet, weshalb auch die Spannung zur Korrektur der Nichtlinearität zeitverzögert ausgegeben wird. Wird die durch die Strommessung entstehende Totzeit als ein Abtastintervall angenommen, folgt für die tatsächliche Wechselrichterausgangsspannung:

$$u_{a,k} = \tilde{u}_{a,k-1} - \Delta u_{a,nl}(i_a) + \Delta u_a(i_{a,k-2}) \quad (4.64)$$

Es ist klar ersichtlich, dass die addierte Kompensationsspannung auf Stromwerten basiert, welche um zwei Abtastintervalle verzögert sind. Diese Variante der NLK wird auch praktisch eingesetzt und führt vor allem bei kleinen Drehzahlen zu Verbesserungen. Die NLK kann verbessert werden, indem die Berechnung der Korrekturspannung basierend auf den Maschinenströmen zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe erfolgt. Die Prädiktion der Maschinenströme im SKS ist allerdings schwierig und mit großem Aufwand verbunden. Aus diesem Grund werden die in den Stromreglern berechneten prädizierten Ströme im RFKS zur Ermittlung der Korrekturspannung verwendet. In Abbildung 4.30 ist dargestellt, wie aus den internen Reglergrößen i_{Sd}^* und i_{Sq}^* (siehe Abbildung 4.8 bzw. 4.12) unter Verwendung der inversen Park-Transformation (Formel (2.19), (2.11)) prädizierte Strangströme i_a^* , i_b^* und i_c^* berechnet werden können. Da die Prädiktion der Ströme sowohl auf einem totzeitfreien Streckenmodell als auch auf einem Vergleich der berechneten Stromwerte mit den Strommesswerten basiert, können Störungen und Unsicherheiten der Streckenparameter ausgeglichen werden und die Verwendung der prädizierten Ströme zur Korrektur der Umrichternichtlinearität ist möglich.

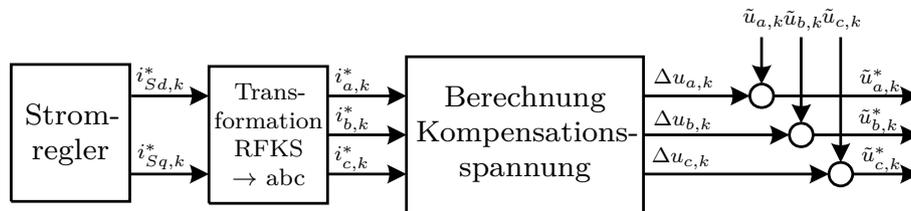


Abbildung 4.30: Blockschaltbild prädiktive Nichtlinearitätskorrektur

Die Berechnung des Sollwertes der Wechselrichterausgangsspannung für den Strang a erfolgt dann nach

$$\tilde{u}_{a,k}^* = \tilde{u}_{a,k} + \Delta u_a(i_{a,k}^*) \quad (4.65)$$

Durch diese Art der NLK ist eine Verbesserung der Regelung vor allem für höhere Drehzahlen möglich, wobei der Aufwand nicht wesentlich vergrößert wird. Da der nichtlineare Spannungsabfall des verwendeten Umrichters sehr klein ist, wurde eine

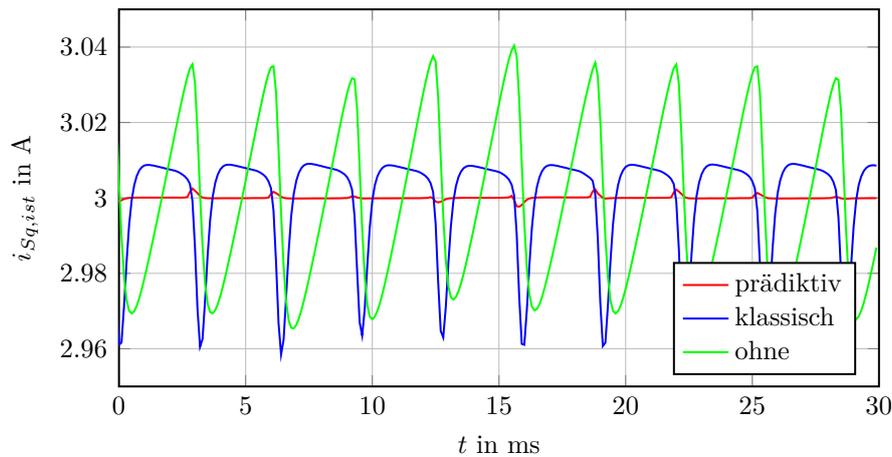


Abbildung 4.31: zeitlicher Verlauf der Statorstromkomponente i_{S_q} bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ bei verschiedenen Varianten der Nichtlinearitätskorrektur, Stromregelung mit PI-Regler mit mod. SP

Simulation bei virtuell vergrößerter Nichtlinearität (5 V anstatt 1 V) durchgeführt, um die Wirkung der *prädiktiven Nichtlinearitätskorrektur* zu zeigen. Abbildung 4.31 zeigt den zeitlichen Verlauf der Statorstromkomponente i_{S_q} , welche bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ konstant auf 3 A geregelt wird. In rot ist jener Stromverlauf dargestellt der entsteht, falls die zuvor beschriebene prädiktive NLK verwendet wird, verglichen mit den Kurven in blau (klassische NLK) und in grün (ohne NLK) ist eine deutliche Reduktion des Stromrippels feststellbar.

4.8 Prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung

Ähnliche Überlegungen wie zur Ermittlung der Korrekturspannung im Rahmen der NLK können zur weiteren Verbesserung der Stromregelung herangezogen werden. Auch zur korrekten Berechnung der Kompensationsspannungen $u_{S_d,Komp}$ und $u_{S_q,Komp}$ nach Formel (2.48) und (2.49) ist die Verfügbarkeit aktueller Strommesswerte wichtig. Werden die zeitkontinuierlich definierten Kompensationsspannungen zeitdiskret am Signalprozessor berechnet, müssen anstatt der im Idealfall bekannten internen Maschinengrößen Messwerte zur Berechnung verwendet werden (Formel (4.66) und (4.67)).

$$u_{Sd,Komp,k} = - \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq,ist,k}}{L_R \Psi_{Rd,ist,k}} + p\omega_{mech,k} \right] L_\sigma i_{Sq,ist,k} + \left(\frac{L_h}{L_R} \right)^2 R_R' \left[i_{Sd,ist,k} - \frac{\Psi_{Rd,ist,k}}{L_h} \right] \quad (4.66)$$

$$u_{Sq,Komp,k} = \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq,ist,k}}{L_R \Psi_{Rd,ist,k}} + p\omega_{mech,k} \right] \left[L_\sigma i_{Sd,ist,k} + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd,ist,k} \right] \quad (4.67)$$

Da diese Kompensationsspannung erst im nächsten Abtastintervall ausgegeben wird, ist es zielführend, die Kompensationsspannung basierend auf den Maschinengrößen zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe zu berechnen. Der Einfluss der Größen $\Psi_{Rd,ist}$ und ω_{mech} ist dabei weniger entscheidend, da sich diese Größen verglichen mit der Dynamik des Stromregelkreises nur langsam ändern. Die Dynamik der beiden Statorstromkomponenten i_{Sd} und i_{Sq} ist wesentlich größer, daher hat eine Veränderung des Statorstromes im Zeitraum zwischen der Messdatenerfassung und der Ausgabe der Kompensationsspannung einen negativen Einfluss auf den Stromregelkreis. Es soll daher auch die Kompensationsspannung unter Verwendung der prädizierten Ströme i_{Sd}^* und i_{Sq}^* berechnet werden (Abbildung 4.32, Formel (4.68) und (4.69)).

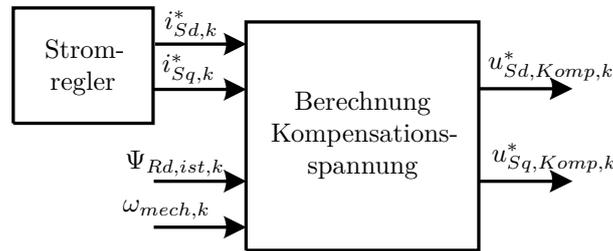


Abbildung 4.32: Blockschaltbild prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung

$$u_{Sd,Komp,k}^* = - \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq,k}^*}{L_R \Psi_{Rd,ist,k}} + p\omega_{mech,k} \right] L_\sigma i_{Sq,k}^* + \left(\frac{L_h}{L_R} \right)^2 R_R' \left[i_{Sd,k}^* - \frac{\Psi_{Rd,ist,k}}{L_h} \right] \quad (4.68)$$

$$u_{Sq,Komp,k}^* = \left[\frac{R_R' L_h i_{Sq,k}^*}{L_R \Psi_{Rd,ist,k}} + p\omega_{mech,k} \right] \left[L_\sigma i_{Sd,k}^* + \frac{L_h}{L_R} \Psi_{Rd,ist,k} \right] \quad (4.69)$$

Abbildung 4.33 zeigt einen Vergleich der beiden Möglichkeiten zur Berechnung der Kompensationsspannung anhand einer Sprungantwort des Stromregelkreises bei zwei

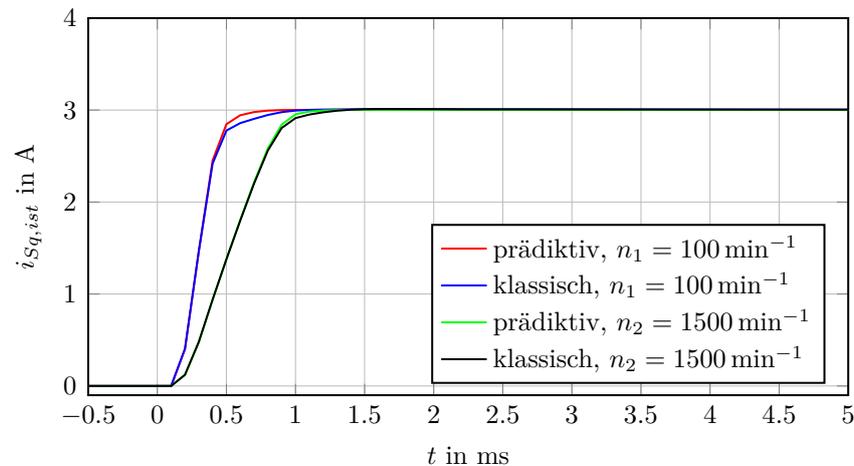


Abbildung 4.33: Simulation Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei verschiedenen Varianten der Berechnung der Kompensationsspannung, Stromregelung mit PI-Regler mit mod. SP

Drehzahlen. Sowohl bei $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ als auch bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ ist eine Verbesserung der Stromregelung durch die Verwendung der prädizierten Ströme erkennbar. Da auch durch diese Maßnahme der Aufwand nur unwesentlich vergrößert wird, erscheint die prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung sinnvoll.

4.9 Vordrehung Statorspannungszeiger

An dieser Stelle soll eine Möglichkeit gezeigt werden, die Stromregelung zu verbessern, indem die Rotationsgeschwindigkeit des RFKS bezogen auf das SKS bei der Berechnung des Statorspannungsraumzeigers berücksichtigt wird [7, S. 102]. Konkret wird die Tatsache, dass zum Zeitpunkt der Berechnung des Statorspannungszeigers die Lage des RFKS anders als zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe ist, beachtet. Wie in Abschnitt 3.4 beschrieben, wird die Stellgröße zum Zeitpunkt kT_a basierend auf der Lage des RFKS zum Zeitpunkt $(k-1)T_a$ berechnet, die Ausgabe der Spannung erfolgt allerdings erst zum Zeitpunkt $(k+1)T_a$. Da die Transformation des Statorspannungsraumzeigers ins SKS basierend auf der Lage des RFKS zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe erfolgen sollte, liegt eine Vordrehung des Spannungszeigers um jenen Winkel, um welchen sich die Lage des RFKS während der Dauer von zwei Abtastintervallen ändert, nahe. Diese Vordrehung kann um einen halben Abtastintervall vergrößert werden, wenn berücksichtigt werden soll, dass sich das RFKS auch während jenes Abtastintervalls, in welchem die Spannung ausgegeben wird, weiterbewegt [5]. Ausgehend von der zeitkontinuierlichen Transformation des in der Regelung im RFKS

berechneten Statorspannungsraumzeigers \underline{u}_S^Ψ in einen Spannungszeiger $\tilde{\underline{u}}_S^S$ im SKS als Sollwert für den Pulswechselrichter

$$\tilde{\underline{u}}_S^S = \underline{u}_S^\Psi e^{j(\varphi+\rho)} \quad (4.70)$$

folgt aufgrund der zeitdiskreten Implementierung der Regelung:

$$\tilde{\underline{u}}_{S,k}^S = \underline{u}_{S,k}^\Psi e^{j(\varphi_{k-1}+\rho_{k-1})} \quad (4.71)$$

Die Vordrehung des Spannungszeigers um den Winkel $\Delta\gamma$ erfolgt durch die Multiplikation mit einer komplexen Exponentialfunktion.

$$\tilde{\underline{u}}_{S,k}^{S*} = \underline{u}_{S,k}^\Psi e^{j(\varphi_{k-1}+\rho_{k-1})} e^{j\Delta\gamma} \quad (4.72)$$

Der Winkel $\Delta\gamma$ kann unter Verwendung der gemessenen Rotorwinkelgeschwindigkeit und der im Block Beobachter geschätzten Schlupfwinkelgeschwindigkeit berechnet werden.

$$\Delta\gamma = 2.5 (\dot{\rho}_{k-1} + \omega_{k-1}) T_a \quad (4.73)$$

Einsetzen dieses Zusammenhangs in Formel (4.72) führt zu

$$\tilde{\underline{u}}_{S,k}^{S*} = \underline{u}_{S,k}^\Psi e^{j(\hat{\varphi}|_{t=(k+1.5)T_a} + \hat{\rho}|_{t=(k+1.5)T_a})}, \quad (4.74)$$

wobei die Größen $\hat{\varphi}|_{t=(k+1.5)T_a}$ und $\hat{\rho}|_{t=(k+1.5)T_a}$ Schätzwerten für Rotorwinkel und Schlupfwinkel zum Zeitpunkt $(k+1.5)T_a$ entsprechen. Wird Formel (3.2) verwendet, um die Sollausgangsspannung $\tilde{\underline{u}}_S^S$ des PWR durch die tatsächlich einen Abtastintervall später ausgegebene Spannung \underline{u}_S^S zu ersetzen, folgt unter der Annahme perfekter NLK:

$$\underline{u}_{S,k+1}^S = \underline{u}_{S,k}^\Psi e^{j(\hat{\varphi}|_{t=(k+1.5)T_a} + \hat{\rho}|_{t=(k+1.5)T_a})} \quad (4.75)$$

Aus diesem Zusammenhang ist erkennbar, dass die Transformation des Statorspannungsraumzeigers vom RFKS ins SKS nun basierend auf der prädizierten Lage des RFKS erfolgt. In Abbildung 4.34 ist dies grafisch dargestellt, es kann erkannt werden, dass sich die Lage des Statorspannungsraumzeiger \underline{u}_S bezogen auf das RFKS vom Zeitpunkt der Spannungsberechnung bis zum Zeitpunkt der Spannungsausgabe ändert. Die Lage des vorgedrehten Spannungszeigers \underline{u}_S^* hingegen stimmt im RFKS zum Zeitpunkt $(k+1.5)T_a$ deutlich besser mit dem ursprünglich berechneten Spannungszeiger

überein. Dies kann daran erkannt werden, dass $\gamma \approx \gamma^*$ ist und daher im RFKS $\underline{u}_S \approx \underline{u}_S^*$ gilt. Daraus folgt, dass d- und q-Komponente des Statorspannungsraumzeigers zum Zeitpunkt der Wirkung der Spannung in der Maschine besser mit den berechneten Sollgrößen übereinstimmen. Diese Vordrehung des Statorspannungszeigers ist bei großen Drehzahlen notwendig, da in diesem Fall die Rotationsgeschwindigkeit des RFKS groß ist und daher die Lage des RFKS im Raum schnell veränderlich ist.

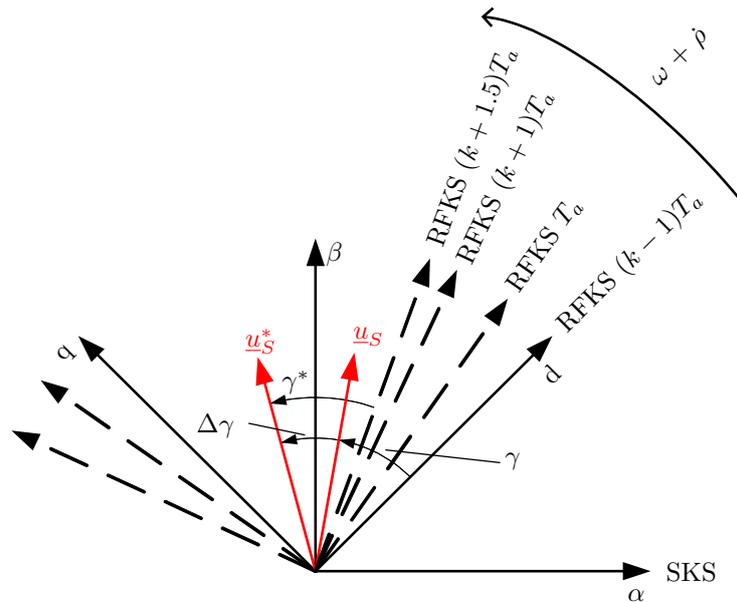


Abbildung 4.34: Vordrehung Statorspannungsraumzeiger

5 Messungen

In diesem Teil der Arbeit werden die in Kapitel 4 theoretisch untersuchten Reglerkonzepte anhand von Versuchen an einer Asynchronmaschine auf ihre Eignung zur Stromregelung überprüft. Durch Messungen am Prüfstand soll auch festgestellt werden, ob die in Kapitel 4 vorgeschlagene Reglerdimensionierung geeignet ist. Weiters soll in diesem Kapitel anhand der Messdaten untersucht werden, ob noch weiteres Potential zur Verbesserung der Stromregelung vorhanden ist. Abschließend erfolgt basierend auf den durchgeführten Versuchen am realen Aufbau auch eine Bewertung der verschiedenen Stromregelkonzepte.

5.1 Messaufbau

Abbildung 5.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des zum Test der Stromregler verwendeten Prüfstandes. Die wesentlichsten Bestandteile dieses Prüfstandes sind zwei Asynchronmaschinen des Typs Lenze MCA14L16¹, ein Pulswechselrichter je Maschine sowie ein dSPACE-System zur Ansteuerung des gesamten Aufbaus. Die Wellen der beiden elektrischen Maschinen sind durch eine Kardanwelle mechanisch miteinander verbunden. Da das mechanische System bei der Untersuchung der Stromregelung nicht relevant ist, wird auf den mechanischen Aufbau an dieser Stelle nicht näher eingegangen². Die Versorgung der beiden Asynchronmaschinen mit elektrischer Energie wird durch zwei Pulswechselrichter sichergestellt. Die Ansteuerung der in den Wechselrichtern verwendeten IGBT-Module erfolgt mittels direkt auf dem dSPACE-System generierter Pulsmuster, wird allerdings in dieser Arbeit nicht ausführlicher behandelt. In [16] sind verschiedene Varianten zur Erzeugung der PWR-Pulsmuster genauer beschrieben.

Alle erforderlichen Berechnungen sowie die gesamte Messdatenerfassung erfolgt am dSPACE-System. Dabei handelt es sich um ein frei konfigurierbares, modular aufgebautes System, welches durch verschiedene Hard- bzw. Softwaremodule an die

¹Technische Daten: Nennleistung 2.1 kW, Nenndrehzahl 1635 min⁻¹, Nennmoment 12 Nm, Nennspannung 390 V, Nennstrom 4.8 A [6]

²In [15] wird das mechanische System detailliert beschrieben

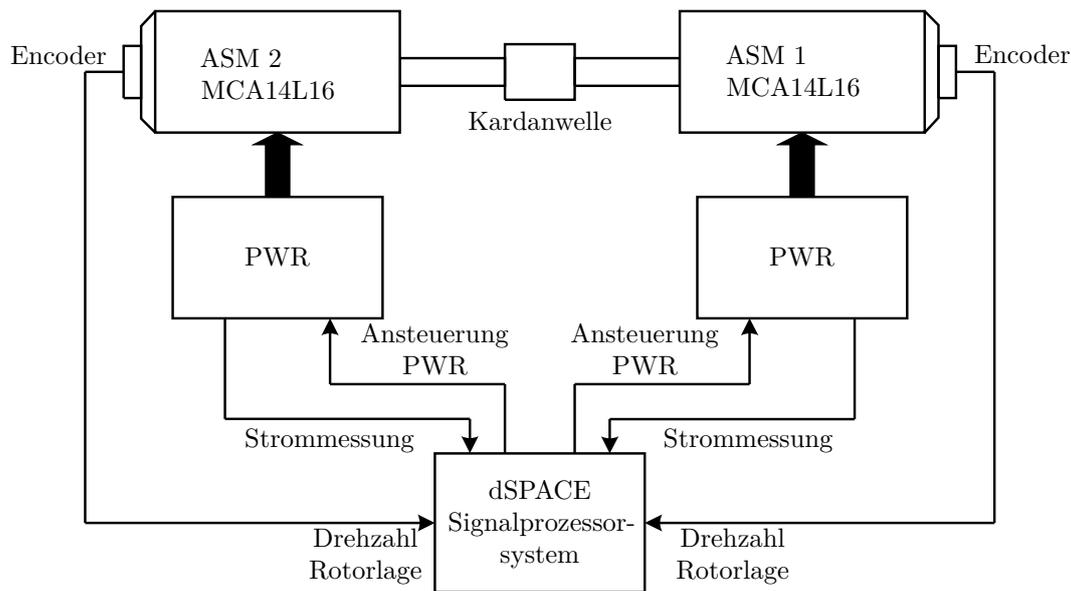


Abbildung 5.1: Aufbau Prüfstand

aktuellen Anforderungen angepasst werden kann. Die wesentlichsten Bestandteile in der verwendeten Konfiguration sind

- DS1006 Prozessorboard
- DS5202 ACMC FPGA Board
- DS3002 Drehgeberboard

Ein großer Vorteil dieses Konzeptes ist, dass die gesamte Regelung von der Verarbeitung der Messdaten bis zur Generierung der PWR-Pulsmuster als Koppelplan in Simulink[®] aufgebaut werden kann. Unter Verwendung des MATLAB[®] Real-Time Workshops kann der Koppelplan in lauffähigen C-Code übersetzt und auf das Prozessorboard geladen werden. Das Prozessorboard stellt die Rechenleistung zur Berechnung des Regelalgorithmus sowie zur Kommunikation mit anderen Hardwarekomponenten bereit. Das ACMC (AC Motor Control) Board stellt die speziell für die Regelung von Drehfeldmaschinen erforderlichen Ein- bzw. Ausgangsschnittstellen zur Verfügung. Dazu gehören frei konfigurierbare, schnelle A/D-Umsetzer zur messtechnischen Erfassung der Motorströme und der Zwischenkreisspannung im Umrichter sowie Eingänge zur Erfassung des Rotorwinkels. Weiters sind Ausgangsblöcke zur Ausgabe der Steuersignale für den Wechselrichter, basierend auf den in der Regelung berechneten PWM-Tastverhältnissen, verfügbar. Die Ansteuerung dieser Schnittstellen erfolgt durch spezielle Blöcke in Simulink[®]. Weiterführende Informationen enthält die Dokumentation der ACMC-Solution [4]. Die Drehgeberkarte DS3002 wird zur hochauflösenden Bestimmung von Rotorlage und Drehzahl aus den Signalen der Sinus-Cosinus

Encoder benötigt.

Mit dem Programmpaket Control Desk[®] erfolgt die eigentliche Ansteuerung des Prüfstandes, über eine grafische Benutzeroberfläche können Parameter der Regelung verändert und Referenzgrößen vorgegeben werden. Auch die Aufzeichnung der Messdaten ist mittels Control Desk[®] möglich.

Die Berechnung des Regelalgorithmus sowie die Auswertung der Signale des Inkrementalgebers erfolgt mit einer Frequenz von $f_a = 10$ kHz, die Schaltfrequenz des Wechselrichters beträgt $f_S = 5$ kHz. Analoge Eingangssignale werden mit einer Frequenz von $f_i = 10$ MHz abgetastet und am Ende eines Abtastintervalls über einen Zeitraum von $100 \mu\text{s}$ gemittelt (siehe Abschnitt 3.3). Alle zur Erstellung der folgenden Grafiken verwendeten Messdaten wurden mit einer Abtastrate von $f_a = 10$ kHz aufgezeichnet.

5.2 Versuchsbeschreibung

Sämtliche Stromregelkonzepte werden an der rechten Maschine (ASM 1) getestet. Zur Regelung der linken Maschine (ASM 2) werden anhand der in Abschnitt 4.1 angegebenen Dimensionierungsvorschriften eingestellte PI-Regler verwendet. Diese Maschine wird auf konstante Drehzahl geregelt, wodurch es möglich ist, an ASM 1 die unterschiedlichen Stromregelkonzepte bei verschiedenen konstanten Drehzahlen zu testen. Bei den meisten durchgeführten Versuchen handelt es sich um Sprungantworten der Statorstromkomponente i_{Sq} . Während der Messungen wird durch den Flussregler durch Vorgabe der Statorstromkomponente i_{Sd} der Rotorfluss konstant gehalten. Bei der Aufzeichnung der im Folgenden dargestellten Messdaten wurde die Maschine stets bei jenem Rotorfluss betrieben, welcher in Abbildung 3.16 als Nennfluss eingezeichnet ist. Es wäre allerdings auch möglich, Versuche bei höheren Drehzahlen im Feldschwächbereich durchzuführen. Nachdem das Antriebssystem die geforderte Drehzahl erreicht hat, wird der Sollwert der Statorstromkomponente i_{Sq} sprungförmig von 0 A auf 3 A erhöht. Dies entspricht bei konstantem Rotorfluss einer Drehmomentanforderung. Die durch das Drehmoment hervorgerufene Änderung der Drehzahl wird durch den Drehzahlregler der zweiten ASM ausgeregelt. Da bei sämtlichen Versuchen der gleiche Verlauf des Sollstromes verwendet wird, wird in den folgenden Diagrammen auf eine Darstellung der Referenzgröße verzichtet, um die Übersichtlichkeit zu erhöhen. Es werden nur Stromsprünge von 0 A auf 3 A gezeigt, da die Regelstrecke innerhalb gewisser Grenzen linear ist und somit durch andere Stromsprünge keine neuen Erkenntnisse gewonnen werden können.

Zur Bewertung der verwendeten Stromregler werden weiters Versuche durchgeführt, welche eine Analyse der Stromregelung im Frequenzbereich ermöglichen. Bei diesen

Versuchen wird die Referenzgröße für die Momentenregelung sinusförmig vorgegeben, wobei die Frequenz dieser Sinusschwingung langsam erhöht wird. Aufgezeichnet wird neben dem vorgegebenen Sollmoment auch das am dSPACE-System aus der Statorstromkomponente i_{Sq} und dem geschätzten Rotorfluss $\Psi_{Rd,ist}$ nach Formel (2.39) berechnete Luftspaltpmoment. Da diese Versuche bei konstanter Drehzahl durchgeführt werden, ist aus den Verläufen von Soll- und Istwert des Momentes eine Schätzung des Frequenzganges der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises möglich. Der betrachtete Frequenzbereich liegt dabei zwischen 0.1 Hz und 5 kHz.

5.3 Zeitbereich

Im Folgenden werden die nach obiger Versuchsbeschreibung ermittelten Sprungantworten des Stromregelkreises bei verschiedenen Drehzahlen gezeigt. Für die untersuchten Reglerkonzepte

- PI-Regler mit Smith-Prädiktor
- PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor
- PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor mit Feedbackfilter
- integrierender Zustandsregler nach Hippe

werden Sprungantworten der Statorstromkomponente i_{Sq} bei unterschiedlichen Reglerparametrierungen dargestellt und mit jener Sprungantwort verglichen, welche bei der Verwendung des einfachen PI-Reglers entsteht. Sämtliche Messungen wurden unter Verwendung der in Abschnitt 4.7 (prädiktive NLK), in Abschnitt 4.8 (prädiktive Berechnung der Kompensationsspannung) und in Abschnitt 4.9 (Vordrehung Statorspannungszeiger) vorgestellten Methoden zur Verbesserung der Stromregelung durchgeführt.

5.3.1 PI-Regler mit Smith-Prädiktor

Abbildung 5.2 zeigt die Sprungantwort des Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ und der Verwendung eines PI-Reglers mit Smith-Prädiktor nach Abschnitt 4.2. Die Wahl des Reglerparameters \tilde{K}_I erfolgt nach Abschnitt 4.1 (Kürzung des langsamsten Streckenpols), der Parameter \tilde{K}_P wird variiert, um festzustellen, welche Werte zur Regelung geeignet sind. Es ist zu erkennen, dass durch die Kompensation der Totzeit der Regelstrecke die Überschwingweite wie erwartet auf Null reduziert werden kann. Weiters ist bei entsprechender Wahl der Reglerverstärkung eine Reduktion der Anstiegszeit feststellbar. Dies ist entscheidend, da ein schneller Anstieg

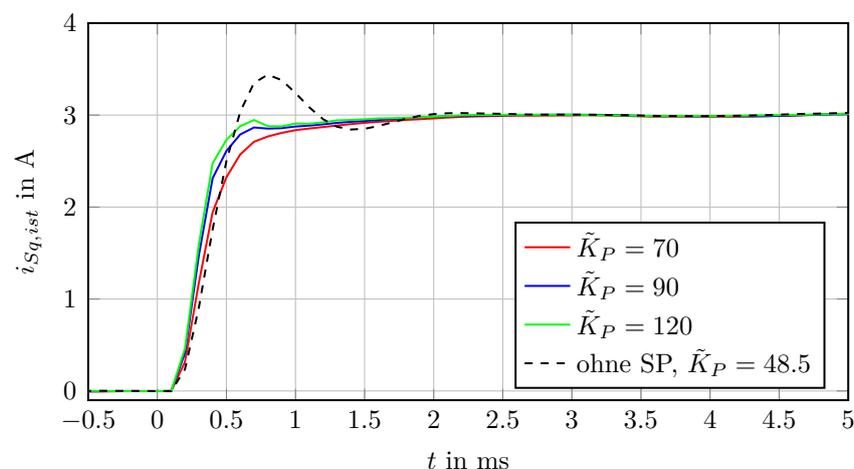


Abbildung 5.2: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit Smith-Prädiktor

der Statorstromkomponente i_{Sq} nach Formel (2.39) zu einem raschen Aufbau des Luftspaltmomentes führt. Negativ ist festzuhalten, dass die Referenzgröße im Zeitintervall von rund 0,7 ms bis 1,7 ms – verglichen mit den Simulationsergebnissen – nur sehr langsam erreicht wird. Der negative Einfluss dieses problematischen Streckenverhaltens kann auch durch die Verwendung größerer Werte für den Reglerparameter \tilde{K}_P nicht reduziert werden. Eine weitere Erhöhung dieses Parameters ist nicht zielführend, da dann der im Stromverlauf für $\tilde{K}_P = 120$ schon leicht erkennbare Knick noch weiter verstärkt wird. Die Stabilität des geschlossenen Regelkreises ist allerdings auch für größere \tilde{K}_P gegeben. Trotz der in Abbildung 5.2 ersichtlichen Schwierigkeiten kann der Stromsollwert aber schneller erreicht werden, als bei Verwendung des klassischen PI-Reglers ohne Prädiktion des Stromes.

In Abbildung 5.3 ist die Sprungantwort des geschlossenen Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Auch bei dieser Drehzahl kann das Überschwingen des Stromes entfernt werden. Es ist allerdings auch hier ein – verglichen mit den Simulationsergebnissen – langsames Erreichen des Stromsollwertes feststellbar.

5.3.2 PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

Abbildung 5.4 zeigt die Sprungantwort des Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ und der Verwendung eines PI-Reglers mit modifiziertem Smith-Prädiktor nach Abschnitt 4.3. Auch in diesem Fall erfolgt die Wahl des Reglerparameters \tilde{K}_I nach Abschnitt 4.1 (Kürzung des langsamsten Streckenpols), der Parameter

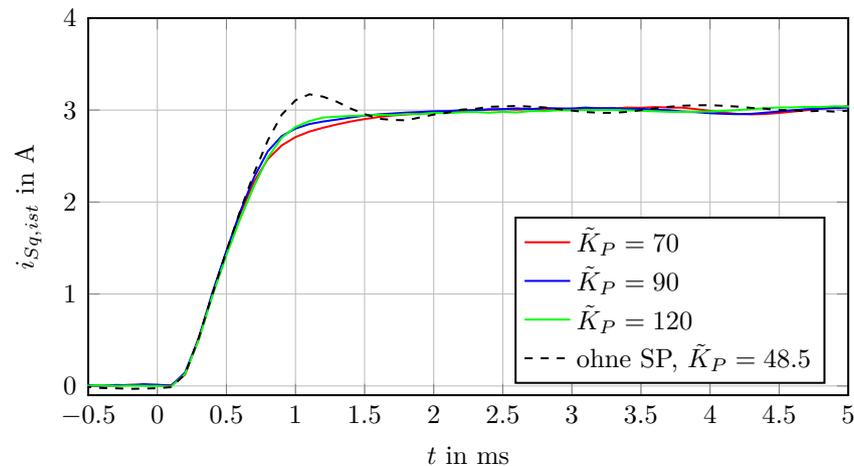


Abbildung 5.3: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit Smith-Prädiktor

\tilde{K}_P wird wieder variiert. Aus den hier dargestellten Messdaten ist ebenfalls zu erkennen, dass durch die Kompensation der Totzeit das Überschwingen der Sprungantwort entfernt werden kann. Weiters ist wieder eine Reduktion der Anstiegszeit feststellbar. Negativ ist erneut festzuhalten, dass sich der Stromwert der Referenzgröße im Zeitintervall von rund 0.7 ms bis 1.7 ms – verglichen mit den Simulationsergebnissen – nur sehr langsam annähert. Der Sollwert wird allerdings auch hier schneller erreicht, als bei Verwendung eines klassischen PI-Reglers ohne Kompensation der Totzeit. Eine weitere Erhöhung des Reglerparameters \tilde{K}_P führt nicht zu Instabilität, allerdings ist dann die Kurvenform des Stromes nicht mehr zufriedenstellend, da der bereits in Abbildung 5.4 erkennbare Knick bei $t \approx 0.7 \text{ ms}$ noch stärker ausgeprägt ist. Die in der Simulation festgestellte Verbesserung der Stromregelung durch die Verwendung des vollständigen Streckenmodells im Smith-Prädiktor kann durch die Versuche am Prüfstand somit nicht bestätigt werden.

In Abbildung 5.5 ist die Sprungantwort des geschlossenen Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Auch bei dieser Drehzahl kann das Überschwingen des Stromes entfernt werden. Es ist allerdings auch aus dieser Abbildung – verglichen mit dem klassischen Smith-Prädiktor – keine Verbesserung der Stromregelung zu erkennen.

5.3.3 PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor und Feedbackfilter

Im Folgenden wird untersucht, ob die Erweiterung des modifizierten Smith-Prädiktors um ein Tiefpassfilter im Feedbackzweig sinnvoll ist. In Abschnitt 4.5 wurde gezeigt,

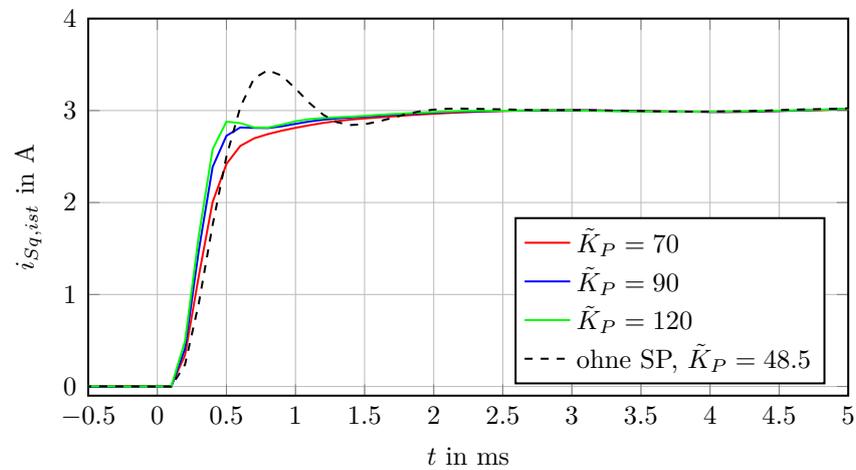


Abbildung 5.4: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

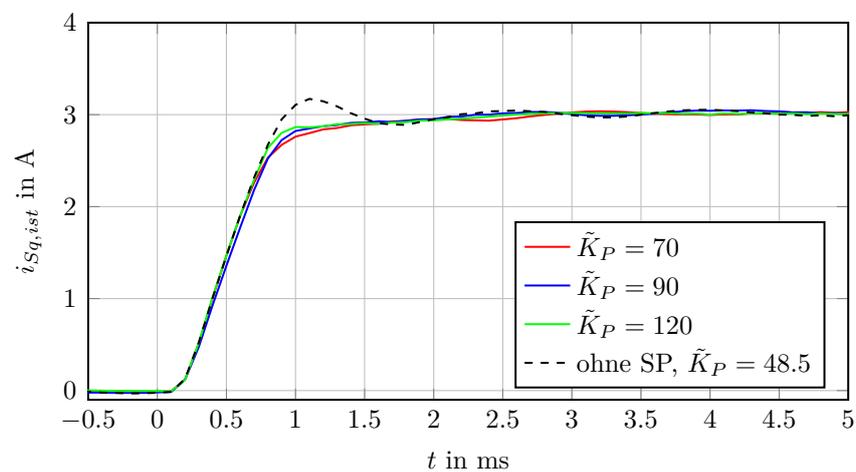


Abbildung 5.5: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor

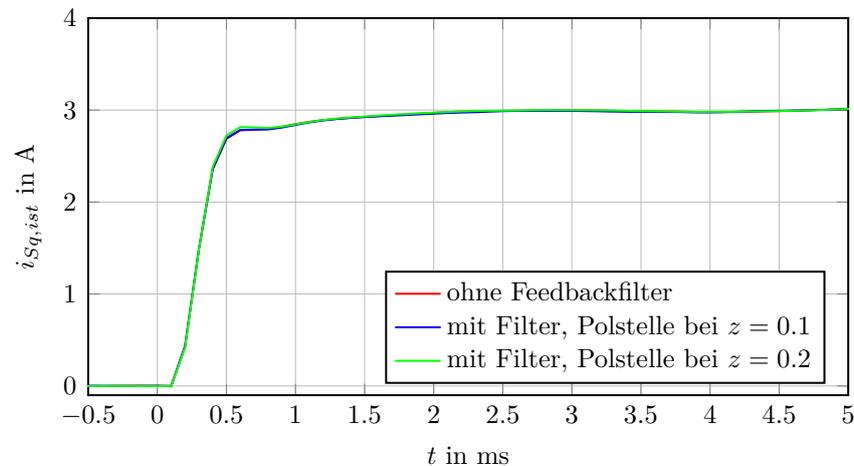


Abbildung 5.6: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor mit Feedbackfilter, $\tilde{K}_P = 90$

dass der SP mit Feedbackfilter näherungsweise einem Kalman Filter entspricht. Durch diese Struktur ist somit eine optimale Prädiktion des Stromes zu erwarten. Abbildung 5.6 zeigt einen Vergleich der Sprungantwort des geschlossenen Stromregelkreises bei Verwendung des PI-Reglers mit modifiziertem Smith-Prädiktor nach Abschnitt 4.3 mit der bei Verwendung eines gefilterten SP entstehenden Sprungantwort. Sämtliche Messdaten wurden bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ aufgezeichnet. Die Übertragungsfunktion des Filters im Feedbackzweig wird laut Abschnitt 4.5 (sprungfähiges Tiefpassfilter 1. Ordnung) gewählt, in Abbildung 5.6 sind die Ergebnisse für zwei verschiedene Dimensionierungen dargestellt.

Aus diesen Stromverläufen ist zu erkennen, dass die Stromregelung durch die Verwendung des Tiefpassfilters nicht wesentlich verbessert werden kann. Da die drei dargestellten Kurven nahezu identisch sind, wird die Idee, die Differenz zwischen gemessenem und berechnetem Strom zu filtern, nicht weiter verfolgt. Die Verwendung des Tiefpassfilters im Feedbackzweig kann vor allem die Robustheit gegen eine Veränderung der Streckentotzeit erhöhen [9]. Da eine Veränderung der Totzeit der Stromregelstrecke nicht zu erwarten ist, führt auch der Einsatz des Tiefpassfilters zu keiner Verbesserung. Aus der Tatsache, dass diese Variante auf einem Kalman Filter basiert und somit optimal ist, folgt, dass die Stromprädiktion mittels modifiziertem Smith-Prädiktor auch nahezu optimal ist.

Somit kann festgehalten werden, dass bei Verwendung eines Smith-Prädiktors zur Verbesserung der Stromregelung die Simulationsergebnisse am Prüfstand nicht erreicht werden können. Grund hierfür ist mit großer Wahrscheinlichkeit, dass durch das in Kapitel 3 ermittelte Streckenmodell die reale Stromstrecke nicht vollständig

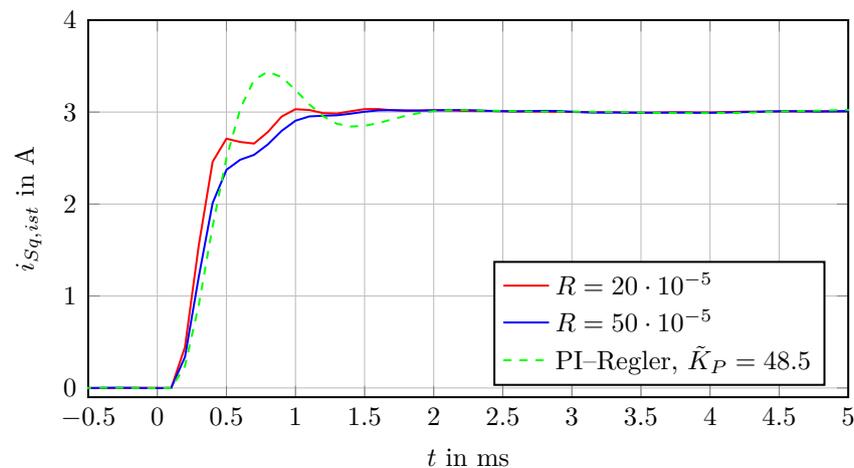


Abbildung 5.7: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, integ. Zustandsregler nach Hippe

beschrieben wird. Besonders bei Vorgängen mit sehr großer Dynamik scheint das reale Systemverhalten nur unzureichend abgebildet. Die dadurch entstehende Abweichung zwischen dem gemessenen Strom und dem im Smith-Prädiktor berechneten Strom führt zu einer verschlechterten Reglerperformance. Verglichen mit dem klassischen PI-Regler ist allerdings trotz der auftretenden Probleme eine Verbesserung der Stromregelung feststellbar. Im Rahmen der Versuche am Prüfstand kann weiters erkannt werden, dass eine weitere Erhöhung des Reglerparameters \tilde{K}_P nicht sinnvoll ist.

5.3.4 Integrierender Zustandsregler nach Hippe

Abbildung 5.7 zeigt die Sprungantwort des Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ und der Verwendung eines integrierenden Zustandsreglers nach Hippe. Die Dimensionierung des Reglers erfolgt nach Abschnitt 4.4, wobei der Gewichtungsparmeter der Stellgröße beim LQR-Entwurf variiert wird, um verschiedene Reglerparametrierungen testen zu können. Es ist zu erkennen, dass die mit diesem Regler erzielbaren Stromverläufe nicht zufriedenstellend sind. Der Stromanstieg zu Beginn der Sprungantwort unterscheidet sich nur geringfügig von den in Abbildung 5.2 und Abbildung 5.4 gezeigten Stromverläufen, der Knick bei $t \approx 0.7 \text{ ms}$ ist allerdings deutlich stärker ausgeprägt.

In Abbildung 5.8 sind Sprungantworten des Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ bei Verwendung des integrierenden Zustandsreglers nach Abschnitt 4.4 dargestellt. Auch diese Sprungantworten zeigen, dass die mit diesem Regler erzielbaren Stromverläufe geringfügig schlechter, als die in Abbildung 5.3 und Abbildung 5.5 gezeigten Kurven sind.

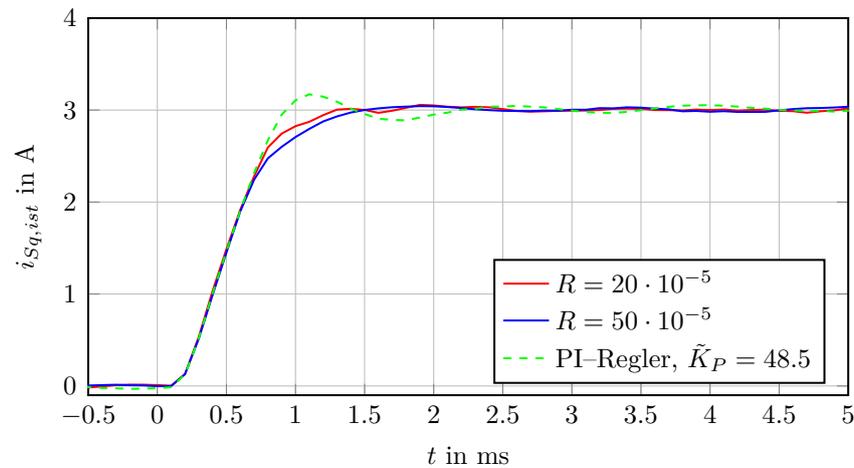


Abbildung 5.8: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, integ. Zustandsregler nach Hippe

Aus Abbildung 5.7 und Abbildung 5.8 ist ersichtlich, dass die Stromregelung durch die Verwendung eines integrierenden Zustandsreglers nach Hippe nicht verbessert werden kann. Das Überschwingen der Sprungantwort kann auch durch diesen Reglertyp entfernt werden, die Kurvenform des Stromes ist aber vor allem bei kleinen Drehzahlen nicht zufriedenstellend. Eine aggressivere Reglerdimensionierung durch eine Verringerung des Reglerentwurfparameters R ist nicht sinnvoll, da dann der in Abbildung 5.7 erkennbare Knick noch weiter verstärkt wird.

Auch der integrierende Zustandsregler nach Hippe funktioniert somit in den Versuchen am Prüfstand deutlich schlechter als in der Simulation. Dies kann wieder durch die Abweichung der realen Regelstrecke vom mathematischen Streckenmodell begründet werden. Aus den aufgezeichneten Messdaten kann erkannt werden, dass aufgrund des nicht vollständigen Streckenmodells die Schätzung der Zustandsgrößen durch den im Reglerkonzept enthaltenen Zustandsbeobachter erschwert und daraus resultierend auch die Regelung verschlechtert wird. Stationäre Genauigkeit kann allerdings aufgrund des integrierenden Reglerverhaltens auch bei falsch geschätzten Systemzuständen garantiert werden.

5.3.5 Kenngrößen der Sprungantwort

An dieser Stelle soll eine Bewertung der bisher betrachteten Reglerkonzepte anhand quantitativer Kennzahlen der Sprungantwort erfolgen. Als Kriterien werden die Größen

- Überschwingweite

- Ausregelzeit
- Störunterdrückung

verwendet. Die Größe *Überschwingweite* wird – wie im Allgemeinen üblich – als prozentuelles Überschreiten der Referenzgröße definiert. Als *Ausregelzeit* t_1 wird jene Zeit definiert, welche benötigt wird, um ausgehend vom Stromwert 0 A ein Toleranzband um die Referenzgröße zu erreichen und dieses dann nicht mehr zu verlassen. Als Toleranzband wird im Folgenden bei einem Stromsollwert von 3 A der Intervall $3 \text{ A} \pm 3 \%$ festgelegt. Zur Ermittlung der Kenngröße e_1 zur Bewertung der *Störunterdrückung* wird im eingeschwungenen Zustand die Abweichung des gemessenen Stromes von der Referenzgröße quadratisch gewichtet und über einen Zeitraum von zwei Sekunden aufsummiert.

$$e_1 = \sum_{k=n_1}^{n_2} (i_{Sq,soll,k} - i_{Sq,ist,k})^2 \quad (5.1)$$

In Tabelle 5.1 sind die zuvor definierten Kenngrößen der Sprungantwort für die vier bisher betrachteten Reglerkonzepte bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ zusammengefasst. Tabelle 5.2 zeigt die entsprechenden Kennzahlen für eine mechanische Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$.

Regler	Dimensionierung		ü	t_1	e_1
			%	ms	A^2
PI-Regler	$\tilde{K}_P = 48.5$	$\tilde{K}_I = 206.7$	14.7	1.7	0.157
PI-Regler mit SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	0.136
PI-Regler mit mod. SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	0.137
integ. ZR	$R = 20 \cdot 10^{-5}$		1	0.9	0.083

Tabelle 5.1: Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung, Teil 1

Beide Tabellen bestätigen jene Erkenntnisse, welche bisher basierend auf qualitativen Bewertungen der Stromregelkonzepte gewonnen wurden. Durch die vorgeschlagenen neuen Stromregler ist – verglichen mit dem klassischen PI-Regler – sowohl eine deutliche Reduktion der Überschwingweite als auch eine verringerte Ausregelzeit möglich. Es kann erkannt werden, dass die Kenngrößen der beiden untersuchten Smith-Prädiktor Konzepte keine großen Unterschiede aufweisen. Dies war auch bereits das Ergebnis der qualitativen Bewertung der gemessenen Stromverläufe. Die Auswertung der Kenngrößen der Sprungantworten des Stromregelkreises mit integrierendem Zustandsregler nach Hippe zeigt, dass mit dieser Reglerstruktur bei akzeptabler Überschwingweite die kleinste Ausregelzeit erreicht werden kann. Der Nachteil dieses Reglerkonzeptes ist

Regler	Dimensionierung		ü	t_1	e_1
			%	ms	A ²
PI-Regler	$\tilde{K}_P = 48.5$	$\tilde{K}_I = 206.7$	5.7	1.9	19.11
PI-Regler mit SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	10.64
PI-Regler mit mod. SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.4	10.16
integ. ZR	$R = 20 \cdot 10^{-5}$		2	1.2	8.15

Tabelle 5.2: Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, Messung, Teil 1

jedoch eine nicht zufriedenstellende Kurvenform des Stromes (siehe Abbildung 5.7). Eine bisher noch nicht betrachtete Größe stellt die Abweichung des gemessenen Stromes von der Referenzgröße im eingeschwungenen Zustand dar. Die Auswertung dieser Kennzahl zeigt, dass vor allem bei großer Drehzahl durch die neuen Reglerkonzepte eine deutliche Verbesserung möglich ist.

5.4 Frequenzbereich

In diesem Abschnitt wird das Verhalten der zur Stromregelung verwendeten Reglerkonzepte im Frequenzbereich untersucht. Die dazu erforderlichen Messdaten werden durch Versuche am Prüfstand laut Abschnitt 5.2 gewonnen. Basierend auf diesen Messdaten kann der Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises bei konstanter Drehzahl

$$T_I(z) = \frac{M_{ist}(z)}{M_{soll}(z)} = \frac{i_{Sq,ist}(z)}{i_{Sq,soll}(z)} \quad (5.2)$$

geschätzt werden. Die Auswertung der Messdaten erfolgt mit der Funktion *spafdr()* der MATLAB[®] System Identification Toolbox.

In Abbildung 5.9 sind Betrags- und Phasengang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises für vier verschiedene Reglerkonzepte dargestellt. Es kann erkannt werden, dass sich die Führungsübertragungsfunktion des Regelkreises mit PI-Regler deutlich von den anderen in Abbildung 5.9 gezeigten Kurven unterscheidet. Im Frequenzgang dieser Übertragungsfunktion ist bei einer Frequenz von rund 700 Hz eine Überhöhung der Betragskennlinie erkennbar, diese kann durch die Verwendung eines Smith-Prädiktors oder des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe entfernt werden. Die Bandbreite der vier dargestellten Betragsgänge ist ähnlich, allerdings ist

erkennbar, dass durch den Smith-Prädiktor und den integrierenden Zustandsregler nach Hippe die Dämpfung hoher Frequenzen reduziert werden kann.

Der Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises wird auch durch die Wahl der Reglerparameter bestimmt. Die in Abbildung 5.9 gezeigten Kurven wurden bei jenen Reglereinstellungen gemessen, für welche die Kurvenform der Sprungantwort des Stromes noch zufriedenstellend ist. Durch eine Erhöhung des Reglerparameters \tilde{K}_P ist eine Vergrößerung der Bandbreite möglich. Aufgrund der schon zuvor beschriebenen Effekte ist eine beliebige Erhöhung dieses Parameters allerdings nicht möglich. Der in Abbildung 5.9 dargestellte Phasengang der Führungsübertragungsfunktion zeigt, dass bei Verwendung des klassischen PI-Reglers der Abfall des Phasenwinkels für hohe Frequenzen deutlich größer als bei den anderen betrachteten Reglertypen ist. Die Frequenzgänge der beiden Smith-Prädiktor Konzepte und des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe zeigen weder im Betrags- noch im Phasengang große Unterschiede. Der in Abbildung 5.9 bei einer Frequenz von rund 300 Hz erkennbare Knick in Betrags- und Phasengang entsteht durch eine größere Abweichung der mechanischen Drehzahl vom Sollwert aufgrund von Resonanzerscheinungen des mechanischen Systems.

Der starke Abfall der Betragskennlinie nahe der Nyquistfrequenz wird unter anderem durch das in der Strommessung vorhandene zeitdiskrete Mittelwertfilter verursacht. Dieses Filter hat im Betragsgang bei der halben Abtastfrequenz eine Nullstelle und dämpft daher hochfrequente Signale. Für die Entwicklung des Luftspaltemomentes ist allerdings der ungefilterte Maschinenstrom entscheidend. Da der Verlauf dieses Stromes nicht bekannt ist, kann bei hohen Frequenzen auch keine Aussage über den tatsächlichen Verlauf der Momentenentwicklung getroffen werden. Da durch dieses Mittelwertfilter die Dämpfung hoher Frequenzen erhöht wird, kann allerdings davon ausgegangen werden, dass der Frequenzgang der tatsächlich für die Bildung des Drehmomentes relevanten Führungsübertragungsfunktion besser als der in Abbildung 5.9 dargestellte Verlauf ist.

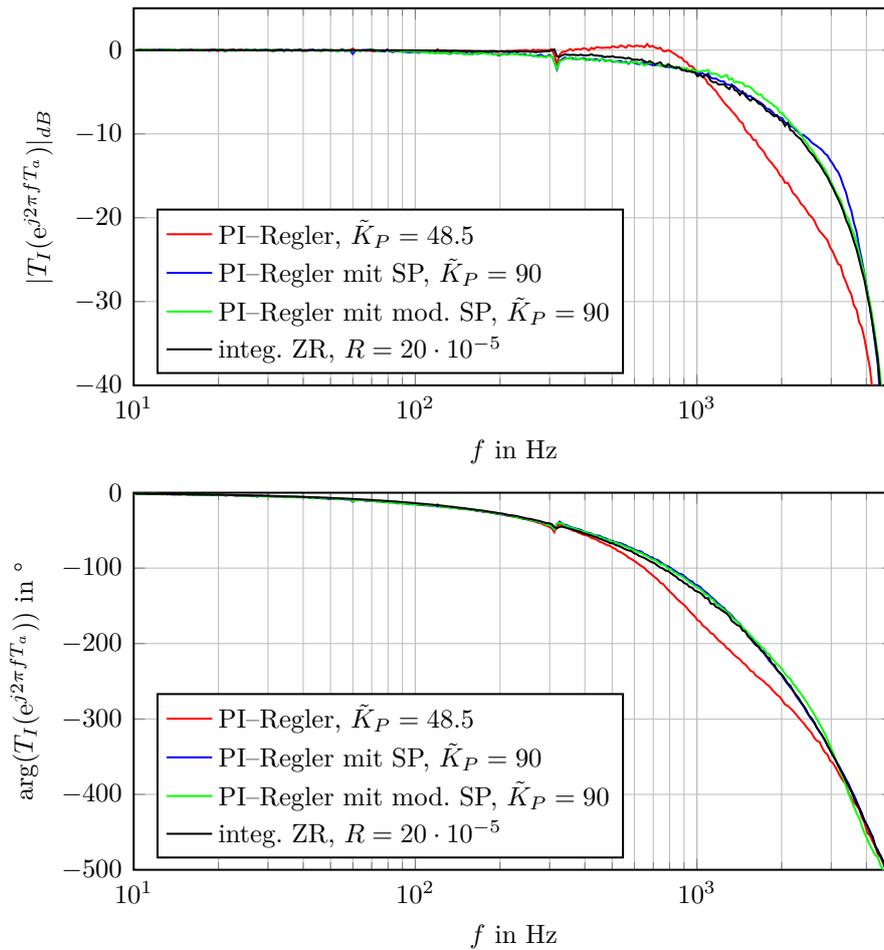


Abbildung 5.9: Messung Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$

6 Verbesserung der Reglerkonzepte

In diesem Teil der Arbeit sollen die bisher festgestellten Unterschiede zwischen den Ergebnissen der Simulationen und den Messdaten aus den Versuchen am Prüfstand untersucht werden. Ziel ist es einerseits, die Ursache für die unterschiedlichen Stromverläufe (siehe Abbildung 6.1) zu finden, andererseits sollen die in Kapitel 4 beschriebenen Stromregelkonzepte erweitert werden, um jene negativen Effekte, welche aus der Darstellung der Messdaten erkennbar sind, kompensieren zu können. Da offensichtlich die Modellierung der Stromstrecke als PT1-Glied nicht ausreicht, um das Verhalten der Regelstrecke auch für Vorgänge mit großer Dynamik ausreichend gut zu beschreiben, wird am Beginn dieses Kapitels eine *experimentelle Systemidentifikation* durchgeführt.

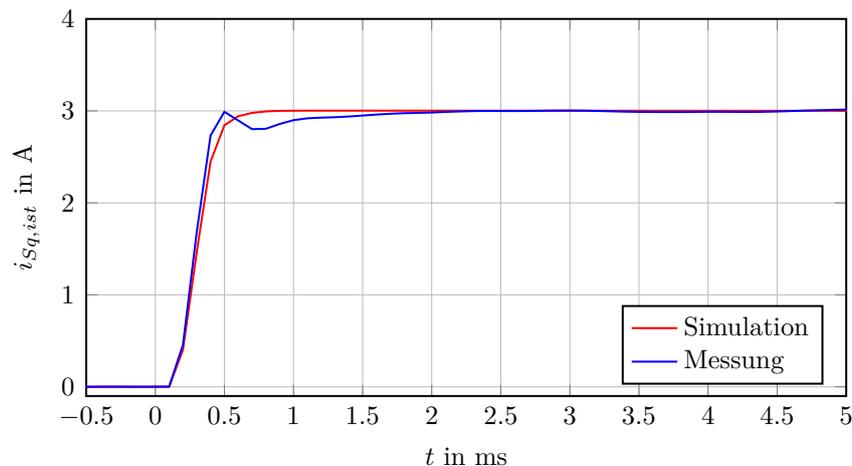


Abbildung 6.1: Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor, $\tilde{K}_p = 140$, Vergleich zwischen Messung und Simulation

6.1 Streckenidentifikation

Ziel der folgenden Überlegungen ist es, basierend auf am Prüfstand gemessenen Strom- und Spannungsverläufen eine zeitdiskrete mathematische Beschreibung der Strecke

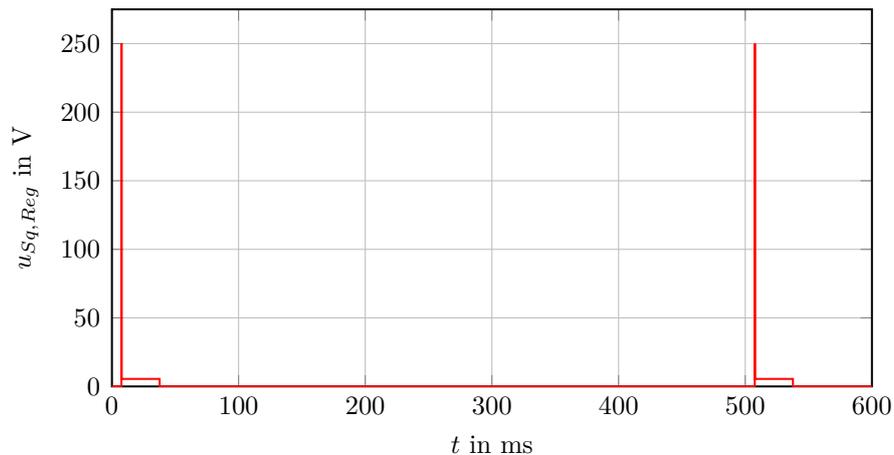


Abbildung 6.2: Streckenidentifikation, vorgegebene Spannung $u_{Sq,Reg}$

zu ermitteln. Um eine experimentelle Systemidentifikation durchführen zu können, müssen die Verläufe von Eingangs- und Ausgangsgröße des zu identifizierenden Systems bekannt sein. Am Prüfstand wird dazu das Eingangssignal (Spannung) vorgegeben und die Reaktion des Systems (Strom) gemessen und aufgezeichnet.

Während der Aufzeichnung der Messdaten soll die Welle der Maschine mit einer konstanten Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ rotieren, der Rotorfluss wird konstant gehalten. Die Identifikation erfolgt durch Vorgabe einer Spannung für den q-Zweig der unregelten Stromstrecke, wobei die in Abschnitt 4.7, Abschnitt 4.8 und Abschnitt 4.9 erwähnten Verbesserungen verwendet werden. In Abbildung 6.2 ist eine Periode der zur Identifikation der Strecke verwendeten Spannung dargestellt. Zu beachten ist, dass nur die Spannung $u_{Sq,Reg}$ vorgegeben wird, zu dieser Spannung muss die Kompensationsspannung $u_{Sq,Komp}$ addiert werden, um die gesamte Statorspannungskomponente u_{Sq} zu ermitteln. Bei der Wahl der Spannung $u_{Sq,Reg}$ wird darauf geachtet, dass die maximal verfügbare Stellgröße nicht überschritten wird. Daher muss die Stellgrößenbeschränkung bei der Streckenidentifikation nicht berücksichtigt werden. Die Messdaten zur Identifikation der Strecke werden über einen Zeitraum von drei Sekunden aufgezeichnet, dieses Intervall entspricht sechs Perioden des in Abbildung 6.2 dargestellten Spannungsverlaufes.

Die eigentliche Streckenidentifikation erfolgt unter Verwendung des bereits verfügbaren Wissens über die Struktur der Stromstrecke. Wie in Abbildung 6.3 dargestellt, wird durch Filterung aus der vorgegebenen Spannung $u_{Sq,Reg}$ die Spannung $\tilde{u}_{Sq,Reg}$ berechnet und diese Größe dann zusammen mit dem gemessenen Strom $i_{Sq,ist}$ zur Identifikation der Strecke $\hat{G}_{I,id}(z)$ verwendet.

Der zur Identifikation der Strecke verwendete Ansatz entspricht einer nicht sprungfähigen z-Übertragungsfunktion vorgegebener Ordnung n

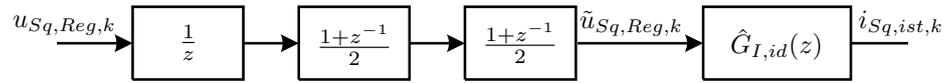


Abbildung 6.3: Streckenidentifikation, Struktur Stromstrecke

$$\hat{G}_{I,id}(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_{n-1} z^{-n+1} + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n-1} z^{-n+1} + a_n z^{-n}}, \quad (6.1)$$

die Bestimmung der Koeffizienten von Zähler- und Nennerpolynom erfolgt mittels einer Minimierung der Fehlerquadrate [17] in MATLAB®. Im Rahmen der Streckenidentifikation wird davon ausgegangen, dass der stationäre Endwert des Stromes bei einem Spannungssprung, also die Verstärkung der Strecke, aufgrund der Kenntnis des Statorwiderstandes bekannt ist.

$$V = \frac{i_{Sq,ist,\infty}}{\tilde{u}_{Sq,Reg,\infty}} = \frac{1}{R_S} = \hat{G}_{I,id}(z=1) = \frac{b_1 + \dots + b_{n-1} + b_n}{1 + a_1 + \dots + a_{n-1} + a_n} \quad (6.2)$$

Diese Information kann verwendet werden, um die Anzahl der unbekannt Variablen von $2n$ auf $2n - 1$ zu reduzieren, indem z. B. der Koeffizient a_1 als Linearkombination der übrigen Koeffizienten dargestellt wird.

$$a_1 = R_S (b_1 + \dots + b_{n-1} + b_n) - (1 + a_2 + \dots + a_{n-1} + a_n) \quad (6.3)$$

Das Ergebnis der experimentellen Systemidentifikation für einen Modellansatz zweiter Ordnung lautet

$$\hat{G}_{I,id}(z) = \frac{6.244 \cdot 10^{-3} (z - 0.706)}{(z - 0.981) (z - 0.641)}, \quad (6.4)$$

wird die Systemordnung erhöht, resultiert folgende z -Übertragungsfunktion:

$$\hat{G}_{I,id}(z) = \frac{6.310 \cdot 10^{-3} (z - 0.768) (z + 0.044)}{(z - 0.981) (z - 0.724) (z + 0.078)} \quad (6.5)$$

Um Gemeinsamkeiten der ermittelten Streckenmodelle und dem klassischen PT1-Modell erkennen zu können, zeigt Formel (6.6) die z -Übertragungsfunktion des PT1-Gliedes nach Formel (3.22) basierend auf den messtechnisch bestimmten Maschinenparametern.

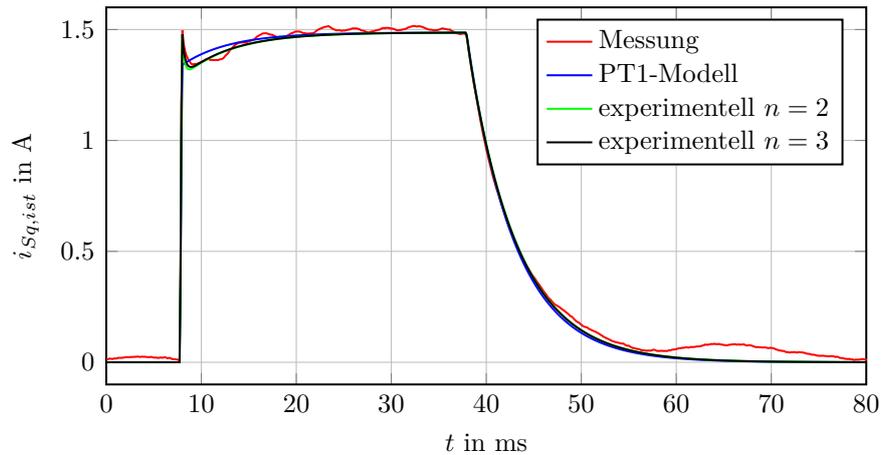


Abbildung 6.4: Streckenidentifikation, Vergleich Verlauf Statorstromkomponente i_{Sq}

$$\hat{G}_I(z) = \frac{5.499 \cdot 10^{-3}}{z - 0.980} \quad (6.6)$$

Der Vergleich der experimentell ermittelten Streckenmodelle mit der Übertragungsfunktion des klassischen PT1-Modells nach Formel (6.6) zeigt, dass sämtliche Übertragungsfunktionen den dominanten Streckenpol bei

$$p_1 = e^{-\frac{R_S}{L\sigma} T_a} \quad (6.7)$$

enthalten. Die identifizierten Modelle zweiter und dritter Ordnung enthalten weiters noch Pole und Nullstellen zur besseren Modellierung des dynamischen Verhaltens.

In Abbildung 6.4 und Abbildung 6.5 ist ein Vergleich des am Prüfstand gemessenen Stromverlaufes (rot) mit den basierend auf verschiedenen zeitdiskreten Streckenmodellen berechneten Stromverläufen dargestellt. Anhand des Abklingverhaltens ist erkennbar, dass alle drei betrachteten Modelle das Verhalten der Stromstrecke für Vorgänge mit geringer Dynamik gut beschreiben. Bei Vorgängen mit sehr großer Dynamik (Abbildung 6.5) unterscheiden sich die dargestellten Verläufe deutlich. Hier zeigt sich, dass die Modellierung der Stromstrecke als PT1-Glied nicht ausreicht und sich eine Erhöhung der Systemordnung auf $n = 2$ bzw. $n = 3$ deutlich positiv auswirkt. Ob als Systemordnung zwei oder drei gewählt wird erscheint dabei als nicht wesentlich.

In Abbildung 6.6 wird der zeitdiskrete Frequenzgang der im Rahmen der Modellbildung analytisch bestimmten Stromstrecke mit dem Frequenzgang der Stromstrecke basierend auf einer experimentellen Streckenidentifikation (blau bzw. grün) verglichen. Dargestellt ist für alle drei Fälle der Frequenzgang jenes Teils der Stromstrecke, welcher

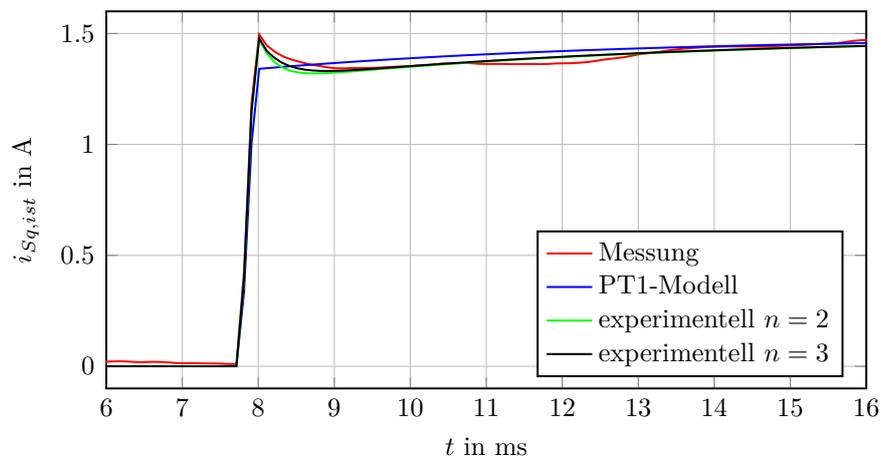


Abbildung 6.5: Streckenidentifikation, Vergleich Verlauf Statorstromkomponente i_{Sq} Detail

zuvor experimentell identifiziert wurde. Der Einfluss von PWR und der Strommessung auf die Stromstrecke ist daher in Abbildung 6.6 nicht ersichtlich. Es ist zu erkennen, dass sich die drei dargestellten Übertragungsfunktionen bei kleinen Frequenzen kaum unterscheiden. Bei größeren Frequenzen sind vor allem Unterschiede im Phasengang festzustellen, bei Frequenzen nahe der Nyquistfrequenz sind auch Unterschiede im Betragsgang erkennbar. Da der Einfluss der unterschiedlich gewählten Systemordnung der experimentell identifizierten Stromstrecken auf den Frequenzgang gering ist, erscheint das Modell zweiter Ordnung als ausreichend.

6.2 Verbesserung des Simulationsmodells

Um die Aussagekraft der durchgeführten Simulationen zu erhöhen, soll das Simulationsmodell der Asynchronmaschine erweitert werden, sodass eine bessere Übereinstimmung zwischen den Simulationsergebnissen und den Messdaten erreicht wird. Weiters scheint auch eine systematische Kompensation der die Stromstrecke beeinflussenden Effekte in der Regelung möglich, falls der physikalische Hintergrund für die Abweichungen zwischen Messung und Simulation identifiziert werden kann. Dadurch würde auch die Qualität der Regelung erhöht werden.

Das bisher verwendete Simulationsmodell der ASM wurde basierend auf der Maschinenbeschreibung im SKS (Gleichungssystem (2.32)) erstellt. Um die Realität besser beschreiben zu können wird in der Simulation auch die in Abbildung 3.16 erkennbare Sättigung der Hauptinduktivität L_h berücksichtigt. Zur Parametrierung des Simulationsmodells werden die laut Abschnitt 3.4 messtechnisch bestimmten Maschinenparameter verwendet. Ursache für die Abweichung der Simulationsergebnisse von

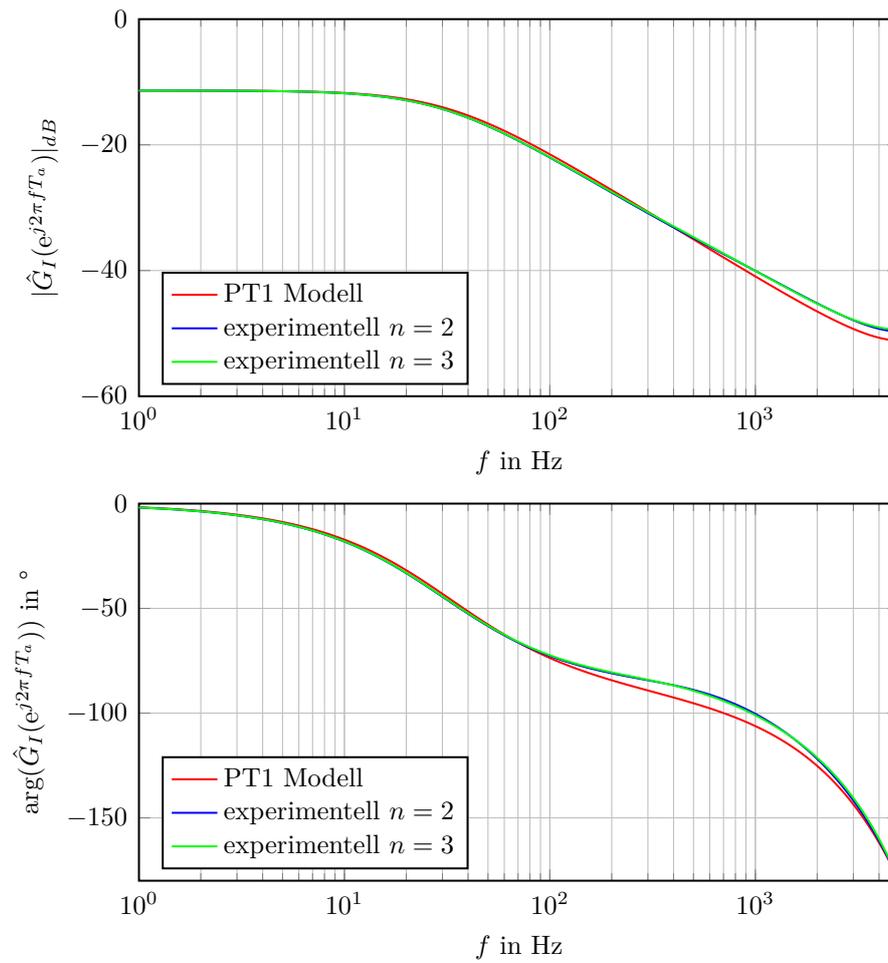


Abbildung 6.6: Streckenidentifikation, Vergleich zeitdiskreter Frequenzgang Stromregelstrecke

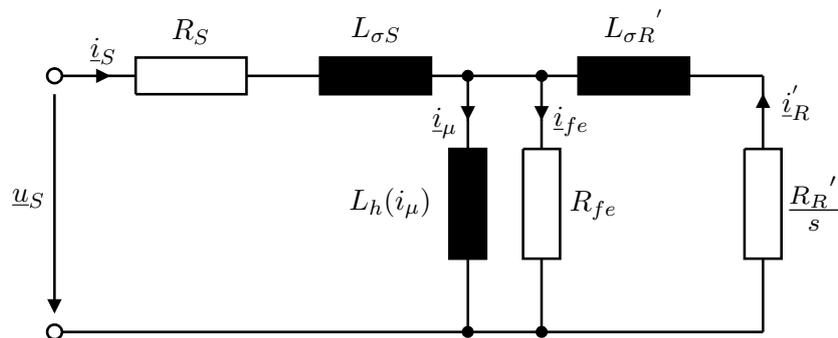


Abbildung 6.7: T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine, mit Eisenverlusten

den Messdaten können entweder eine falsch angenommene Modellstruktur oder falsche Modellparameter sein. Durch Simulationsstudien mit veränderten Maschinenparametern kann allerdings ausgeschlossen werden, dass dies der Grund für die abweichenden Simulationsergebnisse ist. Daher liegt eine Veränderung des Simulationsmodells der ASM nahe, um die Realität besser beschreiben zu können.

Um weitere, bisher nicht betrachtete Effekte zu berücksichtigen, kann das im Rahmen dieser Arbeit bis zu diesem Zeitpunkt verwendete Maschinenmodell durch eine Erhöhung der Anzahl der Zustandsvariablen erweitert werden. Ein erster Ansatz zur Verbesserung des Modells ist die Berücksichtigung der *Eisenverluste* [18]. Dies kann unter Verwendung des in Abschnitt 3.4 messtechnisch bestimmten Eisenverlustwiderstandes R_{fe} erfolgen. Da dieser Parameter sowohl spannungs- als auch frequenzabhängig ist, muss im relevanten Spannungs- bzw. Frequenzbereich ein Mittelwert gebildet werden. Abbildung 6.7 zeigt das einphasige T-Ersatzschaltbild der ASM mit Berücksichtigung des Eisenverlustwiderstandes, auf welchem das Simulationsmodell in Simulink[®] basiert.

Um zu überprüfen, ob durch die Erweiterung des Simulationsmodells zur Berücksichtigung zusätzlicher Effekte die Aussagekraft der Simulationsergebnisse erhöht werden kann, werden Simulationen mit den veränderten Maschinenmodellen durchgeführt und die Simulationsergebnisse mit den Messdaten verglichen. Sowohl in den Simulationen als auch am Prüfstand wird dabei ein PI-Regler mit modifiziertem SP zur Stromregelung verwendet. Abbildung 6.8 zeigt einen Vergleich von Messdaten mit den Ergebnissen der Simulation, basierend auf dem erweiterten Maschinenmodell laut Abbildung 6.7 mit verschiedenen Eisenverlustwiderständen. Die Simulationsergebnisse sind für den messtechnisch ermittelten Eisenverlustwiderstand $R_{fe} = 700 \Omega$ in grün sowie für einen verkleinerten Eisenverlustwiderstand von $R_{fe} = 500 \Omega$ in schwarz dargestellt. Wird der Eisenverlustwiderstand bezogen auf den gemessenen Wert weiter erhöht, wird der Unterschied zum bisher verwendeten Maschinenmodell ohne Berücksichtigung der Eisenverluste immer kleiner. Aus Abbildung 6.8 kann jedoch erkannt

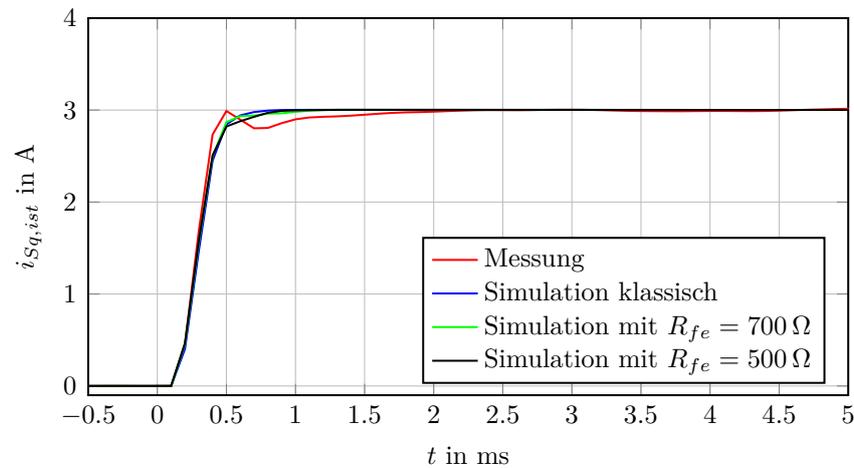


Abbildung 6.8: Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung der Eisenverluste

werden, dass durch die Erweiterung des Simulationsmodells um die Berücksichtigung der Eisenverluste die Übereinstimmung der Simulationsergebnisse mit den Messdaten nicht verbessert werden kann.

Eine weitere Möglichkeit zur Veränderung des Simulationsmodells stellt die Berücksichtigung der *Sättigung der stator- bzw. rotorseitigen Streuinduktivität* dar [19], [20]. Prinzipiell ist eine Beschreibung der Streuinduktivitäten in Abhängigkeit vom Hauptfluss oder vom Stator- bzw. Rotorstrom möglich. Für die folgenden Betrachtungen wird eine Abhängigkeit der Streuinduktivitäten vom Strom angenommen (siehe Abbildung 6.9). Die Erweiterung des Simulationsmodells ist ohne eine Erhöhung der Anzahl der Zustandsvariablen möglich, es muss lediglich der Zusammenhang zwischen Streufluss und Strom entsprechend nichtlinear modelliert werden. Die messtechnische Bestimmung des Sättigungsverhaltens ist allerdings schwierig, da üblicherweise die Aufteilung der gesamten im Kurzschlussversuch bestimmten Streuinduktivität auf Stator- bzw. Rotorseite unbekannt ist. In dieser Arbeit wird bei der Auswertung der Messdaten zur Bestimmung des Sättigungsverhaltens von einer gleichmäßigen Aufteilung der Streuinduktivität auf Stator und Rotor bei gleicher Abhängigkeit vom Strom ausgegangen.

In Abbildung 6.10 ist die simulierte Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{Sq} bei Verwendung eines erweiterten Simulationsmodells, welches Eisenverluste und die Sättigung der Streuinduktivitäten berücksichtigt, dargestellt. Zum Vergleich sind in dieser Abbildung weiters eine am Prüfstand gemessene Sprungantwort sowie ein basierend auf dem klassischen Simulationsmodell berechneter Stromverlauf gezeigt. Es kann erkannt werden, dass durch die Erweiterung des Grundwellenmodells laut

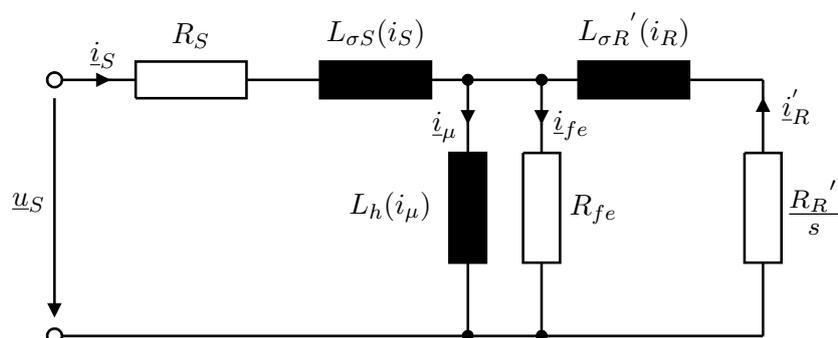


Abbildung 6.9: T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine, mit Eisenverlusten und sättigbaren Streuinduktivitäten

Abbildung 6.9 die Sprungantwort verändert wird, allerdings werden auch mit diesem Modell die Messergebnisse nicht erreicht.

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung des Simulationsmodells liegt in der Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit der Rotorimpedanz aufgrund von *Stromverdrängung* in den Läuferstäben [20]–[22]. Die Modellierung dieser Frequenzabhängigkeit kann näherungsweise durch ein erweitertes Rotormodell, welches aus mehreren Impedanzen besteht, erfolgen. In Abbildung 6.11 ist für den Kurzschlussfall das T-Ersatzschaltbild des zur Simulation verwendeten und in der Fachliteratur als *three-impedance model* bezeichneten Maschinenmodells dargestellt. Kann durch diese Struktur keine ausreichende Beschreibung der Frequenzabhängigkeit erreicht werden, ist auch eine Erweiterung um zusätzliche parallel geschaltete Impedanzen möglich. Große Schwierigkeiten kann allerdings die Parametrierung dieses Rotormodells bereiten. Um die nun sechs Rotorparameter bestimmen zu können, muss entweder der Aufbau des Rotors oder die Frequenzabhängigkeit der Rotorimpedanz bekannt sein. Da für den verwendeten Motor keine Herstellerangaben zur Rotorgeometrie verfügbar sind, muss die Bestimmung der Rotorparameter messtechnisch erfolgen. Dazu wird der Kurzschlussversuch bei verschiedenen Frequenzen durchgeführt und für jede dieser Frequenzen die komplexe Rotorimpedanz \underline{Z}_R bestimmt. Für jede betrachtete Rotorfrequenz f_i ist somit ein Wert für den Rotorwiderstand $R_R'(f_i)$ und die Rotorstreuinduktivität $L_{\sigma R}'(f_i)$ verfügbar. Aus dieser Information über den Frequenzgang der Rotorimpedanz an bestimmten diskreten Frequenzstützstellen können mittels Optimierung die sechs Rotorparameter aus Abbildung 6.11 bestimmt werden. Werden diese unbekanntes Größen zu einem Parametervektor \mathbf{p} zusammengefasst, kann die Kostenfunktion

$$J(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^n \left[\operatorname{Re} \{ \underline{Z}_R(f_i, \mathbf{p}) \} - R_R'(f_i) \right]^2 + \left[\operatorname{Im} \{ \underline{Z}_R(f_i, \mathbf{p}) \} - 2\pi f_i L_{\sigma R}'(f_i) \right]^2 \quad (6.8)$$

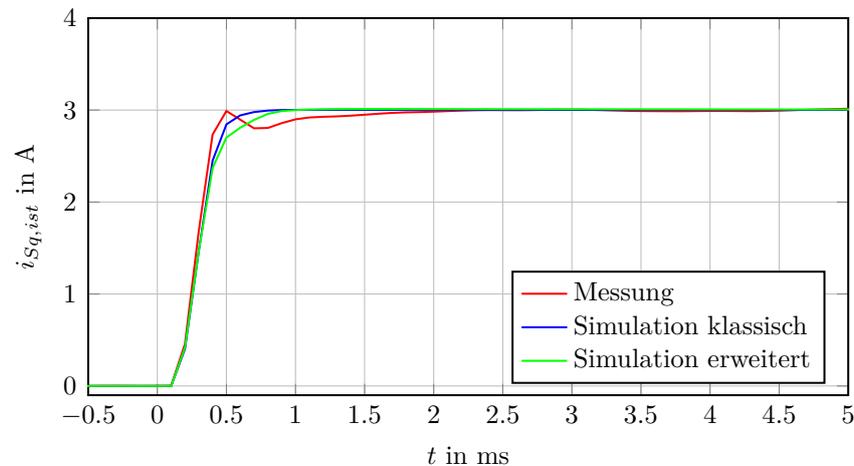


Abbildung 6.10: Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Sättigung der Streuinduktivitäten

zur Formulierung des Optimierungsproblems verwendet werden. Die Rotorimpedanz \underline{Z}_R wird durch die sechs Rotorparameter aus Abbildung 6.11 bestimmt und ist im Allgemeinen frequenzabhängig. Durch die Bildung der Summe des quadratischen Fehlers über alle n Frequenzstützstellen soll erreicht werden, dass der Frequenzgang des erweiterten Rotormodells mit dem gemessenen Frequenzgang der Rotorimpedanz übereinstimmt.

Bei der Auswertung der Messdaten aus den Kurzschlussversuchen zeigt sich jedoch, dass die am Prüfstand vorhandenen technischen Möglichkeiten nicht ausreichen, um die Frequenzabhängigkeit der Rotorimpedanz in einem großen Frequenzbereich sicher bestimmen zu können. Vor allem bei großen Frequenzen ist eine zuverlässige Messung der Rotorimpedanz nicht mehr möglich. Aufgrund der großen Anzahl an Optimierungsvariablen und der nichtlinearen Kostenfunktion ist auch die Lösung des Optimierungsproblems schwierig. Trotz dieser Probleme konnte ein Parametersatz zur näherungsweise Beschreibung des Frequenzganges der Rotorimpedanz bestimmt werden. Diese Parameter sind zusammen mit den übrigen zur Simulation der Maschine benötigten Größen in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Es zeigt sich, dass die Möglichkeiten des erweiterten Rotormodells nicht vollständig ausgereizt werden, da zwei verfügbare Parameter (L_{23} und R_3) nicht verwendet werden. Auch diese Tatsache kann auf die Schwierigkeiten bei der Lösung des Optimierungsproblems zurückgeführt werden.

Trotz der bisher festgestellten Probleme bei der Erweiterung des Simulationsmodells zur Berücksichtigung der Stromverdrängung wurde eine Simulation des in Abbildung 6.11 gezeigten Maschinenmodells unter Verwendung des in Tabelle 6.1 angegebenen Para-

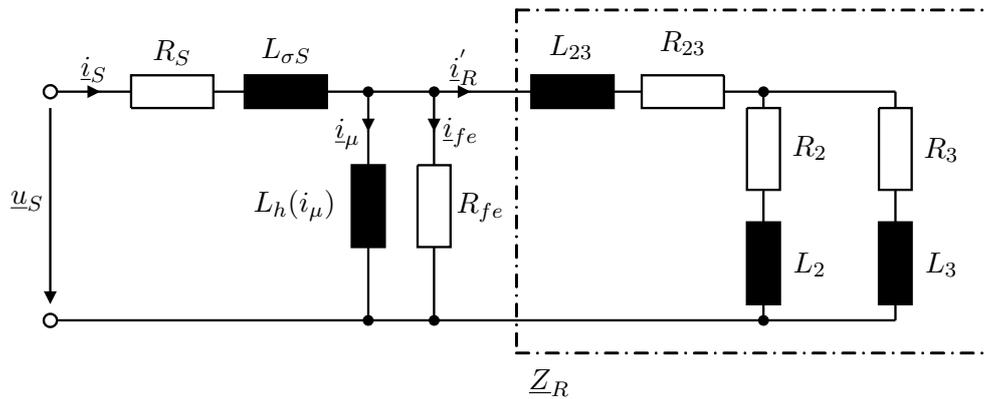


Abbildung 6.11: T-Ersatzschaltbild Asynchronmaschine Kurzschlussfall, mit Eisenverlusten und Stromverdrängung im Rotor

Widerstand	Wert	Induktivität	Wert
	Ω		mH
R_S	3.7	$L_{\sigma S}$	9.15
R_{23}	3.1	L_{23}	0
R_2	8.8	L_2	11.1
R_3	0	L_3	13.9
R_{fe}	700	L_h	223

Tabelle 6.1: Parameter Modell Asynchronmaschine mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Stromverdrängung im Rotor

metersatzes durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind in Abbildung 6.12 dargestellt. Es kann festgestellt werden, dass durch diese Erweiterung des Grundwellenmodells die Übereinstimmung zwischen den Messdaten und den Ergebnissen der Simulation verbessert werden kann. Wegen der großen Unsicherheit der ermittelten Rotorparameter aufgrund der zuvor beschriebenen Problematik wird im Folgenden jedoch auf eine Berücksichtigung der Stromverdrängung im Simulationsmodell verzichtet.

Weiters wäre auch bei Kenntnis der Rotorparameter keine perfekte Kompensation des Einflusses der Stromverdrängung möglich. Es existieren zwar Möglichkeiten zur Berücksichtigung der Stromverdrängung in der Regelung [23], allerdings basieren diese Konzepte auf der Kenntnis der Schlupffrequenz $\dot{\rho}$. Beim in dieser Arbeit verwendeten Regelungskonzept wird bei einer Momentenanforderung die Schlupffrequenz $\dot{\rho}$ allerdings sehr schnell verändert, wodurch aufgrund des großen Oberwellenanteils die Bestimmung einer konkreten Rotorfrequenz erschwert wird. Eine Kompensation des Einflusses der Stromverdrängung wäre somit nur im stationären Betrieb möglich.

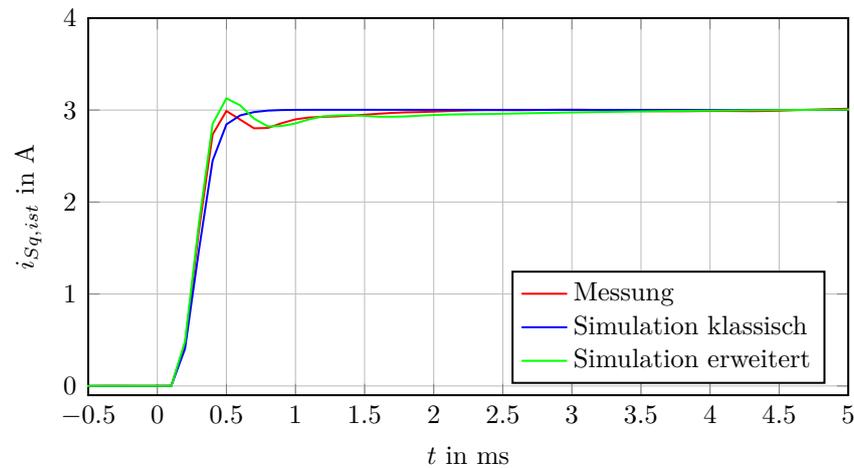


Abbildung 6.12: Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich zwischen Messung und Simulation mit Berücksichtigung von Eisenverlusten und Stromverdrängung im Rotor

Eine weitere Schwierigkeit beim Versuch das Simulationsmodell der ASM zu verbessern liegt in der Tatsache, dass anstatt nur eines der zuvor beschriebenen Effekte, wahrscheinlich eine Kombination aus vielen Einflüssen zu den Abweichungen zwischen Messung und Simulation führt. Weiters werden im Rahmen dieser Arbeit nur Grundwellenmodelle zur Beschreibung der Drehfeldmaschine verwendet. Da die reale Wicklungsverteilung der Maschine im Allgemeinen nicht exakt sinusförmig ist, können auch daraus Fehler resultieren. Da zur Verbesserung der Stromregelung die Kenntnis der Ursache für das unerwartete Verhalten der Strecke nicht zwingend erforderlich ist, wird auf dieses Thema nicht näher eingegangen. Es sei an dieser Stelle stattdessen auf umfangreiche Literatur zum Thema „Modellierung von Asynchronmaschinen“ verwiesen. Im Folgenden soll aber versucht werden, durch Verwendung des experimentell ermittelten Modells der Stromstrecke beim Reglerentwurf die Stromregelung weiter zu verbessern.

6.3 PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor und identifizierter Stromstrecke

Die einfachste Möglichkeit die Stromregelung zu verbessern besteht in der Verwendung des experimentell identifizierten Streckenmodells $\hat{G}_{I, id}(z)$ anstatt des PT1-Modells zur Stromprädiktion im Smith-Prädiktor (siehe Abbildung 6.13). Aufgrund der besseren Übereinstimmung des mathematischen Streckenmodells im SP mit der realen Strecke ist eine verbesserte Stromregelung zu erwarten. Da die Abweichung der experimentell

ermittelten Systembeschreibung vom PT1-Modell nur gering ist, sind auch alle bisher gewonnenen Erkenntnisse zum Smith-Prädiktor weiter gültig. Dies gilt sowohl für die Überlegungen die Reglerdimensionierung betreffend als auch für die Betrachtungen bezüglich Robustheit. Ist das experimentell ermittelte, exakte mathematische Modell der Strecke bekannt, wird durch diese Veränderung des Reglers auch der Aufwand nicht wesentlich vergrößert.

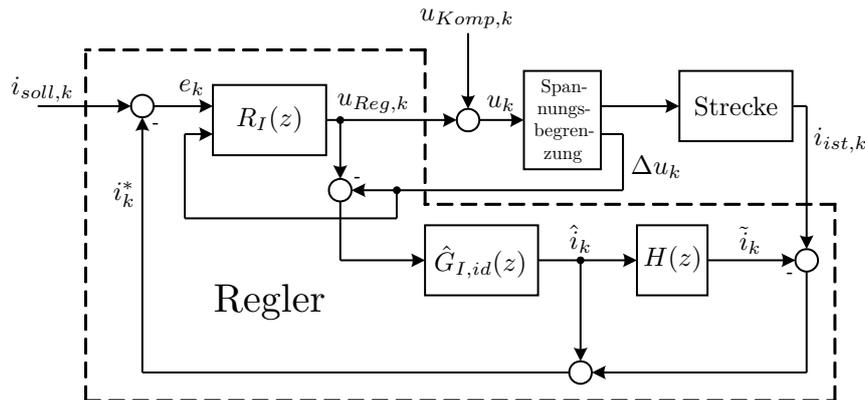


Abbildung 6.13: Blockschaltbild modifizierter Smith-Prädiktor mit identifiziertem Streckenmodell

Da durch diese Erweiterung des SP negative Effekte, welche nur am Prüfstand auftreten, verringert werden sollen, ist aufgrund des nicht vollständigen Simulationsmodells eine Beurteilung des neuen Reglers durch Simulationen nicht möglich. Es werden daher wieder Versuche am Prüfstand nach Abschnitt 5.2 durchgeführt, um die Funktion des veränderten Reglers zu testen. Abbildung 6.14 zeigt die Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{sq} bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ bei Verwendung der in Abbildung 6.13 dargestellten Reglerstruktur zur Stromregelung. Im SP wird dabei das identifizierte Streckenmodell zweiter Ordnung verwendet. Es ist deutlich zu erkennen, dass die in Abbildung 5.4 erkennbaren negativen Effekte entfernt werden konnten und die Referenzgröße wesentlich schneller erreicht wird. Die gemessenen Stromverläufe zeigen somit, dass diese Art der Stromregelung besser als die zuvor untersuchten Konzepte funktioniert. Durch die Veränderung des Reglers ist sowohl die vollständige Entfernung des Überschwingens als auch eine Reduktion der Stromanstiegszeit möglich. Vor allem im Vergleich zum klassischen PI-Regler ohne Kompensation der Totzeit sind deutliche Verbesserungen erkennbar.

Abbildung 6.15 zeigt die Sprungantwort des Stromregelkreises bei einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ bei Verwendung des in Abbildung 6.13 dargestellten Reglers. Es kann festgestellt werden, dass die veränderte Reglerstruktur auch bei großen Drehzahlen zu einer deutlichen Verbesserung der Stromregelung führt. Der Stromsollwert wird

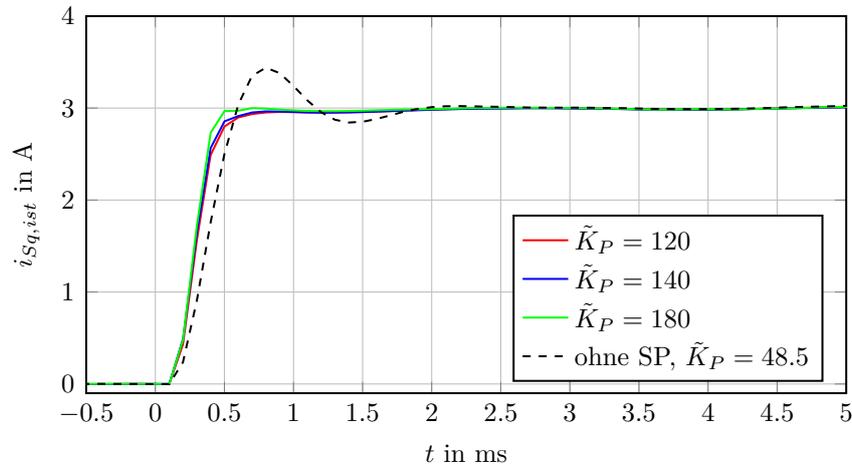


Abbildung 6.14: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{S_q} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung

unter Verwendung der maximal verfügbaren Stellgröße schnellstmöglich und ohne Überschwingen erreicht.

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass diese Variante der Stromregelung zu sehr guten Ergebnissen führt. Bei den durchgeführten Versuchen wird zu Beginn der Sprungantworten bei entsprechender Reglerdimensionierung die verfügbare Stellgröße vollständig ausgenutzt, trotzdem wird der Sollwert ohne Überschwingen erreicht. Vor allem der Vergleich mit dem klassischen PI-Regler ohne Kompensation der Totzeit zeigt, dass sowohl bei kleinen als auch bei großen Drehzahlen deutliche Verbesserungen möglich sind. Verglichen mit den zuvor untersuchten Varianten der Stromregelung mit SP kann der Reglerparameter \tilde{K}_P erhöht werden, ohne dadurch die Kurvenform des Stromes zu verschlechtern. Eine, bezogen auf die zur Ermittlung der Sprungantworten aus Abbildung 6.14 verwendete Reglerdimensionierung, weitere Erhöhung der Reglerverstärkung ist allerdings nicht sinnvoll, da die Stellgröße aufgrund der Spannungsgrenze des PWR begrenzt ist.

6.4 Zustandsregelung mit identifizierter Stromstrecke

Auch der integrierende Zustandsregler nach Hippe soll verbessert werden, indem der Reglerentwurf basierend auf dem experimentell bestimmten Modell der Stromstrecke erfolgt. Beim Reglerentwurf wird dabei auf das identifizierte Streckenmodell zweiter Ordnung zurückgegriffen.

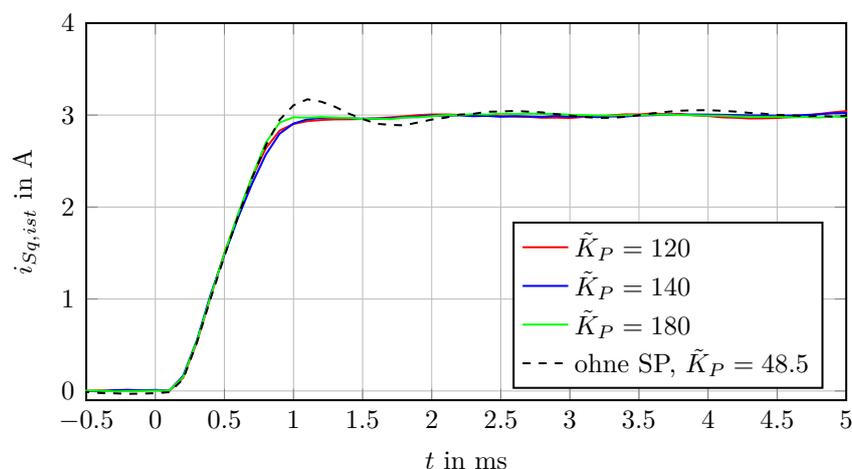


Abbildung 6.15: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, PI-Regler mit modifiziertem Smith-Prädiktor mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung

$$\hat{G}_{I,id}(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (6.9)$$

Die benötigte Zustandsraumbeschreibung wird anhand des in Abbildung 6.16 dargestellten Blockschaltbildes der Regelstrecke ermittelt. Verglichen mit der Zustandsraumbeschreibung aus Abschnitt 4.4 wird die Anzahl der Zustandsvariablen erhöht, da aufgrund der Verwendung eines Streckenmodells zweiter Ordnung nach Formel (6.9) nun zwei Zustandsvariablen zur Beschreibung der totzeitfreien Stromstrecke benötigt werden.

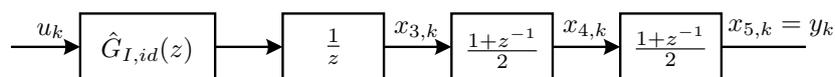


Abbildung 6.16: Definition Zustandsvariablen, Zustandsregelung mit id. Streckenmodell

Die Bestimmung eines Zustandsraummodells der identifizierten Strecke nach Formel (6.9) ist nicht eindeutig, an dieser Stelle wird auf die Steuerbarkeitsnormalform zurückgegriffen. Werden auch jene Elemente der Stromstrecke, welche PWR und Strommessung beschreiben, berücksichtigt, kann unter Verwendung der Koeffizienten der z -Übertragungsfunktion nach Formel (6.9) folgende Zustandsraumbeschreibung der Regelstrecke verwendet werden:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 & -a_1 & 0 & 0 & 0 \\ b_2 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{b_2}{2} & \frac{b_1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{b_2}{4} & \frac{b_1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix}}_{:=\Phi} \mathbf{x}_k + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{h}} u_k \quad (6.10)$$

$$y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{c}^T} \mathbf{x}_k \quad (6.11)$$

Der Entwurf des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe erfolgt prinzipiell nach Abschnitt 4.4, allerdings müssen die beiden vorzugebenden charakteristischen Polynome neu gewählt werden. Die Dynamik des Zustandsschätzers soll unverändert bleiben, es muss somit nur die Ordnung des Polynoms $\Delta(z)$ erhöht werden.

$$\Delta(z) = (z - 0.1)^5 \quad (6.12)$$

Die Festlegung des charakteristischen Polynoms des geschlossenen Regelkreises $\tilde{D}(z)$ erfolgt wie in Abschnitt 4.4 durch einen LQR-Entwurf. Da das Modell der totzeitfreien Stromstrecke $\hat{G}_{I, id}(z)$ experimentell ermittelt wurde, ist die physikalische Bedeutung der Zustandsvariablen x_1 und x_2 unbekannt. Daher wird die zum LQR-Entwurf benötigte Gewichtungsmatrix der Zustandsvariablen nach

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

gewählt. Da in diesem Fall die Matrix \mathbf{Q} positiv semidefinit ist, muss zusätzlich zu den in Abschnitt 4.4 formulierten Bedingungen noch (Φ, \mathbf{Q}_1) vollständig beobachtbar sein, wobei $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}_1^T \mathbf{Q}_1$ gilt. Da auch diese Bedingung erfüllt ist, ist der LQR-Entwurf mit der zuvor definierten Matrix \mathbf{Q} zulässig. Der Gewichtungsfaktor der Stellgröße $R > 0$ wird variiert, um geeignete Reglereinstellungen zu finden. Da aufgrund des unvollständigen Simulationsmodells die Funktion des Reglers nicht anhand von Simulationen beurteilt werden kann, werden Versuche am Prüfstand durchgeführt. Abbildung 6.17 zeigt die aus der Verwendung dieses Reglers resultierende Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{S_q} bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$. Es ist zu erkennen, dass – verglichen mit der Variante des integrierenden Zustandsreglers nach Abschnitt 4.4 –

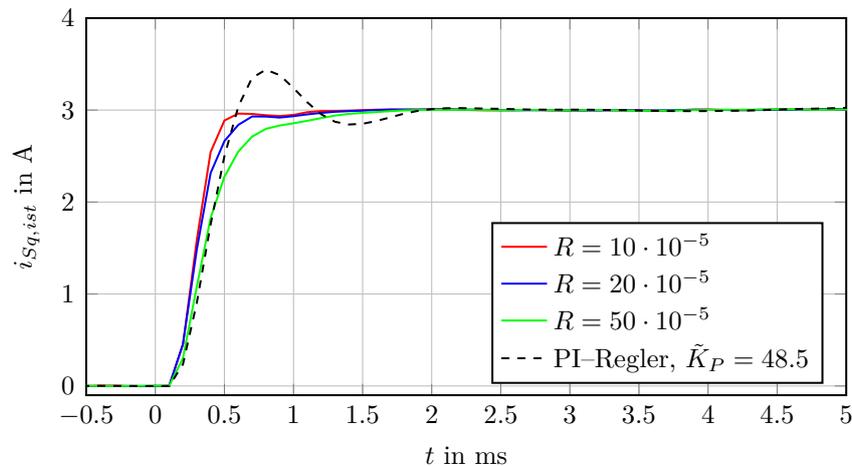


Abbildung 6.17: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, integ. Zustandsregler nach Hippe mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung

eine deutliche Verbesserung möglich ist. Vor allem die Kurvenform der Stromes kann verbessert werden, weil der in Abbildung 5.7 ersichtliche Knick weitgehend entfernt werden kann.

In Abbildung 6.18 ist die Sprungantwort der Statorstromkomponente i_{Sq} bei einer Drehzahl von $n_1 = 1500 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Es kann erkannt werden, dass durch die Verwendung des experimentell ermittelten Modells der Stromstrecke beim Reglerentwurf auch bei großen Drehzahlen eine deutliche Verbesserung der Stromregelung möglich ist. Verglichen mit den in Abbildung 5.8 dargestellten Sprungantworten kann die Referenzgröße wesentlich schneller erreicht werden.

Somit wurde gezeigt, dass sowohl PI-Regler mit Smith-Prädiktor als auch der integrierende Zustandsregler nach Hippe durch die Verwendung der Ergebnisse der experimentellen Systemidentifikation verbessert werden kann. Diese qualitative Bewertung wird auch durch die schon in Kapitel 5 betrachteten Kenngrößen der Sprungantwort bestätigt.

6.5 Kenngrößen der verbesserten Sprungantwort

Zur abschließenden Bewertung der verschiedenen Stromregelkonzepte werden an dieser Stelle die bereits in Kapitel 5 betrachteten Kenngrößen der am Prüfstand gemessenen Sprungantworten verglichen. Es soll vor allem untersucht werden, wie groß die Verbesserung durch die Verwendung des experimentell ermittelten Streckenmodells ist, damit eine Aussage über die Sinnhaftigkeit dieser Variante getroffen werden kann.

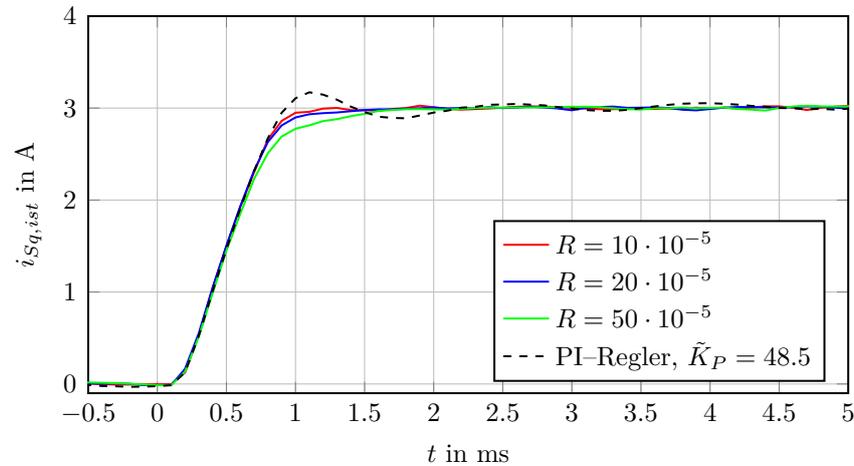


Abbildung 6.18: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, integ. Zustandsregler nach Hippe mit id. Streckenmodell zweiter Ordnung

Zu beachten ist, dass die in Tabelle 6.2 für eine Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ und in Tabelle 6.3 für eine Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ zusammengefassten Kennzahlen für unterschiedliche Reglerparametrierungen bestimmt wurden. Da durch den Entwurf der Regler basierend auf dem experimentell ermittelten Modell der Stromstrecke die Kurvenform des Stromes verbessert wird, ist eine „aggressivere“ Wahl der Reglerparameter möglich.

Regler	Dimensionierung		ü	t_1	e_1
			%	ms	A ²
PI-Regler	$\tilde{K}_P = 48.5$	$\tilde{K}_I = 206.7$	14.7	1.7	0.157
PI-Regler mit SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	0.136
PI-Regler mit mod. SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	0.137
integ. ZR	$R = 20 \cdot 10^{-5}$		1	0.9	0.083
PI-Regler, mod. SP, id. Modell	$\tilde{K}_P = 180$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	0.5	0.106
integ. ZR, id. Modell	$R = 10 \cdot 10^{-5}$		0	0.6	0.121

Tabelle 6.2: Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Messung, Zusammenfassung

Beide Tabellen zeigen, dass durch die Verwendung des experimentell identifizierten Streckenmodells beim Reglerentwurf die Stromregelung weiter verbessert werden kann. Am deutlichsten ist dies an der Kenngröße Ausregelzeit ersichtlich. Für beide in diesem Kapitel untersuchte Reglerkonzepte konnte diese Größe sowohl bei kleinen als auch bei

Regler	Dimensionierung		ü	t_1	e_1
			%	ms	A ²
PI-Regler	$\tilde{K}_P = 48.5$	$\tilde{K}_I = 206.7$	5.7	1.9	19.11
PI-Regler mit SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.2	10.64
PI-Regler mit mod. SP	$\tilde{K}_P = 120$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	1.4	10.16
integ. ZR	$R = 20 \cdot 10^{-5}$		2	1.2	8.15
PI-Regler, mod. SP, id. Modell	$\tilde{K}_P = 180$	$\tilde{K}_I = 206.7$	0	0.9	9.23
integ. ZR, id. Modell	$R = 10 \cdot 10^{-5}$		0	1.0	5.84

Tabelle 6.3: Kenngrößen Sprungantwort geschlossener Stromregelkreis bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$, Messung, Zusammenfassung

großen Drehzahlen – verglichen mit den Reglern ohne Verwendung des experimentell bestimmten Streckenmodells – deutlich reduziert werden.

Vor allem die auf dem identifizierten Streckenmodell basierende Smith-Prädiktor Variante scheint sehr gut zu funktionieren. Verglichen mit dem klassischen PI-Regler ohne Prädiktion des Stromes ist mit diesem Regler bei kleinen Drehzahlen eine Reduktion der Ausregelzeit um rund 70 % möglich, auch bei $n_2 = 1500 \text{ min}^{-1}$ beträgt die Reduktion mehr als 50 %. Trotz des schnellen Stromanstieges wird die Referenzgröße ohne Überschwingen erreicht. Auch die Abweichung des Istwertes vom Sollwert im eingeschwungenen Zustand kann durch dieses Reglerkonzept noch weiter reduziert werden. Wird der integrierende Zustandsregler nach Hippe basierend auf dem experimentell ermittelten Streckenmodell entworfen, führt dies ebenfalls zu einer besseren Stromregelung. Neben den Kenngrößen der Sprungantwort kann vor allem die Kurvenform des Stromes verbessert werden. Die Performance der neuen Smith-Prädiktor Variante kann allerdings auch durch diesen Regler nicht erreicht werden. Daher, und aufgrund des geringeren Aufwandes beim Reglerentwurf, ist somit die Smith-Prädiktor Variante zu bevorzugen.

6.6 Analyse der Verbesserung im Frequenzbereich

Auch im Frequenzbereich soll die Auswirkung der Verwendung des experimentell ermittelten Streckenmodells auf die Qualität der Regelung untersucht werden. In Abbildung 6.19 ist dazu der Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises dargestellt. Die Messdaten wurden wie in Abschnitt 5.2 beschrieben am Prüfstand ermittelt, die Schätzung des dargestellten Frequenzganges erfolgt nach Abschnitt 5.4. Da aufgrund der besseren Übereinstimmung des mathematischen Streckenmodells mit der realen Strecke die Parametrierung der Regler verbessert

werden kann, ist eine deutliche Erhöhung der Bandbreite der Führungsübertragungsfunktion möglich. Auch der Abfall des Phasenwinkels kann – verglichen mit dem klassischen PI-Regler – reduziert werden. Die bereits anhand der Sprungantworten der Stromregelstrecke festgestellte Verbesserung durch die Verwendung des experimentell ermittelten Modells beim Reglerentwurf wird somit auch durch den Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion bestätigt.

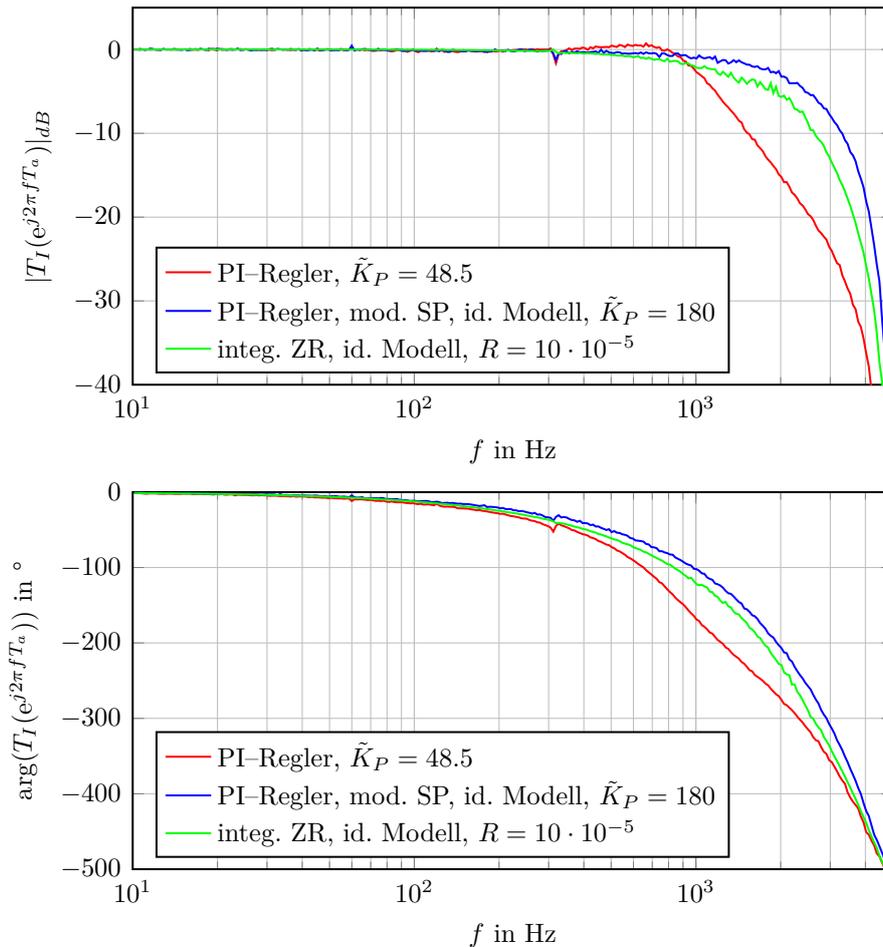


Abbildung 6.19: Messung Frequenzgang der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ mit Verbesserung

7 Zusammenfassung

7.1 Fazit

Durch stetig erweiterte regelungstechnische Möglichkeiten und verbesserte Leistungselektronik können Drehfeldmaschinen, wie z. B. Synchronmaschine und Asynchronmaschine, vermehrt als Antriebsmaschine eingesetzt werden und somit andere kostenintensivere Antriebe ersetzen. Feldorientierte Regelung ermöglicht eine exakte Positions-, Drehzahl- und Momentenregelung der Maschine. Für viele Anwendungen ist ein möglichst verzögerungsfreier Aufbau von Drehmoment gewünscht oder teilweise sogar unbedingt notwendig. Um dies zu erreichen, wurden in dieser Arbeit verschiedene Möglichkeiten zur Verbesserung der Stromregelung der Drehfeldmaschine untersucht. Aufgrund des direkt proportionalen Zusammenhanges zwischen der Statorstromkomponente i_{Sq} und dem Luftspaltmoment der Maschine sollte somit auch eine verbesserte Regelung des Drehmomentes möglich sein.

Der Entwurf der verschiedenen Reglerkonzepte erfolgt modellbasiert, daher stand eine analytische Modellbildung am Beginn dieser Arbeit. Dabei zeigte sich, dass bei der Ermittlung eines mathematischen Streckenmodells zum Reglerentwurf gewisse Vereinfachungen unerlässlich sind. Aufgrund der großen Komplexität der Systemelemente Pulswechselrichter und Strommessung erweist sich eine exakte Modellierung dieser Elemente als nicht zielführend. Es wird jedoch auch gezeigt, dass unter Beachtung einiger Nebenbedingungen das Stellglied und die verwendete integrale Strommessung ausreichend gut durch Totzeitglieder beschrieben werden können. Weiters werden diese Totzeitglieder im Rahmen der Modellbildung im rotorflussfesten Koordinatensystem modelliert, obwohl in der Realität die Ansteuerung der Maschine auf der Ebene von Stranggrößen erfolgt. Die Struktur der Regelstrecke ist somit festgelegt, praktisch ist weiters eine Bestimmung der Maschinenparameter erforderlich, da die Herstellerangaben im Datenblatt oft nicht ausreichend genau sind. Prinzipiell kann durch das auf diese Art und Weise bestimmte mathematische Modell die Regelstrecke gut beschrieben werden. Auch der Reglerentwurf ist unter Verwendung dieses analytisch ermittelten Modells der Strecke einfach möglich. Im Rahmen dieser Arbeit konnte allerdings auch festgestellt werden, dass dieses Streckenmodell die reale Strecke bei Vorgängen mit sehr großer Dynamik nicht ausreichend gut beschreibt. Aus diesem Grund wurde auch eine experimentelle Systemidentifikation basierend auf einer Minimierung der

Fehlerquadrate durchgeführt. Durch das auf diese Art und Weise ermittelte Streckenmodell höherer Ordnung ist eine deutlich bessere Beschreibung der Stromregelstrecke möglich.

Ausgehend vom – zu Beginn dieser Arbeit üblichen – Einsatz klassischer PI-Regler zur Stromregelung wird gezeigt, dass durch die Verwendung anderer Stromregelkonzepte eine Verbesserung der Regelgüte möglich ist. Die Weiterentwicklung der Stromregler erfolgt unter besonderer Beachtung der Totzeit im Regelkreis. Diese Totzeit wird zu etwa gleichen Teilen vom PWR und dem verwendeten Strommessverfahren verursacht und beeinflusst die Stromregelung negativ. Es wird gezeigt, dass durch den Einsatz eines Smith-Prädiktors eine Kompensation dieser Totzeit erreicht werden kann. Aufgrund der dadurch möglichen aggressiveren Reglerparametrierung kann die Stromregelung bezüglich der Kriterien Anstiegszeit und Überschwingweite verbessert werden. Auch durch die Verwendung des integrierenden Zustandsreglers nach Hippe ist zumindest in der Simulation ein Fortschritt erkennbar. Da diese beiden Reglerkonzepte allerdings auf dem einfachen, analytisch bestimmten Modell der Regelstrecke basieren, welches das Verhalten der realen Stromstrecke nicht ausreichend gut beschreibt, ist weiteres Optimierungspotential vorhanden. Es wurde daher auch gezeigt, dass durch einen Entwurf der Stromregler basierend auf dem experimentell bestimmten Streckenmodell höherer Ordnung eine weitere Verbesserung der Stromregelung möglich ist.

In Abbildung 7.1 ist ein Vergleich von am Prüfstand gemessenen Sprungantworten der Stromregelstrecke bei einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Es sind in dieser Abbildung die Resultate jener Konzepte, welche als geeignet erachtet werden, gezeigt. Es kann zweifelsfrei festgestellt werden, dass die Stromregelung durch die Verwendung der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Reglerkonzepte – verglichen mit klassischen PI-Regler ohne Prädiktion des Stromes – verbessert werden kann. Es ist sowohl eine Verringerung der Überschwingweite als auch eine Reduktion der Stromanstiegszeit möglich. Dies ist wesentlich, da daraus eine schnellere Verfügbarkeit von Drehmoment folgt. Es ist jedoch auch erkennbar, dass durch die Verwendung des experimentell ermittelten Modells der Regelstrecke beim Reglerentwurf weitere Verbesserungen möglich sind. Ein in diesem Fall – vor allem beim praktischen Einsatz der Regler – relevantes Problem stellt die nun notwendige Ermittlung eines erweiterten Streckenmodells dar. Dadurch wird natürlich der Aufwand bei der Inbetriebnahme der Regelung deutlich erhöht. Ist allerdings die Messung von Verläufen der Ein- bzw. Ausgangsgrößen während eines Versuchs, welcher die Dynamik der Strecke ausreichend anregt, möglich, kann die Identifikation der Strecke vollständig mittels MATLAB® erfolgen. Ist dieses exakte mathematische Modell der Regelstrecke verfügbar, ist eindeutig die Reglervariante mit Smith-Prädiktor zu bevorzugen, da die Performance laut Abbildung 7.1 besser und der Aufwand beim Reglerentwurf wesentlich geringer ist.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden auch Methoden zur Verbesserung der Stromregelung

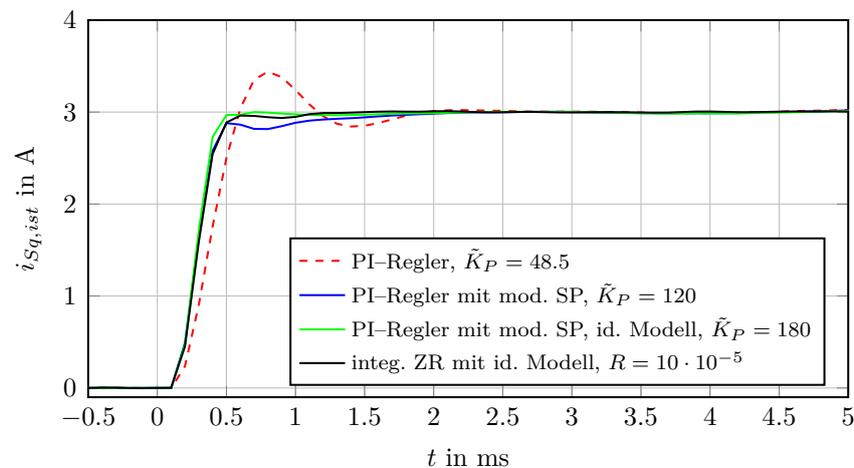


Abbildung 7.1: Messung Sprungantwort Statorstromkomponente i_{Sq} bei Nennfluss und einer Drehzahl von $n_1 = 100 \text{ min}^{-1}$, Vergleich

präsentiert, welche nicht direkt den Stromregler betreffen. So wurde gezeigt, dass eine verbesserte Korrektur der Umrichternichtlinearität möglich ist, falls die Berechnung der Korrekturspannungen basierend auf prädizierten Stromverläufen erfolgt. Da die Stromprädiktion auf Ebene der Stranggrößen mit größerem Aufwand verbunden ist, wird eine Stromprädiktion im RFKS vorgeschlagen. Falls die prädizierten Ströme im RFKS auch zur Berechnung der Kompensationsspannung in der feldorientierten Regelung verwendet werden, ist eine weitere Verbesserung der Stromregelung möglich.

7.2 Ausblick

Mit den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Reglerkonzepten ist prinzipiell eine sehr gute Stromregelung möglich. Problematisch ist jedoch, dass zur Realisierung der am besten funktionierenden Reglerkonzepte eine experimentelle Streckenidentifikation erforderlich ist, wodurch der Aufwand bei der Inbetriebnahme der Regelung vergrößert wird. Ein wesentlicher Fortschritt wäre somit, eine Beschreibung der Stromstrecke durch ein analytisch (basierend auf einem erweiterten Satz von Maschinenparametern) ermittelbares mathematisches Modell höherer Ordnung zu finden. Aufbauend auf diesem Modell kann der Reglerentwurf dann wieder wie in dieser Arbeit gezeigt durchgeführt werden. Ist eine analytische Ermittlung dieses Modells nicht möglich, kann auch durch die Entwicklung einer Methode zur Kompensation der vom einfachen Maschinenmodell abweichenden Streckendynamik ein großer Fortschritt erzielt werden.

Weiters wurden im Rahmen dieser Arbeit nur einige ausgewählte Reglerkonzepte

untersucht. Es ist daher denkbar, dass durch die Verwendung anderer Regler eine weitere Verbesserung möglich ist. Geeignet erscheinen prinzipiell alle Verfahren, welche eine prädiktive Schätzung des Verlaufs des totzeitfreien Stromes ermöglichen. Besonders eine Stromregelung mittels modellprädiktiver Regelung (model predictive control, MPC) erscheint daher als interessante Alternative. Es ist jedoch davon auszugehen, dass es auch bei der Implementierung dieser Konzepte Schwierigkeiten aufgrund des unvollständigen Streckenmodells auftreten werden. Eine Ermittlung des exakten Streckenmodells höherer Ordnung wäre somit weiter erforderlich.

Literatur

- [1] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 4. erweiterte Auflage. Berlin Heidelberg: Springer, 2009 (siehe S. 5).
- [2] —, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3. bearbeitete Auflage. Berlin Heidelberg: Springer, 2009 (siehe S. 5, 7, 10, 11, 13, 16, 17).
- [3] R. Seebacher und K. Krischan, *Laborunterlagen Asynchronmaschine, Regelung elektrischer Antriebe, Labor*, Graz: Institut für elektrische Antriebstechnik und Maschinen, Technische Universität Graz, 2012 (siehe S. 24, 32).
- [4] dSPACE GmbH, *dSPACE AC Motor Control Solution, User Guide*, 2010 (siehe S. 26, 84).
- [5] D. Muschik, R. Bauer, N. Dourdoumas und W. Rossegger, »Effekte zeitdiskreter Ansteuerung von Asynchronmaschinen bei hohen Drehzahlen«, *akzeptiert für die Veröffentlichung bei e&i - Elektrotechnik und Informationstechnik*, 2013 (siehe S. 30, 79).
- [6] Lenze, *Servo motors en 04/2008, MCA asynchronous servo motors*, 2008. Adresse: www.ctiautomation.net/PDF/Lenze/Lenze-MCA-Asynchronous-Servo-Motors.pdf (besucht am 12.07.2013) (siehe S. 33, 83).
- [7] N. Quang und J.-A. Dittrich, *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung*, 2. neubearbeitete Auflage. Renningen-Malmsheim: expert verlag, 1999 (siehe S. 36, 79).
- [8] T. I. Laakso, V. Välimäki, M. Karjalainen und U. K. Laine, »Splitting the unit delay, Tools for fractional delay filter design«, *IEEE Signal Processing Magazine*, Bd. 13, Nr. 1, S. 30–60, 1996 (siehe S. 39).
- [9] J. E. Normey-Rico und E. F. Camacho, *Control of Dead-time Processes*, Ser. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. London: Springer, 2007 (siehe S. 39, 51–53, 69, 90).
- [10] N. Dourdoumas und M. Horn, *Regelungstechnik, Rechnerunterstützter Entwurf zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Regelkreise*. München: Pearson Studium, 2004 (siehe S. 44).
- [11] R. Hanus, M. Kinnaert und J. L. Henrotte, »Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method«, *Automatica*, Bd. 23, Nr. 6, S. 729–739, 1987 (siehe S. 45).

-
- [12] O. J. Smith, »A controller to overcome dead-time«, *ISA Transactions*, 1959 (siehe S. 51).
- [13] P. Hippe und C. Wurmthaler, »Systematic closed-loop design in the presence of input saturations«, *Automatica*, Bd. 35, Nr. 4, S. 689–695, 1999 (siehe S. 61, 62).
- [14] The MathWorks Inc., *Dokumentation Control System Toolbox, Funktion kalman()*, 2007 (siehe S. 70).
- [15] C. Schwärzler, »Entwurf und Realisierung einer Mehrgrößenregelung für Antriebsstrang-Prüfstände«, Masterarbeit, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, Technische Universität Graz, 2010 (siehe S. 83).
- [16] M. Freistätter, »Vergleich von regelungstechnischen Maßnahmen zur Geräuschreduktion bei umrichter gespeisten Asynchronmaschinen«, Masterarbeit, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, Technische Universität Graz, 2011 (siehe S. 83).
- [17] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1987 (siehe S. 99).
- [18] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti und M. Pastorelli, »Iron losses in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning and compensation«, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 11, Nr. 5, S. 698–709, 1996 (siehe S. 103).
- [19] G. Dannerer, »Erstellung und Parametrierung erweiterter Grundwellenmodelle zur Simulation transienter Betriebszustände der Asynchronmaschine«, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnologie, Technische Universität Graz, 2003 (siehe S. 104).
- [20] A. C. Smith, R. C. Healey und S. Williamson, »A transient induction motor model including saturation and deep bar effect«, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 11, Nr. 1, S. 8–15, 1996 (siehe S. 104, 105).
- [21] —, »Improved rotor models for vector controllers«, *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Bd. 1, S. 575–584, 1994 (siehe S. 105).
- [22] N. Erdogan, T. Assaf, R. Grisel und M. Aubourg, »An accurate 3-phase induction machine model including skin effect and saturations for transient studies«, *IEEE 2003 The Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS 2003*, Bd. 2, S. 646–649, 2003 (siehe S. 105).
- [23] T. J. White und J. C. Hinton, »Compensation for the skin effect in vector-controlled induction motor drive systems«, *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, S. 301–305, 1995 (siehe S. 107).