

**Wirkungsgradoptimierte Regelung
hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen
im Antriebsstrang von Automobilen**

Zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTORINGENIEUR (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn
vorgelegte Dissertation
von

Dipl.-Wirt.-Ing. Michael Meyer
Hannover

Referent: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Korreferent: Prof. Dr. Ing. Dieter Gerling

Tag der mündlichen Prüfung: 26.03.2010

Paderborn, den 17.06.2010

Diss. EIM-E/265

Zeit, dass sich was dreht.

Herbert Grönemeyer

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet „Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik (LEA)“ an der Universität Paderborn, wobei große Teile in enger Zusammenarbeit mit der Daimler AG (anfangs DaimlerChrysler AG) entstanden sind.

Jetzt, da ich die letzten Korrekturen an der Arbeit vornehme, bereitet es mir ein großes Vergnügen, an meine Tätigkeit am Fachgebiet LEA zurückzudenken. Es ist mir daher ein besonderes Anliegen, mich an dieser Stelle bei allen ehemaligen Kollegen sowie der Fachgebietsleitung für die sehr angenehme und kollegiale Arbeitsatmosphäre zu bedanken, ohne die ein effektives und zielorientiertes wissenschaftliches Arbeiten nur schwer oder gar nicht möglich gewesen wäre. Für seine wertvolle Hilfe beim Prüfstandsaufbau sowie für meine Entlastung während meines letzten Jahres am Fachgebiet gilt mein besonderer Dank Dipl.-Ing. Andreas Specht. Bei Dr.-Ing. Markus Menne, Dipl.-Ing. Daniel Pohlenz und Prof. Dr.-Ing. Claus Kröger, die meine Arbeiten von Seiten der Daimler AG begleitet haben, möchte ich mich für die vertrauensvolle Zusammenarbeit und die vielen anregenden Diskussionen bedanken. Prof. Dr.-Ing. Dieter Gerling danke ich für das meiner Arbeit stets entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Korreferats. Herausragenden Anteil am Zustandekommen dieser Arbeit hat mein Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker. Ihm möchte ich für das mir stets entgegengebrachte Vertrauen und die vielen wertvollen Hinweise und Anregungen danken.

Große Freude hat mir das Arbeiten mit Studenten, sei es in Lehrveranstaltungen oder bei der Betreuung von Abschlussarbeiten, gemacht. Im Rahmen ihrer Diplomarbeiten haben Dipl.-Ing. Oliver Raulien, Dipl.-Ing. Jens Kastens und Dipl.-Ing. Tobias Grote wertvolle Beiträge zum Gelingen der Arbeit geleistet. Ihnen gebührt mein Dank.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern und meiner Frau Petra, die nicht nur durch Korrekturlesen, sondern vor allem durch Geduld, Verständnis und Rücksichtnahme großen Anteil am Gelingen der Arbeit hat.

Michael Meyer
Hannover, im Mai 2010

Abstract

Crucial criteria for electric drives in automotive hybrid drive trains are efficiency and power density. As a consequence of the emerging rare-earth permanent magnet alloys, e.g. *NdFeB* or *SmCo*, with continuously increasing electromagnetic energy density, the efficiency and power density of Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM) rises accordingly. Especially high efficiencies and power densities are obtained with Interior PMSM (IPMSM), where the permanent magnets are integrated into the rotor structure. Therefore IPMSM became the dominating type of electrical machine for this field of application. However, in contrast to induction machines, which are in service in railway traction applications for decades, the experience with PMSM in this field of application is small.

This work deals with the efficiency-optimized torque control of highly utilized IPMSM drives under conditions, which are typical of traction applications, e.g. the wide motor speed range, which requires an operation in the constant-torque as well as in the constant-power range, and the special characteristics of the electrical machine and the inverter such as iron-saturation effects, non-sinusoidal back EMF and the small number of switching instants per electrical revolution. The control task can be structured as follows:

First of all the operating point has to be determined, in which the drive operates optimal with respect to efficiency, accounting for the actual motor speed and DC-link voltage.

For this purpose a control structure is derived and verified, which identifies the operating point, in which the reference torque is generated with a current space vector of minimum length (Maximum Torque per Current Operation). If the reference torque exceeds the maximum torque available, it will be limited accordingly. Furthermore it must be ensured, that the PMSM is operated in the identified, efficiency-optimized operating point. This is done by a subordinated control structure. Two alternative subordinated control structures, the "Field-Oriented Current Control (FOC)" and the "Direct Torque Control (DTC)", are implemented and their performances are evaluated and compared. Special focus is given to the torque dynamics and the torque utilization in the constant-power range, where the operation of the overall control structure is especially critical.

Entscheidende Kriterien für elektrische Antriebe in automobilen Traktionsapplikationen sind Wirkungsgrad und Leistungsdichte. Bedingt durch die fortschreitende Entwicklung von Seltenerd-Permanentmagnetmaterialien wie *NdFeB* oder *SmCo* mit immer höheren Energiedichten weisen Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM) diesbezüglich hervorragende Eigenschaften auf. Sehr hohe Wirkungsgrade bzw. Leistungsdichten werden mit so genannten Interior PMSM (IPMSM) erzielt, bei denen die Permanentmagnete in die Rotorstruktur eingelassen sind. IPMSM sind daher mittlerweile der dominierende Maschinentyp in diesem Anwendungsbereich. Im Gegensatz zu Asynchronmaschinen (ASM), die seit Jahrzehnten in Traktionsantrieben zum Beispiel in Schienenfahrzeugen im Einsatz sind, sind die Erfahrungen mit PMSM in Traktionsanwendungen aber noch eher gering.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der wirkungsgradoptimierten Drehmomentregelung bzw. -steuerung hoch ausgenutzter IPMSM-Antriebe unter traktionstypischen Randbedingungen. Hierzu zählen der weit gespreizte Drehzahlbereich, der sowohl einen Betrieb im Ankerstell- wie auch im Flussschwäcbereich erfordert, und die speziellen Eigenschaften von Maschine und Wechselrichter wie Eisen-Sättigungseffekte, nichtsinusförmige EMK und kleine minimale Pulszahl. Die Regelungsstruktur muss zwei Aufgaben erfüllen:

Zunächst ist der Arbeitspunkt zu bestimmen, in dem der Antrieb unter den gegebenen Randbedingungen möglichst wirkungsgradoptimal betrieben wird. Zu diesem Zweck wird eine Arbeitspunktsteuerung hergeleitet und verifiziert, die Arbeitspunkte identifiziert, in denen das geforderte Drehmoment bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung mit einem Stromzeiger minimaler Länge (Maximum Torque per Current) gestellt wird. Übersteigt das geforderte Drehmoment den maximal stellbaren Drehmomentbetrag, so wird es auf den maximal erreichbaren Wert begrenzt.

Darüber hinaus muss der wirkungsgradoptimierte Arbeitspunkt in die elektrische Maschine eingepreßt werden. Dies geschieht durch eine der Arbeitspunktsteuerung unterlagerte Regelungsstruktur. Mit der "Feldorientierten Stromregelung (FOR)" und der "Direct Torque Control (DTC)" werden zwei unterlagerte Regelungsstrukturen betrachtet und miteinander verglichen. Besonderes Augenmerk liegt hierbei auf der Drehmoment- bzw. Leistungsausbeute sowie auf der Drehmomentdynamik in dem für die gesamte Regelungsstruktur kritischen Betrieb im Flussschwäcbereich.

Inhaltsverzeichnis:

1	Einleitung	1
2	Elektrische Antriebe für automobiler Fahrwendungen	3
2.1	Anforderungen an die Regelung von IPMSM	5
3	Modellierung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM)	7
3.1	Permanentmagnet-Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten (IPMSM)	7
3.2	Modellierung im zweiphasigen, ständerfesten Bezugssystem	8
3.3	Mitdrehendes, rotorfestes Koordinatensystem	10
3.3.1	Vernachlässigung von Eisen-Sättigungseffekten	11
3.4	Zulässiger Betriebsbereich einer IPMSM	12
3.4.1	Stromgrenze	13
3.4.2	Spannungsgrenze	13
3.4.3	Charakteristische Motorkennlinien einer IPMSM	14
3.5	Sättigungs- und Kreuzsättigungseffekte	16
3.6	Fluss- und Induktivitätsharmonische	18
3.6.1	Harmonische auf dem Permanentmagnetfluss	18
3.6.2	Harmonische auf den Induktivitäten	20
3.7	Temperaturabhängigkeit der PMSM-Modellierung	22
4	Versuchsaufbau	25
4.1	Rapid-Prototypingssystem	26
4.2	Prüfling und Belastungsmaschine	27
4.3	Stellglied mit Sensorik	28
5	Drehmomentsteuerung für wirkungsgradoptimierten Betrieb	31
5.1	Stand der Technik: Wirkungsgradoptimierter Betrieb von IPMSM	32
5.1.1	Wirkungsgradoptimalität der MTPC-Strategie	34

5.2	Identifizierung der MTPC-Kennlinie für IPMSM	36
5.3	Betriebsstrategie im Ankerstell- und Flussschwächbereich	38
5.3.1	Ankerstellbereich	39
5.3.2	Unterer Flussschwächbereich	40
5.3.3	Oberer Flussschwächbereich	40
5.3.4	Maximal stellbares Drehmoment und sinnvoller Betriebsbereich bei IPMSM	42
5.4	Implementierung der Drehmomentsteuerung	43
5.4.1	Messergebnisse	47
5.5	Temperaturabhängigkeit der Kennfelder	50
5.6	Belastung der Permanentmagnete im wirkungsgradoptimierten Betrieb	50
5.7	Zusammenfassung und Fazit	53
6	Unterlagerte Regelungsstruktur: Feldorientierte Stromregelung (FOR)	55
6.1	Anforderungen an die unterlagerte Regelungsstruktur und Stand der Technik	55
6.2	Zeitdiskrete Regelung mit „Regular Sampling“	58
6.3	Zeitdiskretes Streckenmodell	59
6.3.1	Eisen-Sättigungseffekte	64
6.3.2	Simulationsmodell der Maschine unter Berücksichtigung von Eisen-Sättigung	67
6.4	Regelungsentwurf	67
6.4.1	Streckenseitige Verkopplung der Stromdynamiken und Entkopplungsmaßnahmen	67
6.4.2	Stromreglerentwurf und Führungsübertragungsfunktion	69
6.4.3	Stromprädiktion	71
6.4.4	Störverhalten	72
6.4.4.1	Störeinflüsse	72
6.4.4.2	Störübertragungsfunktion	73
6.4.5	Simulations- und Messschriebe der Stromregelung	75
6.5	Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung im Ankerstellbereich	77
6.6	Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung im Flussschwächbereich	79
6.6.1	Aussteuerungsregler	79
6.6.2	Stellgrößenbegrenzung der Stromregelkreise und Anti-Reset Windup (ARW)	82
6.6.2.1	Verkoppelte Spannungsbegrenzung	82
6.6.2.2	Realisierung der ARW-Maßnahme	84
6.6.3	Messschriebe im Flussschwächbereich	85
6.6.4	Ursache der Störungen auf den Stromregelkreisen	90
6.7	Synchronisierte Pulsung	91

6.8	Zusammenfassung und Fazit.	103
7	Alternatives Regelungskonzept: Direct Torque Control (DTC).	105
7.1	Direkte Regelungsstrukturen.	105
7.2	Grundkonzept der DTC.	106
7.2.1	Fluss- und Drehmomentbeobachter	111
7.2.1.1	Spannungsmodell	111
7.2.1.2	Strommodell	112
7.3	Wirkungsgradoptimierter Betrieb von PMSM mit DTC	112
7.3.1	Adaption der Arbeitspunktsteuerung für die DTC	113
7.3.2	Drehmoment abhängig von Statorflussbetrag und Lastwinkel.	113
7.3.3	Betrieb von SPMSM im Ankerstell- und Flussschwächbereich mit DTC	114
7.3.4	Betrieb von IPMSM im Ankerstell- und Flussschwächbereich mit DTC.	116
7.3.5	Schaltfrequenz und Hysteresebandbreite	119
7.3.5.1	Implikationen zeitdiskret arbeitender Hystereseregler	119
7.4	DTC mit überlagerter Arbeitspunktsteuerung im Ankerstellbereich	120
7.4.1	Drehzahlabhängigkeit der Drehmomentdynamik	124
7.5	DTC mit überlagerter Arbeitspunktsteuerung im Flussschwächbereich	125
7.5.1	Flusskorrekturregler für die DTC	125
7.5.2	Simulationsrechnungen im Flussschwächbereich.	127
7.5.3	Messschriebe im Flussschwächbereich.	129
7.6	Vorteile der DSR im Flussschwächbereich.	132
7.7	Zusammenfassung und Fazit.	134
8	Fazit	137
8.1	Zusammenfassung.	137
8.2	Ausblick	139
	Literaturverzeichnis.	141
Anhang A	Zeitdiskrete Maschinenmodellierung	147
Anhang B	Datenblatt PM-Material.	151
Anhang C	Vorsteuerung von Kreuzsättigungseffekten.	153
Anhang D	Zeitdiskretes Streckenmodell.	155
Anhang E	DTC-Schalttabelle	159

Verzeichnis verwendeter Formelzeichen und Abkürzungen

Abkürzungen

ARW	Anti-Reset Windup
ASM	Asynchronmotor
DSP	Digitaler Signal Prozessor
DSR	Direkte Selbstregelung
DTC	Direct Torque Control
EV	Electric Vehicle
EMK	Elektromotorische Kraft
FOR	Feld- bzw. Flussorientierte Regelung
HEV	Hybrid Electric Vehicle
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPMSM	PMSM mit in die Rotorstruktur eingelassenen Magneten
MTPC	Maximum Torque per Current
MTPF	Maximum Torque per Flux
PM	Permanentmagnet
PWM	Pulsweitenmodulation
PMSM	Permanentmagnet-Synchronmaschine
SPMSM	PMSM mit auf der Rotoroberfläche angebrachten Magneten
SRM	Geschaltete Reluktanzmaschine

Formelzeichen

a	Aussteuerungsgrad
a^*	Sollaussteuerung

$(a^*)^*$	Sollwert für den Aussteuerungsregelkreis
a_{IK}, a_{AK}	Aussteuerungsgrad auf dem Innen- bzw. Aussenkreis des Hexagons, das durch die 6 elementaren Spannungszeiger eines dreiphasigen Umrichters mit Spannungszwischenkreis aufgespannt wird
\underline{A}	Systemmatrix
b	Magnetische Flussdichte
\underline{B}	Eingangsmatrix
\underline{E}	Einheitsmatrix
e	Störgröße
e_{pred}	Prädiktionsfehler
f_P	Pulsfrequenz
$f_{P, \text{max}}$	Maximal zulässige Pulsfrequenz
f_1	Grundfrequenz
$g = L_q/L_d$	Polfühligkeit bzw. Saliency
$G_{S, d}, G_{S, q}$	Übertragungsfunktion der entkoppelten Strecken der Stromregelkreise
$G_{R, d}, G_{R, q}$	Übertragungsfunktion der Stromregler
$G_{V, d}, G_{V, q}$	Übertragungsfunktion der Sollgrößenvorsteuerung
G_e	Störungsübertragungsfunktion der geschlossenen Stromregelkreise
G_w	Führungsübertragungsfunktion der geschlossenen Stromregelkreise
h	Magnetische Feldstärke
H_T, H_Ψ	Toleranzbandbreite der beiden schaltenden Regler einer DTC
$\underline{H}(\omega_{RS}, T_a)$	Zeitdiskrete Eingangsmatrix
i_d, i_q	Statorströme im rotorfesten d -, q - Koordinatensystem
\dot{i}_{dq}	Statorstromvektor im rotorfesten d -, q - Koordinatensystem
i_α, i_β	Statorströme im statorfesten α -, β - Koordinatensystem
$\dot{i}_{\alpha\beta}$	Statorstromvektor im statorfesten α -, β - Koordinatensystem
I_{max}	Maximal zulässige Stromzeigerlänge
$I_0 = \Psi_P/L_d$	Kurzschlussstrom der Maschine
$k = I_{\text{max}}/I_0$	Verhältnis von Maximalstrom zum Kurzschlussstrom
K_P	Verstärkung des P-Anteils der Stromregler
K_I	Verstärkung des I-Anteils der Stromregler
K_V	Verstärkung der Sollwertvorsteuerung der Stromregler

L_d	Rotorfeste Induktivität in d -Richtung
L_q	Rotorfeste Induktivität in q -Richtung
$L_{dd, diff}, L_{qq, diff}$	Differentielle Selbstinduktivitäten
$L_{dq, diff}, L_{qd, diff}$	Differentielle Kreuzkoppelinduktivitäten
\underline{L}_{dq}	2×2 -Induktivitätsmatrix im rotorfesten Koordinatensystem
n_{mech}	Mechanische Drehzahl der Maschine
n_p	Pulszahl
p	Polpaarzahl
R_S	Ohmscher Widerstand der Statorwicklungen
t	Zeit
T_a	Abtastzeit der feldorientierten Regelung
T	Luftspaltdrehmoment
T^*	Solldrehmoment
T^*_{lim}	Begrenztes Solldrehmoment
T_{max}	Maximal stellbarer Drehmomentbetrag
T_{mess}	Gemessenes Drehmoment
\underline{u}	Eingangsvektor
u_d, u_q	Statorspannung im rotorfesten d -, q -Koordinatensystem
\underline{u}_{dq}	Statorspannungsvektor im rotorfesten d -, q -Koordinatensystem
\underline{u}_{dq}^*	Sollspannungsvektor
u_α, u_β	Statorspannung im statorfesten α -, β -Koordinatensystem
$\underline{u}_{\alpha\beta}$	Statorspannungsvektor im statorfesten α -, β -Koordinatensystem
$\underline{u}_{ind, rot}$	Rotatorisch induzierte Spannungen
u_{dc}	Zwischenkreisspannung
u_{max}	Maximale Spannungszeigerlänge
\underline{w}	Störgrößenvektor
\underline{x}	Zustandsvektor
α_i	Polstellen der Führungsübertragungsfunktion der Stromregler
β_i	Nullstellen der Führungsübertragungsfunktion der Stromregler
δ	Lastwinkel
ε_{RS}	Elektrischer Rotorwinkel

$\varepsilon_{RS}[k]$	Elektrischer Rotorwinkel zum Abtastpunkt k
Θ_{PM}	Auf die Permanentmagnete zurückgehende Durchflutung
ϑ_{PM}	Temperatur des Permanentmagnetmaterials
ϑ_S	Temperatur der Statorwicklungen
τ_d, τ_q	Zeitkonstanten der entkoppelten Strecken der Stromregelkreise
$\underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a)$	Transitionsmatrix
Ψ_d, Ψ_q	Statorflüsse im rotorfesten d -, q - Koordinatensystem
$\underline{\Psi}_{dq}$	Statorflussvektor im rotorfesten d -, q - Koordinatensystem
Ψ_α, Ψ_β	Statorflüsse im statorfesten α -, β - Koordinatensystem
$\underline{\Psi}_{\alpha\beta}$	Statorflussvektor im statorfesten α -, β - Koordinatensystem
$ \underline{\Psi} $	Statorflussbetrag / Statorflusszeigerlänge
Ψ_{max}	Maximal zulässiger Statorflussbetrag / Statorflusszeigerlänge
Ψ_{opt}	Optimaler Statorflussbetrag / Statorflusszeigerlänge
Ψ_P	Permanentflussbetrag
ω_{RS}	Elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotors gegenüber dem Stator
$\omega_{\Psi R, max}$	Maximal erreichbare elektrische Winkelgeschwindigkeit des Gesamtflussvektors in Bezug auf den Rotor

Allgemeine Festlegungen

\underline{x}	Vektorielle Größe
\underline{X}	Matrix-Größe

Indizes

a, b, c	Bezogen auf die Phasen a, b, c
d	Bezogen auf die d -Achse des rotorfesten Koordinatensystems
q	Bezogen auf die q -Achse des rotorfesten Koordinatensystems
α	Bezogen auf die α -Achse des statorfesten Koordinatensystems
β	Bezogen auf die β -Achse des statorfesten Koordinatensystems
sim	Simulierte Größe

Koordinatensysteme

α, β	Achsen des statorfesten Koordinatensystems
d, q	Achsen des rotorfesten Koordinatensystems
K	Beliebig orientiertes Koordinatensystem

Operatoren und Funktionen

$f_{dq}(i_{dq})$	Vektorielle, bijektive Funktion, die den Stromvektor i_{dq} auf den Flussvektor $\underline{\psi}_{dq}$ abbildet
$x[k]$	Größe x zum Abtastzeitpunkt $[k]$
$f_1(\underline{\psi} , T)$	Vektorielle Funktion die $ \underline{\psi} $ und T auf i_{dq} abbildet
$\underline{Q}(\varepsilon)$	Drehung um den Winkel ε
∇	Nabla-Operator
$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	Matrix

1 Einleitung

Das klassische Verkehrskonzept mit verbrennungsmotorisch betriebenen Automobilen als Hauptträger des Individualverkehrs findet in der öffentlichen Wahrnehmung immer weniger Akzeptanz. Der Vorrat an fossilen Brennstoffen ist begrenzt und ihr Einsatz in verbrennungsmotorisch betriebenen Automobilen führt zu CO_2 -Emissionen, die aus Klimaschutzgründen unerwünscht sind.

Dies zwingt zur Entwicklung von alternativen Antriebskonzepten, bei denen elektrischen Antrieben eine Schlüsselrolle zukommt [15]. Es lassen sich Konzepte unterscheiden, bei denen die Fahrzeuge ausschließlich mit einem elektrischen Fahrantrieb ausgerüstet sind (Electric Vehicle, EV) oder bei denen der Verbrennungsmotor durch einen elektrischen Fahrantrieb unterstützt wird (Hybrid Electric Vehicle, HEV). Das große Problem hierbei ist die geringe Energie- und Leistungsdichte elektrischer Energiespeicher von ca. 120 - 150 Wh/kg bei modernen Lithium-Ionen Batterien verglichen mit der fossiler Brennstoffe von ca. 12000 Wh/kg für Benzin [69].

Eine der wichtigsten Anforderungen an den elektrischen Antrieb ist daher (neben einer Minimierung des Bauraums) ein hoher Wirkungsgrad, damit die gespeicherte Energie optimal ausgenutzt werden kann. Aus diesem Grund sind Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM) mittlerweile der am weitesten verbreitete elektrische Maschinentyp für Traktionsapplikationen im Automobil. Dies ist maßgeblich durch die Entwicklung leistungsstarker Seltenerd-Permanentmagnetmaterialien wie $NdFeB$ oder $SmCo$ in den letzten 20 Jahren bedingt. Im Gegensatz zu Asynchronmaschinen (ASM), die seit Jahrzehnten in Schienenfahrzeugen als Fahrmotoren im Einsatz sind, ist die Erfahrung mit PMSM in solchen Fahrzeuganwendungen eher gering.

Insbesondere Interior PMSM (IPMSM), bei denen die Permanentmagnete in die Rotorstruktur eingelassen sind, weisen in Bezug auf Leistungsdichte und Wirkungsgrad hervorragende Eigenschaften auf. Diese Arbeit beschäftigt sich daher mit der wirkungsgradoptimierten Regelung hoch ausgenutzter IPMSM im Antriebsstrang von Automobilen.

Aufbau der Arbeit

In Kap. 2 wird das System „Elektrischer Antrieb“ mit seinen Grenzen und Schnittstellen definiert und die besondere Eignung von IPMSM als elektrische Maschine in automobilen Fahrantrieben motiviert. Darüber hinaus werden die Anforderungen aufgezeigt, die speziell an die Regelung des IPMSM-basierten Fahrantriebs gestellt werden.

In Kap. 3 wird ein für die Drehmomentregelung geeignetes, feldorientiertes Maschinenmodell hergeleitet und die Beschränkung des Arbeitsbereiches des Antriebs durch Strom- und Spannungsgrenze wird thematisiert. Darüber hinaus werden die besonderen Eigenschaften hoch ausgenutzter IPMSM aufgezeigt. Hierzu zählen z.B. die Eisen-Sättigungscharakteristik, die nichtsinusförmige EMK, die Induktivitätsharmonischen und die temperaturabhängigen Eigenschaften des Permanentmagnetmaterials.

In Kap. 4 wird der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Versuchsaufbau vorgestellt, auf dem die entworfenen Regelungsalgorithmen getestet und verifiziert wurden.

In Kap. 5 wird zunächst der Stand der Technik zum wirkungsgradoptimierten Betrieb von IPMSM thematisiert, bei dem auch das für diesen Maschinentyp charakteristische Reluktanzdrehmoment optimal ausgenutzt wird. Die wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkte werden durch MTPC-optimale (**M**aximum **T**orque **p**er **C**urrent) Arbeitspunkte, in denen das Drehmoment mit einem Stromzeiger minimaler Länge gestellt wird, angenähert und eine auf Kennfeldern basierende Struktur zur Drehmomentsteuerung wird hergeleitet, die es erlaubt, MTPC-optimale Arbeitspunkte bei gegebenem Sollmoment, Drehzahl und Zwischenkreisspannung zu identifizieren.

In Kap. 6 wird eine der Drehmomentsteuerung unterlagerte feldorientierte Stromregelung (FOR) entworfen, deren Aufgabe es ist, die von der Arbeitspunktsteuerung vorgegebenen Sollströme in die Maschine einzuprägen. Hierzu wird zunächst ein geeignetes zeitdiskretes Streckenmodell hergeleitet, das den Antrieb auch im oberen Drehzahlbereich mit guter Genauigkeit beschreibt. Es wird besonderes Augenmerk auf den kritischen Betrieb im Flussschwäcbereich gelegt, wo der Antrieb definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben wird und eine gute Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung für die Maximierung von Wirkungsgrad und Drehmomentausbeute von entscheidender Bedeutung ist.

Alternativ zur FOR wird in Kap. 7 die DTC als unterlagerte Regelungsstruktur untersucht. Auch bei dieser Regelungsstruktur ist der Betrieb im Flussschwäcbereich kritisch und es sind zusätzliche Maßnahmen nötig, um den Antrieb auch hier sicher zu betreiben.

In Kap. 8 werden die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst und es wird ein Ausblick auf Themen gegeben, die Gegenstand künftiger Forschungsarbeit sein können.

2 Elektrische Antriebe für automobiler Fahrwendungen

In diesem Kapitel wird der Begriff "Elektrischer Antrieb" definiert. Die Anforderungen an einen elektrischen Traktionsantrieb in Elektrofahrzeugen (EV) bzw. Hybridfahrzeugen (HEV) werden thematisiert. Es wird ein Überblick über verschiedene elektrische Maschinen gegeben, die im Antriebsstrang von EV bzw. HEV eingesetzt werden, und der Einsatz von IPMSM wird motiviert. Die Anforderungen an die Regelung eines IPMSM-basierten Fahrtriebs werden genannt.

Unter einem elektrischen Antrieb ist die Kombination von elektrischer Maschine, speisendem Umrichter (Leistungselektronik), Steuerung bzw. Regelung sowie notwendiger Sensorik zu verstehen [7]. Die elektrische Energieversorgung soll in dieser Arbeit nicht als Teil des elektrischen Antriebs verstanden werden. Sie bestimmt aber zusammen mit dem Wirkungsgrad das stellbare Drehmoment bzw. die Leistung.

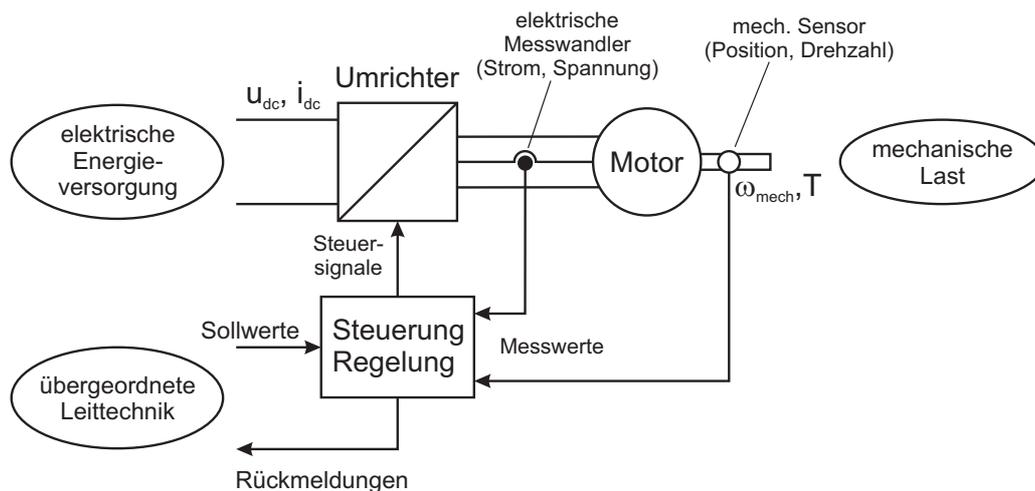


Bild 2.1: Komponenten eines elektrischen Antriebs [7]

Der elektrische Antrieb ist eine Kernkomponente von Elektrofahrzeugen. Für automobiler Fahrwendungen werden an ihn folgende Anforderungen gestellt [2], [15]:

1. Hohe Drehmoment- und Leistungsdichte bezogen auf Bauraum und Masse
2. Hohes Drehmoment bei geringer Drehzahl zum Anfahren, sowie hohe Leistung bei hoher Drehzahl für Fahrten mit Reisegeschwindigkeit
3. Abdecken eines breiten Drehzahlbereiches, der sowohl einen Konstant-Drehmomentbereich wie auch einen Konstant-Leistungsbereich beinhaltet
4. Hohe Bandbreite der Drehmomentregelung
5. Hoher Wirkungsgrad über einen breiten Drehzahl- und Drehmomentbereich
6. Hohe Zuverlässigkeit und Robustheit bei geringem Wartungsaufwand
7. Beherrschbares Verhalten im Fehlerfall
8. Geringe Kosten

Eine Kernkomponente des elektrischen Antriebs, die maßgeblich seine Eigenschaften bestimmt, ist die elektrische Maschine. Bei der Auslegung eines elektrischen Antriebs bestimmt sie maßgeblich die übrigen Komponenten des Antriebs. Dies gilt für die Topologie des speisenden Umrichters, die Anforderung an die Steuerungs- bzw. Regelungshardware und die notwendige Sensorik. Vor- und Nachteile verschiedener Maschinentypen für den Einsatz im Antriebsstrang von Elektrofahrzeugen sind Gegenstand vieler Veröffentlichungen: [2], [15], [29], [40], [53], [63]. Die Gleichstrommaschine, die ursprünglich den Markt für drehzahl- bzw. drehmomentgeregelte Antriebe nicht nur für Fahrwendungen beherrscht hat, ist heute fast vollständig durch kostengünstige und wartungsarme bürstenlose Maschinen abgelöst worden, so dass aktuell hauptsächlich drei Maschinentypen für automobiler Fahrwendung in Betracht gezogen werden:

- Asynchronmaschine (ASM)
- Permanentmagnet-Synchronmaschine (PMSM)
- Geschaltete Reluktanzmaschine (SRM)

In den wissenschaftlichen Veröffentlichungen zu elektrischen Fahrantrieben für Automobile dominieren ASM und PMSM deutlich. SRM werden auf diesem Gebiet auf Grund ihrer einfachen und robusten Bauweise, der geringen Kosten und ihrer für Fahrwendungen gut geeigneten Drehmoment-Drehzahlcharakteristik großes Potential zugeschrieben [53]. Sie haben sich bis jetzt aber nicht durchsetzen können. Als Gründe hierfür werden die Schwierigkeiten bei Design und Regelung der Maschine genannt. Zudem haben SRM den Nachteil einer starken Geräusentwicklung [15], bzw. muss die Geräusentwicklung bei der Maschinenkonstruktion zumindest besonders berücksichtigt werden, und sie sind in Bezug auf Wirkungsgrad und Leistungsdichte PMSM unterlegen.

ASM beherrschen schon seit langer Zeit den Markt für elektrische Fahrantriebe von Schienenfahrzeugen. Gründe hierfür sind die niedrigen Kosten, die hohe Robustheit und das gutmütige Verhalten im Fehlerfall beim Betrieb im Flussschwäcbereich. Sie sind allerdings in Bezug auf Wirkungsgrad und Leistungsdichte (bezogen sowohl auf Bauraum wie auch auf

Masse) PMSM unterlegen. Bedingt durch die fortschreitende Entwicklung von leistungsstarken Seltenerd-Permanentmagnetmaterialien wie *NdFeB* und *SmCo* mit immer höheren Energiedichten hat sich dieser Vorteil von PMSM weiter verstärkt und es ist zu erwarten, dass dieser Trend auch in Zukunft anhält. Demgegenüber ist auf Grund des hohen Reifegrades der Technologie das weitere Entwicklungspotential von ASM-Fahrerantrieben in Bezug auf Drehmoment- und Leistungsdichte als eher gering einzuschätzen. Für Fahrerantriebe von Schienenfahrzeugen spielen Wirkungsgrad und Leistungsdichte nicht die Schlüsselrolle, die sie im Automobilbereich spielen. Aus diesem Grund ist für Fahreranwendungen im Automobilbereich die PMSM mittlerweile der dominierende Maschinentyp [2], [29], [57], [63].

Die Eigenschaften von PMSM hängen stark von der Anordnung der Permanentmagnete auf dem Rotor ab. Man unterscheidet zwischen **Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor (SPMSM)**, bei denen die Permanentmagnete auf der Oberfläche des Rotors angebracht werden und **Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM)**, bei denen die Permanentmagnete in die Rotorstruktur eingelassen sind (siehe Kap. 3.1). Da IPMSM einen höheren Wirkungsgrad und höhere Leistungsdichten als SPMSM aufweisen, werden im automobilen Antriebsstrang bevorzugt IPMSM eingesetzt [63].

2.1 Anforderungen an die Regelung von IPMSM

Die Fahrerantriebe im Automobilbereich werden drehmomentgeregelt betrieben. Aufgabe der Regelung ist es, bei gegebener Zwischenkreisspannung und Drehzahl, das geforderte Drehmoment exakt und mit hoher Dynamik möglichst wirkungsgradoptimal zu stellen. Eine Regelungsstruktur, die diese Anforderungen erfüllt, muss zwei Dinge leisten:

- Bestimmung des Arbeitspunktes, in dem die Maschine betrieben werden soll
- Einprägen des Arbeitspunktes in die Maschine

Bei der Wahl des Arbeitspunktes ist zu beachten, dass IPMSM neben dem Hauptdrehmoment, das auf eine Wechselwirkung von Ankerstrom und Permanentmagnetfluss zurückgeht, bei geeigneter Bestromung auch ein Reluktanzdrehmoment erzeugen. Es resultiert eine nichtlineare Drehmomentgleichung, so dass eine eindeutige Trennung zwischen einer drehmoment- und einer flussbildenden Stromkomponente nicht möglich ist. Um das Potential von IPMSM voll auszuschöpfen, muss das Reluktanzdrehmoment bei der Wahl des Arbeitspunktes berücksichtigt werden. In Kap. 5 wird eine geeignete Struktur zur Arbeitspunktsteuerung vorgestellt, die das Reluktanzdrehmoment ausnutzt und Strom- und Spannungsgrenze des Antriebs berücksichtigt.

Die von der Arbeitspunktsteuerung vorgegebenen Arbeitspunkte sind dann von einer unterlagerten Regelungsstruktur einzuregulieren. Ist der Arbeitspunktsteuerung eine feldorientierte Stromregelung unterlagert, so ist der Arbeitspunkt in Form einer Sollstromkombination vorzugeben. Für direkte Regelungsstrukturen (DTC, DSR) muss er in Form einer Kombination von Solldrehmoment und Sollfluss vorliegen. Eine besondere Herausforderung für die unterlagerte Regelungsstruktur stellt die Forderung nach einer hohen Drehmomentdynamik im Konstantleistungsbereich dar, in dem der Antrieb definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben wird. Hierbei gilt es, möglichst nah an der Spannungsgrenze zu fahren, um

die installierte Zwischenkreisspannung möglichst gut auszunutzen und so den Wirkungsgrad und das stellbare Drehmoment des Antriebs zu maximieren. Unterlagerte Regelungsstrukturen, wie die feldorientierte Stromregelung (FOR) oder die Direct Torque Control (DTC) benötigen allerdings ein Mindestmaß an Spannungsreserve, um die Arbeitspunkte mit der hohen geforderten Dynamik einprägen zu können. Um den gestellten Anforderungen gerecht zu werden, ist das Zusammenspiel von überlagerter Arbeitspunktsteuerung und unterlagerter Stromregelungsstruktur von entscheidender Bedeutung.

3 Modellierung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM)

In diesem Kapitel erfolgt die Modellierung von PMSM-Antrieben zum Zweck der Drehmomentregelung. Es wird zunächst auf die Besonderheiten von PMSM mit eingebetteten Magneten (IPMSM) eingegangen. Dieser Maschinentyp besitzt eine sehr hohe Leistungsdichte und wird daher bevorzugt im Antriebsstrang von Automobilen eingesetzt. Im Anschluss daran erfolgt in Kap. 3.2 und Kap. 3.3 die Herleitung der Spannungs- und Drehmomentgleichungen dieses Maschinentyps in ständer- und in rotorfesten Koordinaten basierend auf dem Grundwellenmodell. In Kap. 3.4 wird der zulässige Betriebsbereich des Antriebs hergeleitet, der durch Strom- und Spannungsgrenze beschränkt wird. In diesem Zusammenhang wird diskutiert, unter welchen Voraussetzungen die Spannungsgrenze auf Kurven konstanten Flusses zurückgeführt werden kann. Der typische Verlauf von Isofluss- und Isodrehmomentkurven im i_d -, i_q -Koordinatensystem wird dargestellt. In Kap. 3.5 und Kap. 3.6 werden die besonderen Eigenschaften der speziell in dieser Arbeit betrachteten IPMSM, die nicht in dem hergeleiteten Grundwellenmodell berücksichtigt werden, aber für die Regelung der Maschine von Bedeutung sind, thematisiert. Hierzu zählen Eisen-Sättigungseffekte, Flussharmonische und Induktivitätsharmonische. In Kap. 3.7 wird schließlich die Temperaturabhängigkeit des PMSM-Modells aufgezeigt.

3.1 Permanentmagnet-Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten (IPMSM)

Die charakteristischen Eigenschaften von PMSM werden maßgeblich durch das Rotor-design bestimmt. Man unterscheidet **Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor (SPMSM)**, bei denen die Permanentmagnete auf der Oberfläche des Rotors angebracht sind, und **Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM)**, bei denen sie in die Rotorstruktur eingelassen sind. IPMSM weisen gegenüber SPMSM Vorteile in Bezug auf Wirkungsgrad und Leistungsdichte (bezogen sowohl auf Bauraum wie auch auf Masse)

auf und kommen daher in automobilen Fahrtrieben bevorzugt zum Einsatz [63]. Bild 3.1 zeigt links den schematischen Querschnitt von SPMSM und rechts den von IPMSM. Der Stator ist jeweils mit dreiphasigen Drehfeldwicklungen bestückt. Da die relative Permeabilität des Permanentmagnetmaterials in etwa der von Luft entspricht, sind die Permanentmagnete wie der Luftspalt in weiß, das Eisen von Rotor und Stator in grau dargestellt. Bei SPMSM befinden sich Permanentmagnete auf der Rotoroberfläche, bei IPMSM sind sie in den Rotor eingelassen. Dies führt dazu, dass die effektive Luftspaltbreite bei SPMSM entlang des Rotorumfangs konstant ist, während sie bei IPMSM in d -Richtung deutlich größer als in q -Richtung ist. Die Selbstinduktivitäten der drei Phasen sind entsprechend abhängig vom Rotorwinkel ε_{RS} . Dies führt zu der charakteristischen Eigenschaft von IPMSM, dass die Induktivität L_d in Richtung des Permanentflusses deutlich kleiner ist als die Induktivität L_q quer zur Richtung des Permanentmagnetflusses.

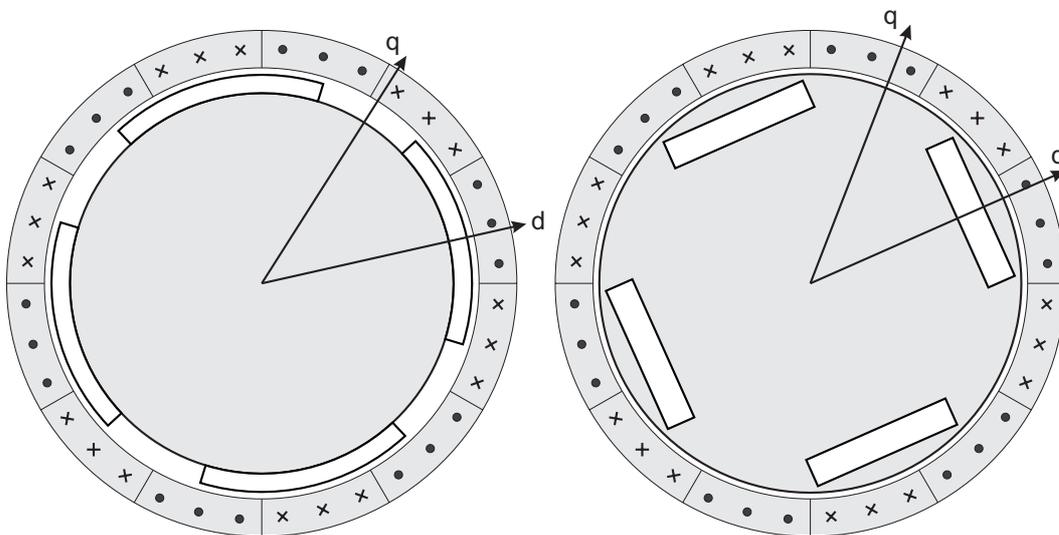


Bild 3.1: Schematischer Querschnitt einer SPMSM (links) und einer IPMSM (rechts)

3.2 Modellierung im zweiphasigen, ständerfesten Bezugssystem

Zur Modellierung von PMSM hat sich die Raumzeigerdarstellung als vorteilhaft erwiesen, die darauf basiert, dass die betrachteten Größen - etwa der Strombelag oder die magnetische Flussdichte - als sinusförmig um den Rotorumfang verteilt angenommen werden, und unter dieser Voraussetzung durch einen komplexen Zeiger oder alternativ durch einen zweidimensionalen Vektor repräsentiert werden können¹. Die Transformation von den drei Stranggrößen x_a , x_b , x_c einer dreiphasigen Maschine auf die äquivalente Darstellung in Form eines zweidimensionalen Vektors $\underline{x}_{\alpha\beta}$ mit den Komponenten x_α und x_β ist in Gl. (3.1) gegeben.

1. In dieser Arbeit wird stets die Darstellung als zweidimensionalen Vektor gewählt.

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_V \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

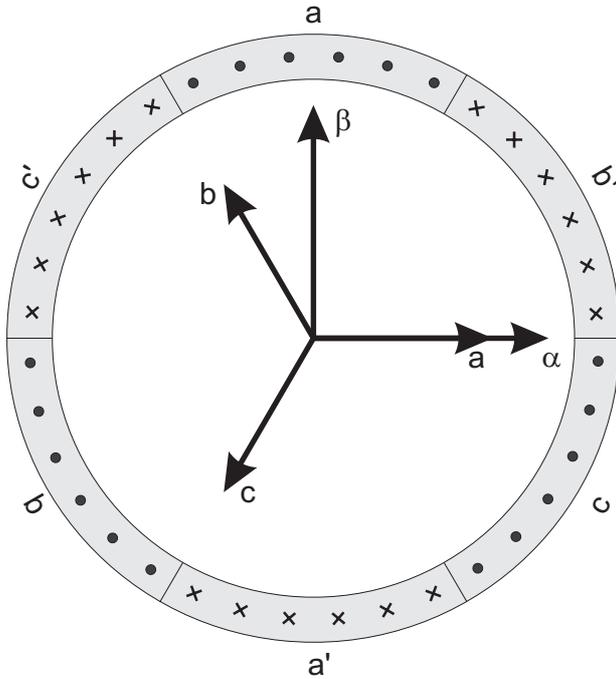


Bild 3.2: Schematischer Statorquerschnitt von PMSM mit Magnetisierungsrichtungen der drei Phasen und statorfestem Koordinatensystem

Raumzeigerlänge überein. Bild 3.2 zeigt den schematischen Querschnitt des Stators einer dreiphasigen Synchronmaschine mit Polpaarzahl 1, die Magnetisierungsrichtungen der 3 Phasen a , b und c sowie das statorfeste, zweiphasige α -, β -Koordinatensystem. Die Orientierung der α -Achse wird üblicherweise so gewählt, dass sie mit der Magnetisierungsrichtung der Phase a übereinstimmt.

Die Spannungsgleichung der PMSM im α -, β -Koordinatensystem ist in vektorieller Form durch Gl. (3.2) gegeben.

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = R_S \dot{i}_{\alpha\beta} + \dot{\underline{\Psi}}_{\alpha\beta} \quad (3.2)$$

Hierbei sind Strom-, Spannungs- und Flussverkettungsvektor wie folgt definiert:

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}; \dot{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix}; \underline{\Psi}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix}$$

$\underline{\Psi}_{\alpha\beta}$ beschreibt die gesamte Flussverkettung, die auf den Permanentmagnetfluss und den durch die Statorströme induzierten Fluss zurückgeht¹. Der durch die Statorströme indu-

Wie schon erwähnt, geht die Raumzeigerdarstellung von räumlich sinusförmig verteilten Größen aus. Sie beschreibt somit ein „Grundwellenmodell“ der Maschine und enthält keinerlei Informationen über Oberwellen. Bei der Transformation nach Gl. (3.1) geht auch die Informationen über eine ggf. vorhandene Nullkomponente $x_0 = (x_a + x_b + x_c)$ verloren. Da bei elektrischen Maschinen der Sternpunkt aber in der Regel nicht angeschlossen ist, ist die Nullkomponente der Strangströme stets Null und die in den Strangspannungen des pulsierenden Umrichters vorhandene Nullkomponente wirkt sich nicht auf die Ströme aus. Die gebräuchlichste Wahl für den Vorfaktor K_V in Gl. (3.1) ist die amplitudeninvariante Form, bei der $K_V = 2/3$ gewählt wird. In diesem Fall stimmt die Amplitude der Phasenströme mit der

zierte Fluss wird in dieser Arbeit in Anlehnung an die Terminologie bei Gleichstrommaschinen als Ankerrückwirkung bezeichnet.

Das erzeugte Drehmoment ergibt sich aus dem Kreuzprodukt von Strom- und Flussvektor.

$$T = \frac{3}{2}p(\underline{\Psi}_{\alpha\beta} \times i_{\alpha\beta}) = \frac{3}{2}p(\underline{\Psi}_K \times i_K) \quad (3.3)$$

Für das Kreuzprodukt ist die absolute Lage der Vektoren unerheblich. Es wird ausschließlich durch ihre relative Lage bestimmt. Die durch Gl. (3.3) gegebene Beschreibung des Drehmoments gilt daher nicht nur im statorfesten α -, β -Koordinatensystem sondern bleibt in beliebig orientierten Koordinatensystemen K gültig, solange beide Vektoren in dem selben Koordinatensystem dargestellt sind.

3.3 Mitdrehendes, rotorfestes Koordinatensystem

Für die Antriebsregelung wird üblicherweise ein rotororientiertes Maschinenmodell gewählt. Betrachtet man eine PMSM im stationären Betrieb bei einer Drehzahl ungleich Null, so liegen im statororientierten Koordinatensystem Ströme, Spannungen und Flüsse in Form von sinusförmigen Wechselgrößen vor, während sie im rotororientierten Koordinatensystem als Gleichgrößen vorliegen. Eine Regelung im rotororientierten Koordinatensystem ermöglicht also die Übertragung der bekannten und leistungsfähigen Regelungskonzepte von Gleichstrom- auf Drehfeldmaschinen. Die beiden Achsen des rotororientierten Koordinatensystems werden als längs- bzw. d -Achse und quer- bzw. q -Achse bezeichnet. Der elektrische Rotorwinkel ε_{RS} gibt die Magnetisierungsrichtung des Permanentflusses an und die d -Achse ist so definiert, dass sie mit dieser Richtung übereinstimmt. Die q -Achse ist entsprechend quer zur Magnetisierungsrichtung des Permanentflusses ausgerichtet. Bild 3.3 zeigt rotor- und statororientiertes Koordinatensystem, die um den Rotorwinkel ε_{RS} gegeneinander verdreht sind.

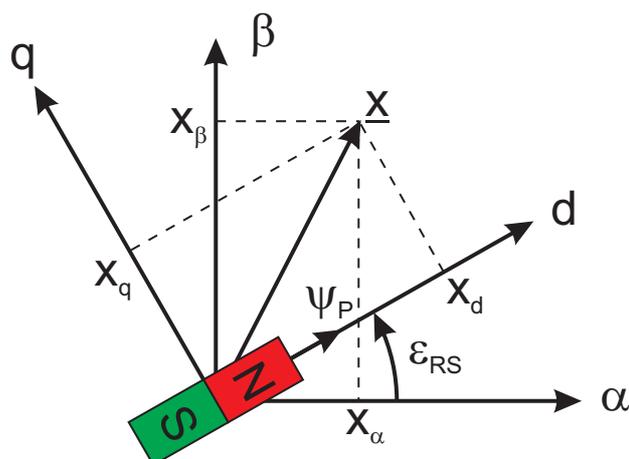


Bild 3.3: Stator- und rotorfestes Koordinatensystem

1. Da im Folgenden fast ausschließlich verkettete Flussgrößen betrachtet werden, wird der Einfachheit halber nicht immer auf diesen Umstand hingewiesen, so dass oft nur von „Fluss“ die Rede ist, auch wenn es sich tatsächlich um einen verketteten Fluss handelt.

Die Transformation zwischen beiden Koordinatensystemen erfolgt mit Hilfe der durch Gl. (3.4) gegebenen Park-Transformation, für die der Rotorwinkel ε_{RS} bekannt sein muss, wobei ε_{RS} als Winkel zwischen der α -Achse und der Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete definiert ist (vgl. Bild 3.3).

$$\begin{aligned} \underline{x}_{dq} &= \underline{Q}(\varepsilon_{RS}) \underline{x}_{\alpha\beta} \\ \underline{x}_{\alpha\beta} &= (\underline{Q}(\varepsilon_{RS}))^{-1} \underline{x}_{dq} \end{aligned} \quad \underline{Q}(\varepsilon_{RS}) = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_{RS}) & \sin(\varepsilon_{RS}) \\ -\sin(\varepsilon_{RS}) & \cos(\varepsilon_{RS}) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Die vektorielle Größe \underline{x} in rotor- bzw. statorfesten Koordinaten ist hierbei definiert durch:

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}; \quad \underline{x}_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

Transformiert man die Spannungsgleichung (3.2) der PMSM in das rotororientierte Koordinatensystem, so resultiert Gl. (3.5).

$$\underline{u}_{dq} = R_S \dot{\underline{i}}_{dq} + \dot{\underline{\psi}}_{dq} + \omega_{RS} \underline{J} \underline{\psi}_{dq} \quad (3.5)$$

wobei die Matrix \underline{J} definiert ist durch:

$$\underline{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Gl. (3.5) ist allgemein und unabhängig vom Auftreten von Eisen-Sättigungseffekten gültig.

3.3.1 Vernachlässigung von Eisen-Sättigungseffekten

Können Eisen-Sättigungseffekte vernachlässigt werden, so ergibt sich die Gesamtflussverkettung in d -, q -Koordinaten $\underline{\psi}_{dq}$ als Summe von Permanentfluss $\underline{\psi}_P$ und Ankerrückwirkungen $\underline{L}_{dq} \dot{\underline{i}}_{dq}$.

$$\underline{\psi}_{dq} = \underline{\psi}_P + \underline{L}_{dq} \dot{\underline{i}}_{dq} \quad (3.6)$$

Hierbei sind Permanentflussvektor $\underline{\psi}_P$ und Induktivitätsmatrix \underline{L}_{dq} gegeben durch:

$$\underline{\psi}_P = \begin{bmatrix} \psi_P \\ 0 \end{bmatrix} \quad \underline{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Der Permanentflussvektor $\underline{\psi}_P$ hat definitionsgemäß nur eine d -Komponente. In der Induktivitätsmatrix \underline{L}_{dq} können mit L_d und L_q der Längs- und Querrichtung feste Induktivitäten zugeordnet werden, wobei für IPMSM $L_d < L_q$ charakteristisch ist. Im Gegensatz zur Darstellung in statorfesten Koordinaten sind die Induktivitäten in rotorfesten Koordinaten keine Funktion des Rotorwinkels ε_{RS} ¹.

1. Oberwellen werden hierbei vernachlässigt.

Mit Gl. (3.6) geht Gl. (3.5) in die bekannten PMSM-Statorspannungsgleichungen über.

$$\underline{u}_{dq} = R_S \underline{i}_{dq} + \underline{L}_{dq} \dot{\underline{i}}_{dq} + \omega_{RS} \underline{J} \underline{L}_{dq} \underline{i}_{dq} + \omega_{RS} \underline{J} \underline{\Psi}_P \quad (3.8)$$

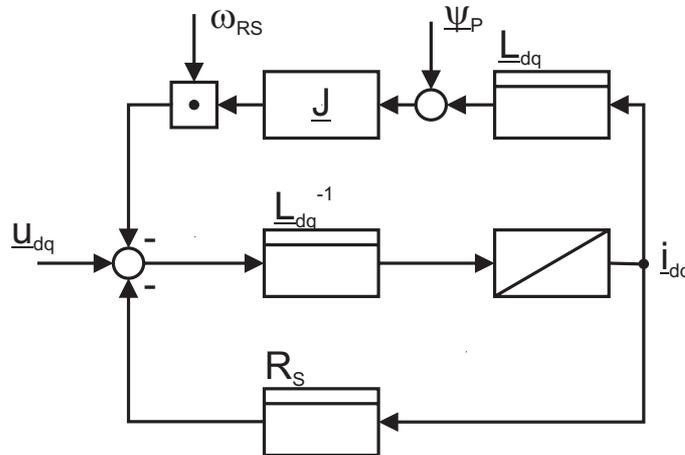


Bild 3.4: Statorspannungsmodell einer PMSM unter Vernachlässigung von Eisensättigung

Wertet man das Kreuzprodukt aus Gl. (3.3) im rotorfesten Koordinatensystem aus, ergibt sich die bekannte Gleichung (3.9) zur Berechnung des Drehmoments.

$$T = \frac{3}{2} p (\underline{\Psi}_{dq} \times \underline{i}_{dq}) = \frac{3}{2} p (\Psi_P + (L_d - L_q) i_d) i_q \quad (3.9)$$

Aus Gl. (3.9) wird deutlich, dass für Maschinen mit $L_d \neq L_q$, wie es für IPMSM charakteristisch ist, beide Stromkomponenten zur Drehmomentbildung beitragen und eine strikte Trennung zwischen feld- und drehmomentbildender Stromkomponente nicht möglich ist.

Hoch ausgenutzte IPMSM, das heißt IPMSM, die auf Ihre Leistungsdichte hin optimiert sind, weisen in der Regel signifikante Sättigungseffekte auf, deren Vernachlässigung nicht zulässig ist [63]. In diesem Fall kann der Fluss nicht über Gl. (3.6) berechnet werden, was auch für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine gilt.

3.4 Zulässiger Betriebsbereich einer IPMSM

Der zulässige Betriebsbereich einer IPMSM wird durch Strom- und Spannungsgrenze eingeschränkt. Zulässige Arbeitspunkte müssen mit beiden Grenzen des Antriebs konform sein. Im Folgenden wird ein Ausdruck der Strom- und Spannungsgrenze in Abhängigkeit der rotororientierten Statorstromkomponenten i_d und i_q hergeleitet, wobei der resultierende Ausdruck für die Spannungsgrenze von einem stationären Betrieb der Maschine ausgeht.

3.4.1 Stromgrenze

Die Stromgrenze geht auf die maximale thermische Belastbarkeit von Maschine und speisendem Umrichter zurück. Um eine thermische Überlastung der Maschine zu vermeiden, darf die Statorstromamplitude einen maximalen Betrag I_{max} nicht dauerhaft überschreiten. Daraus ergibt sich eine entsprechende Beschränkung der Länge des Stromraumzeigers:

$$|i| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{max} \quad (3.10)$$

Abhängig von den thermischen Zeitkonstanten des Antriebs ist eine kurzfristige Überschreitung von I_{max} in der Regel zulässig. Allerdings ist es danach notwendig, den Strom zeitweise auf einen kleineren Wert als I_{max} zu begrenzen, um eine thermische Überlastung zu vermeiden.

3.4.2 Spannungsgrenze

Die Spannungsgrenze geht auf die Zwischenkreisspannung u_{dc} zurück, mit der der elektrische Antrieb gespeist wird. In Bild 3.5 ist das Hexagon dargestellt, das von den 6 aktiven Spannungszeigern u_1, \dots, u_6 eines dreiphasigen Umrichters mit Gleichspannungszwischenkreis aufgespannt wird. Die beiden Nullspannungszeiger u_7 und u_8 sind in der Mitte des Hexagons durch einen Punkt angedeutet. Die Länge der 6 aktiven Spannungszeiger beträgt $2u_{dc}/3$. Alle durch PWM stellbaren Spannungen liegen innerhalb bzw. auf der Grenze des Hexagons.

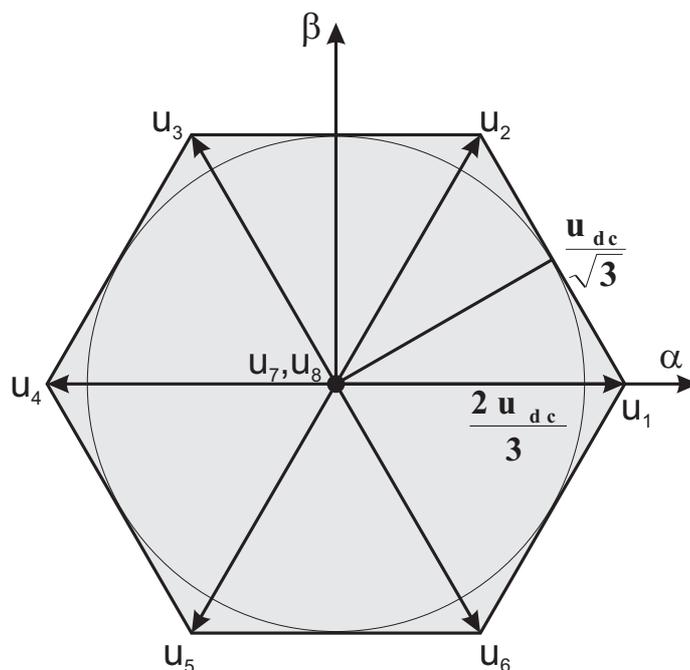


Bild 3.5: Spannungsgrenze in $u_{\alpha\beta}$ -Koordinaten

Soll eine sinusförmige Speisung der Maschine erfolgen, so stellt der Innenkreis des Hexagons die Spannungsgrenze dar, die z.B. in den Spannungskomponenten u_α , u_β beschrieben wird durch:

$$|\underline{u}| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \leq \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} = u_{max} \quad (3.11)$$

Der Spannungsbedarf einer IPMSM wird durch Gl. (3.5) beschrieben. Im stationären Betrieb ergibt er sich aus der vektoriellen Summe des ohmschen Spannungsabfalls am Statorwiderstand $R_S i_{dq}$ und der rotatorisch induzierten Spannung $\underline{u}_{ind, rot}$. Der Betrag der rotatorisch induzierten Spannungen ist durch das Produkt aus elektrischer Kreisfrequenz ω_{RS} und Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}|$ gegeben, wobei $\underline{u}_{ind, rot}$ im oberen Drehzahlbereich maßgeblich den Spannungsbedarf der Maschine bestimmt. Große Maschinen mit hoher Bemessungsleistung weisen typischerweise einen relativ kleinen ohmschen Widerstand auf, so dass hier im oberen Drehzahlbereich der ohmsche Spannungsabfall gegenüber den rotatorisch induzierten Spannung vernachlässigt und der Spannungsbedarf mit guter Genauigkeit durch Gl. (3.13) angenähert werden kann.

$$\underline{u}_{ind, rot, dq} = \omega_{RS} \underline{J} \underline{\psi}_{dq} \quad (3.12)$$

$$|\underline{u}| \approx |\underline{u}_{ind, rot}| = \omega_{RS} \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} = \omega_{RS} |\underline{\psi}| \quad (3.13)$$

Aus Gl. (3.11) und Gl. (3.13) folgt, dass bei gegebener Zwischenkreisspannung und Drehzahl die Spannungsgrenze als maximale Flusszeigerlänge ψ_{max} interpretiert werden kann, wobei der Flusszeiger mit der elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS} rotiert.

$$|\underline{\psi}| \leq \psi_{max} = \frac{u_{dc}}{\omega_{RS} \sqrt{3}} \quad (3.14)$$

Unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten wird der Betrag der Gesamtflussverkettung in der Maschine durch die Ellipsengleichung (3.15) beschrieben. Mittelpunkt und Exzentrizität der Ellipsen konstanten Flusses sind durch Gl. (3.15 a) bzw. Gl. (3.15 b) gegeben.

$$\sqrt{(L_d i_d + \psi_P)^2 + (L_q i_q)^2} = |\underline{\psi}| \quad (3.15)$$

$$\text{Mittelpunkt: } \left(-\frac{\psi_P}{L_d}, 0 \right) \quad (3.15 \text{ a})$$

$$\text{Große und kleine Halbachse: } \frac{|\underline{\psi}|}{L_d}, \frac{|\underline{\psi}|}{L_q} \quad (3.15 \text{ b})$$

3.4.3 Charakteristische Motorkennlinien einer IPMSM

Bild 3.6 zeigt die charakteristischen Kennlinien eines IPMSM in i_d -, i_q -Koordinaten. Der Kreis maximalen Stromes ist in rot dargestellt, die Ellipsen konstanten Flusses in türkis.

Grün dargestellt sind die Kurven konstanten Drehmoments, denen die Drehmomentgleichung (3.9) zu Grunde liegt.

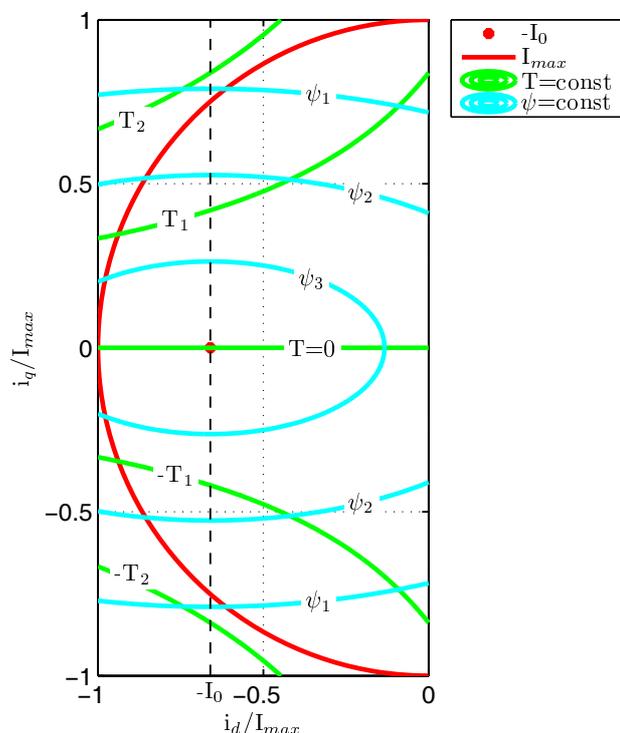


Bild 3.6: Strom-, Fluss- und Drehmomentkennlinien einer IPMSM

Auf Grund der Drehmomentcharakteristik von IPMSM, die dadurch gekennzeichnet ist, dass für $i_d < 0$ Haupt- und Reluktanzdrehmoment das selbe Vorzeichen aufweisen, beschränkt sich die Darstellung auf die Halbebene, in der $i_d \leq 0$ ist.

Eine für einen IPMSM charakteristische Kennzahl ist die Polfühligkeit oder Saliency g , gegeben durch das Verhältnis der Induktivitäten in q - und d -Richtung.

$$g = \frac{L_q}{L_d} \quad (3.16)$$

Für die hier dargestellten Kennfelder beträgt $g = 2$ und entspricht somit einem typischen Wert für hoch ausgenutzte IPMSM. g bestimmt den Verlauf der Iso-Drehmomentkurven und die Exzentrizität der Iso-Flussellipsen. Für $g = 1$ verlaufen die Iso-Drehmomentkurven parallel zur i_d -Achse und die Iso-Flussellipsen gehen in Kreise über.

Eine weitere wichtige Kenngröße ist der Parameter k , gegeben durch das Verhältnis von maximalem Strom zum Kurzschlussstrom der Maschine.

$$k = \frac{I_{max}}{I_0} \quad (3.17)$$

k bestimmt, in welchem Ausmaß der Permanentfluss durch die Ankerrückwirkungen kompensiert werden kann. Entspricht der maximale Strom dem Kurzschlussstrom, so lässt sich der Permanentfluss durch die Ankerrückwirkungen vollständig kompensieren. Ist I_{max} größer als der Kurzschlussstrom, so ist eine Überkompensation des Gesamtflusses möglich. Für den in Bild 3.6 dargestellten Fall beträgt $k = 1,5$, so dass sich der Mittelpunkt der Iso-Flussellipsen innerhalb des Kreises maximalen Stromes befindet.

3.5 Sättigungs- und Kreuzsättigungseffekte

Bei der Modellierung von hoch ausgenutzten IPMSM zum Zweck des Reglerentwurfs ist es in der Regel nicht zulässig, Eisen-Sättigungseffekte zu vernachlässigen [13], [58], [65]. Sie liegen vor, wenn die arbeitspunktabhängigen Fluss- und die damit einhergehenden Flussdichteänderungen dazu führen, dass sich die relative Permeabilität und damit die Reluktanz des Eisens im Flusspfad ändert. In diesem Fall ist die Beschreibung der Gesamtflussverkettung $\underline{\psi}_{dq}$ durch Gl. (3.6) nicht zulässig. Eine Möglichkeit zur Berücksichtigung der Sättigungseffekte ist, die Induktivitäten und den Permanentfluss jeweils als Funktion von i_d und i_q auszudrücken: $L_d(i_{dq})$, $L_q(i_{dq})$ und $\underline{\psi}_P(i_{dq})$. Auf Grund der nichtlinearen Sättigungseffekte lässt sich $\underline{\psi}_{dq}$ allerdings nicht mehr eindeutig auf einen Permanentfluss- und einen Ankerrückwirkungsanteil zurückführen, so dass diese Vorgehensweise einer gewissen Willkür unterliegt. In dieser Arbeit wird der in [65] verwendete Ansatz aufgegriffen, der den Gesamtfluss nicht in einen Permanentfluss- und Ankerrückwirkungsanteil aufteilt, sondern ihn als Funktion beider Stromkomponenten ausdrückt.

$$\underline{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_d(i_{dq}) \\ f_q(i_{dq}) \end{bmatrix} = f_{dq}(i_{dq}) \quad (3.18)$$

$$i_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_d^{-1}(\underline{\psi}_{dq}) \\ f_q^{-1}(\underline{\psi}_{dq}) \end{bmatrix} = f_{dq}^{-1}(\underline{\psi}_{dq})$$

Die vektorielle, bijektive Funktion f_{dq} bilde den Statorstromvektor i_{dq} auf einen Flussvektor $\underline{\psi}_{dq}$ ab und beschreibe somit die magnetischen Eigenschaften der Maschine. Aus Gl. (3.5) und Gl. (3.18) folgt der in Bild 3.7 dargestellte Wirkungsplan einer IPMSM. Treten keine Sättigungseffekte auf, so ist die Funktion f_{dq} durch Gl. (3.6) gegeben.

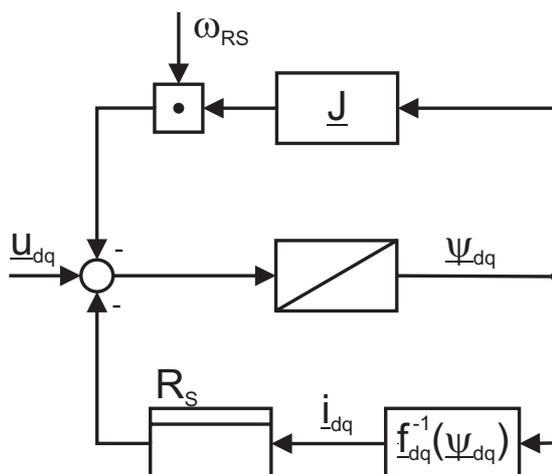


Bild 3.7: Wirkungsplan einer IPMSM

Auf Basis der Gesamtflussverkettungen lassen sich differentielle Induktivitäten definieren, die sich aus den partiellen Ableitungen der Gesamtflussverkettungen nach den beiden

Stromkomponenten ergeben und in der differentiellen Induktivitätsmatrix zusammengefasst werden können:

$$\underline{L}_{dq, diff}(i_{dq}) = \begin{bmatrix} L_{dd, diff} & L_{dq, diff} \\ L_{qd, diff} & L_{qq, diff} \end{bmatrix}, \text{ wobei}$$

$$\begin{aligned} L_{dd, diff}(i_{dq}) &= \left. \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_d} \right|_{i_d, i_q} & L_{dq, diff}(i_{dq}) &= \left. \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_q} \right|_{i_d, i_q} \\ L_{qd, diff}(i_{dq}) &= \left. \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_d} \right|_{i_d, i_q} & L_{qq, diff}(i_{dq}) &= \left. \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_q} \right|_{i_d, i_q} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Die Diagonalelemente der differentiellen Induktivitätsmatrix $\underline{L}_{dq, diff}$ werden als differentielle Selbstinduktivitäten, die Nebendiagonalelemente als dynamische Kreuzkoppelinduktivitäten bezeichnet. In Bild 6.6 sind $\Psi_d(i_{dq})$ und $\Psi_q(i_{dq})$ für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine dargestellt. Die differentiellen Induktivitäten lassen sich graphisch als Steigungen der Flussverkettungen Ψ_d und Ψ_q jeweils in d - und q -Richtung interpretieren. Sie sind in Bild 6.5 dargestellt.

Mit Gl. (3.5), Gl. (3.18) und Gl. (3.19) resultiert folgendes Kleinsignalmodell der Maschine [65]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \underline{L}_{dq, diff}(i_{dq}) \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} + \omega_{RS} \underline{J} \begin{bmatrix} \Psi_d(i_{dq}) \\ \Psi_q(i_{dq}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Der letzte Summand auf der rechten Seite von Gl. (3.20) beschreibt die in Gl. (3.12) eingeführten, rotatorisch induzierten Spannungen $\underline{u}_{ind, rot}$. Sie sind abhängig von den Gesamtflussverkettungen in den beiden Raumrichtungen und verursachen die bekannte Kopplung von d - und q -Achse. Aus Sicht einer zu implementierenden Stromregelung stellen sie eine Störgröße dar, die durch eine Vorsteuerung am Reglerausgang kompensiert werden kann. Die differentiellen Selbstinduktivitäten sind zusammen mit dem ohmschen Widerstand R_S für die Streckendynamik maßgeblich, die dem Stromreglerentwurf in den beiden Raumrichtungen zu Grunde liegt. Liegen keine Sättigungseffekte vor, so sind die dynamischen Kreuzkoppelinduktivitäten stets Null. Werden sie ungleich Null, treten dynamische Kreuzkopplungseffekte auf, die eine zusätzliche Verkopplung zwischen d - und q -Achse bedeuten [65]. Eine Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen reicht in diesem Fall nicht aus, um die Stromdynamiken in beiden Raumrichtungen zu entkoppeln. In [58] werden dynamische Kreuzkopplungseffekte untersucht und eine geeignete Struktur für Ihre Vorsteuerung wird hergeleitet. Kann die Eisen-Sättigung vernachlässigt werden, unterscheiden sich die absoluten Induktivitäten aus Gl. (3.7) nicht von den differentiellen Induktivitäten aus Gl. (3.19). In diesem Fall gilt:

$$\begin{aligned} L_{dd, diff} &= L_d & L_{dq, diff} &= 0 \\ L_{qd, diff} &= 0 & L_{qq, diff} &= L_q \end{aligned} \quad (3.21)$$

3.6 Fluss- und Induktivitätsharmonische

Abhängig von der zu regelnden Maschine treten mehr oder weniger starke Harmonische auf Strömen, Spannungen und erzeugtem Drehmoment auf, die Störungen in die Stromregelkreise einkoppeln, welche im Grundwellenmodell nicht berücksichtigt werden. Dies kann die Performanz der Stromregelung, insbesondere bei Maschinen mit einem großen Verhältnis von Grundfrequenz f_1 zu Pulsfrequenz f_p , merklich verschlechtern und führt zudem zu unerwünschten Drehmomentharmonischen [31]. Sie treten auf, wenn sowohl der Leiterbelag, das heißt die Verteilung der Leiter entlang des Rotorumfangs, wie auch die Flussdichteverteilung nicht sinusförmig sind. Da bei hoch ausgenutzten IPMSM die Verteilung des Leiterbelags in der Regel nicht sinusförmig ist, ziehen Harmonische auf dem Permanentfluss auch Harmonische auf den rotatorisch induzierten Spannungen nach sich.

3.6.1 Harmonische auf dem Permanentmagnetfluss

$\Psi_{P,a}(\varepsilon_{RS})$ sei der mit Phase a verkettete Permanentmagnetfluss abhängig vom Rotorwinkel ε_{RS} . Unterstellt man Halbwellensymmetrie, definiert durch

$$\Psi_{P,a}(\varepsilon_{RS}) = -\Psi_{P,a}(\varepsilon_{RS} + \pi), \quad (3.22)$$

lässt sich die $\Psi_{P,a}(\varepsilon_{RS})$ als Fourierreihe mit ungeraden Koeffizienten darstellen

$$\Psi_{P,a}(\varepsilon_{RS}) = \Psi_{P,1} \cos(\varepsilon_{RS}) + \Psi_{P,3} \cos(3\varepsilon_{RS}) + \Psi_{P,5} \cos(5\varepsilon_{RS}) + \dots \quad (3.23)$$

Bei einem symmetrisch aufgebauten dreiphasigen Motor gilt:

$$\begin{aligned} \Psi_{P,b}(\varepsilon_{RS}) &= \Psi_{P,a}\left(\varepsilon_{RS} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{P,c}(\varepsilon_{RS}) &= \Psi_{P,a}\left(\varepsilon_{RS} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Aus Gl. (3.22) und Gl. (3.24) folgt für den Permanentmagnetfluss im orthogonalen, ständerfesten Koordinatensystem:

$$\begin{aligned} \Psi_{P,\alpha} &= \Psi_{P,1} \cos(\varepsilon_{RS}) + \Psi_{P,5} \cos(5\varepsilon_{RS}) + \Psi_{P,7} \cos(7\varepsilon_{RS}) + \dots \\ \Psi_{P,\beta} &= \Psi_{P,1} \sin(\varepsilon_{RS}) - \Psi_{P,5} \sin(5\varepsilon_{RS}) + \Psi_{P,7} \sin(7\varepsilon_{RS}) - \dots \end{aligned} \quad (3.25)$$

Es resultieren also Flussharmonische der Ordnungszahlen $6k + 1$ und $6k - 1$ wobei die Harmonischen mit den Ordnungszahlen $6k + 1$ mitdrehend und die Harmonischen mit den Ordnungszahlen $6k - 1$ gegendrehend sind. Führt man die Park-Transformation durch, so resultieren folgende Permanentmagnetflüsse in d -, q -Koordinaten:

$$\begin{aligned} \Psi_{P,d} &= \Psi_{P,1} + (\Psi_{P,5} + \Psi_{P,7}) \cos(6\varepsilon_{RS}) + (\Psi_{P,11} + \Psi_{P,13}) \cos(12\varepsilon_{RS}) + \dots \\ \Psi_{P,q} &= (-\Psi_{P,5} + \Psi_{P,7}) \sin(6\varepsilon_{RS}) + (-\Psi_{P,11} + \Psi_{P,13}) \sin(12\varepsilon_{RS}) + \dots \end{aligned} \quad (3.26)$$

In d -, q -Koordinaten treten Flussharmonische mit den Ordnungszahlen $6k$ auf, die sich jeweils in einen mitdrehenden und einen gegendrehenden Anteil zerlegen lassen. Die Amplituden des mitdrehenden Anteils sind durch $\psi_{P,k+1}$, die des gegendrehenden Anteils $\psi_{P,k-1}$ gegeben.

In Bild 3.8 oben ist die auf ihren Maximalwert normierte Außenleiterspannung der betrachteten IPMSM über dem elektrischen Winkel aufgetragen, die bei unbestromter Maschine mit dem Oszilloskop gemessen wird, während die Belastungseinrichtung der IPMSM eine konstante Drehzahl einprägt. Man erkennt deutlich die Abweichungen von der gestrichelt dargestellten idealen Sinusform. Eine Fourieranalyse zeigt wie erwartet Harmonische der Ordnungszahlen 5, 7, 11 und 13. Die Funktion der Permanentflusskomponenten $\psi_{P,d}$ und $\psi_{P,q}$ abhängig vom Rotorwinkel ε_{RS} ist im oberen Teil von Bild 3.9 dargestellt, wobei beide Permanentflusskomponenten auf die mittlere Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}_P|$ über eine elektrische Periode normiert worden sind.

$$\psi_{P,d,norm} = \frac{\psi_{P,d}}{|\underline{\psi}_P|}, \quad \psi_{P,q,norm} = \frac{\psi_{P,q}}{|\underline{\psi}_P|}, \quad |\underline{\psi}_P| = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\psi_P(\varepsilon_{RS})| d\varepsilon_{RS} \quad (3.27)$$

Man erkennt Harmonische mit der Ordnungszahl 6 und Vielfachen von 6 auf beiden Permanentflusskomponenten.

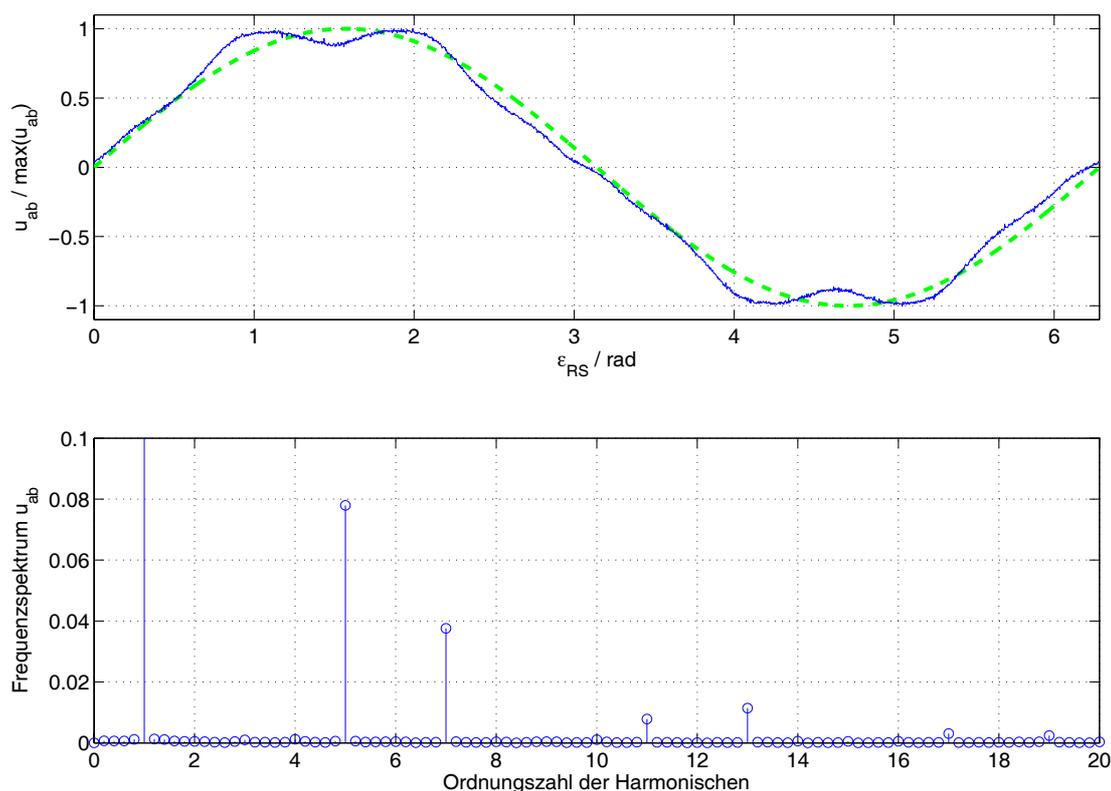


Bild 3.8: Normierte, gemessene Außenleiterspannung bei unbestromter Maschine und konstanter Drehzahl ungleich Null

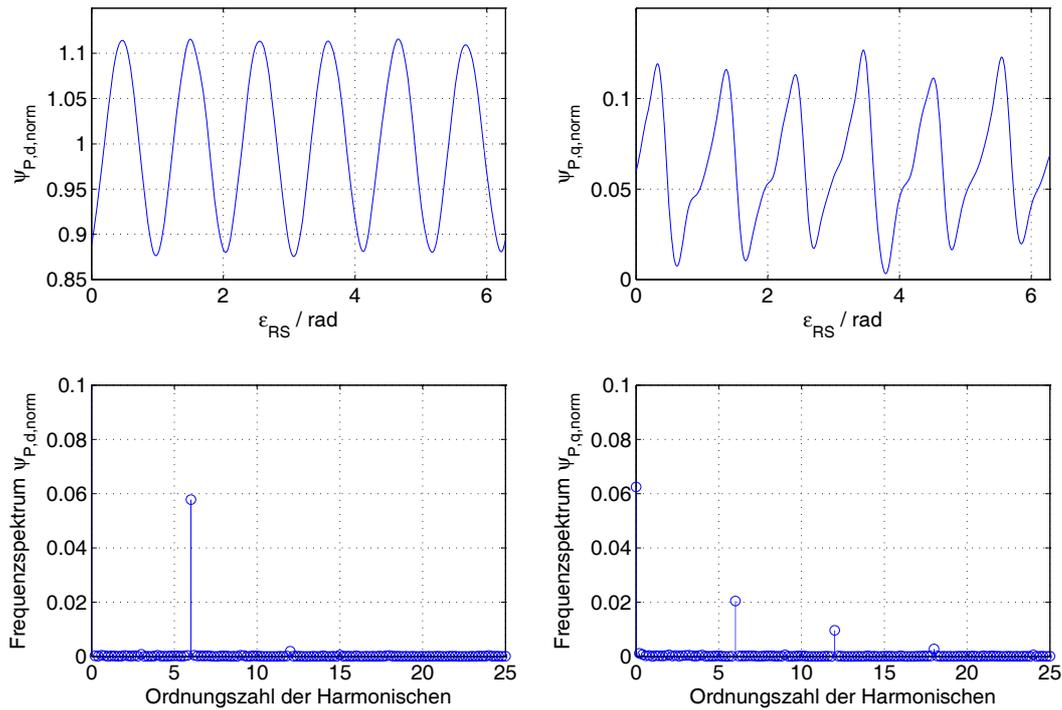


Bild 3.9: Harmonische auf den rotorfesten Permanentflusskomponenten

3.6.2 Harmonische auf den Induktivitäten

Die typische Abhängigkeit der Induktivitäten vom Rotorwinkel ϵ_{RS} bei IPMSM ist durch das Einlassen der Permanentmagnete in der Rotorstruktur bedingt. Die von ϵ_{RS} abhängigen Selbst- und Koppelinduktivitäten der drei Phasen lassen sich in der 3×3 -Induktivitätsmatrix \underline{L}_{abc} zusammenfassen:

$$\underline{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\epsilon_{RS}) & L_{ab}(\epsilon_{RS}) & L_{ac}(\epsilon_{RS}) \\ L_{ba}(\epsilon_{RS}) & L_{bb}(\epsilon_{RS}) & L_{bc}(\epsilon_{RS}) \\ L_{ca}(\epsilon_{RS}) & L_{cb}(\epsilon_{RS}) & L_{cc}(\epsilon_{RS}) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Da die relative Permeabilität der Permanentmagnete in etwa derjenigen von Luft entspricht, nimmt die Induktivitätsverteilung in Richtung der Permanentmagnete ihr Minimum an. Hierbei ist es unerheblich, ob es sich um einen magnetischen Nord- oder Südpol handelt, so dass die Induktivitätsverteilung eine Periode von 180° elektrisch besitzt [70]. Die Harmonischen der Selbst- und Koppelinduktivitäten sind daher stets gerade.

Die Selbstinduktivitäten der drei Phasen lassen sich dann ausdrücken durch:

$$\begin{aligned} L_{aa}(\varepsilon_{RS}) &= \sum_{k=0}^{\infty} L_{S,2k} \cos(2k\varepsilon_{RS}) \\ L_{bb}(\varepsilon_{RS}) &= L_{aa}\left(\varepsilon_{RS} - \frac{2\pi}{3}\right); L_{cc}(\varepsilon_{RS}) = L_{aa}\left(\varepsilon_{RS} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Für die Koppelinduktivitäten gilt:

$$\begin{aligned} L_{bc}(\varepsilon_{RS}) &= \sum_{k=0}^{\infty} L_{M,2k} \cos(2k\varepsilon_{RS}) \\ L_{ab}(\varepsilon_{RS}) &= L_{bc}\left(\varepsilon_{RS} + \frac{2\pi}{3}\right); L_{ac}(\varepsilon_{RS}) = L_{bc}\left(\varepsilon_{RS} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Typische Verläufe der Selbst- bzw. Koppelinduktivitäten hoch ausgenutzter IPMSM werden in [70] beschrieben und weisen eine 2. und 4. Harmonische auf. Eine typischer Verlauf der Selbstinduktivität $L_{aa}(\varepsilon_{RS})$ abhängig vom Rotorwinkel ε_{RS} , normiert auf ihren Mittelwert über eine elektrische Periode \bar{L}_{aa} , ist in Bild 3.10 qualitativ dargestellt.

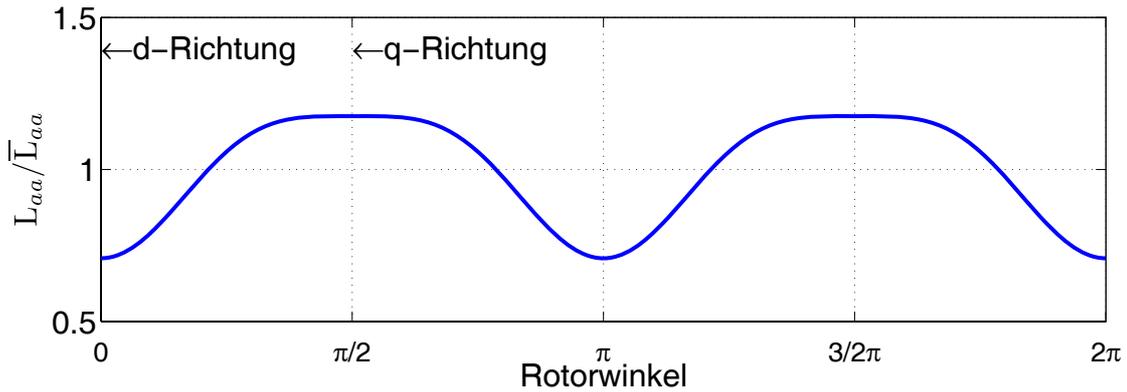


Bild 3.10: Typischer Verlauf der Selbstinduktivität abhängig vom Rotorwinkel

Durch Transformation der Induktivitätsmatrix \underline{L}_{abc} in das d -, q -Koordinatensystem resultiert die Induktivitätsmatrix in d -, q -Koordinaten:

$$\underline{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Die Harmonischen auf den Selbst- und Koppelinduktivitäten der drei Phasen führen zu Harmonischen mit den Ordnungszahlen $6k$ auf den Elementen der Induktivitätsmatrix \underline{L}_{dq} [51], die sich durch folgende Fourierreihe darstellen lassen:

$$\begin{aligned} L_{dd} &= L_{dd,0} + L_{dd,6} \cos(6\varepsilon_{RS}) + L_{dd,12} \cos(12\varepsilon_{RS}) + \dots \\ L_{qq} &= L_{qq,0} + L_{qq,6} \cos(6\varepsilon_{RS}) + L_{qq,12} \cos(12\varepsilon_{RS}) + \dots \\ L_{dq} &= L_{qd} = L_{dq,6} \sin(6\varepsilon_{RS}) + L_{dq,12} \sin(12\varepsilon_{RS}) + \dots \end{aligned} \quad (3.32)$$

Die Fourierkoeffizienten sind hierbei gegeben durch:

$$\begin{aligned}
L_{dd,0} &= (L_{S,0} - L_{M,0}) + \left(\frac{L_{S,2}}{2} + L_{M,2} \right) \\
L_{dd,6k} &= \left(\frac{L_{S,6k-2}}{2} + L_{M,6k-2} + L_{S,6k} + \frac{L_{S,6k+2}}{2} + L_{M,6k+2} \right), k = 1 \dots \infty \\
L_{dq,0} &= (L_{S,0} - L_{M,0}) - \left(\frac{L_{S,2}}{2} + L_{M,2} \right) \\
L_{dq,6k} &= \left(-\frac{L_{S,6k-2}}{2} - L_{M,6k-2} + L_{S,6k} - \frac{L_{S,6k+2}}{2} - L_{M,6k+2} \right), k = 1 \dots \infty \\
L_{dq,6k} &= \left(-\frac{L_{S,6k-2}}{2} - L_{M,6k-2} + \frac{L_{S,6k+2}}{2} + L_{M,6k+2} \right), k = 1 \dots \infty
\end{aligned} \tag{3.33}$$

3.7 Temperaturabhängigkeit der PMSM-Modellierung

Die Modellierung von PMSM ist abhängig von der Statorwicklungstemperatur ϑ_S und der Temperatur der Permanentmagnete ϑ_{PM} .

Die Abhängigkeit des ohmschen Widerstands R_S der Phasenwicklungen von der Wicklungstemperatur ϑ_S ist bekannt und wird durch Gl. (3.34) beschrieben.

$$R_S = R_S(\vartheta_S) = R_S(\vartheta_{S,0}) (1 + \alpha(\vartheta_S - \vartheta_{S,0}) + \beta(\vartheta_S - \vartheta_{S,0})^2) \tag{3.34}$$

Hierbei sind α und β Temperaturkoeffizienten von Kupfer und $R_S(\vartheta_{S,0})$ der ohmsche Widerstand der Phasenwicklungen bei einer Wicklungstemperatur $\vartheta_{S,0}$. Bei den hohen Temperaturhuben, die im Motorraum eines Automobils zu erwarten sind, ist mit Änderungen des ohmschen Widerstands von ca. 50% zu rechnen.

Die Abhängigkeit der Remanenzflussdichte $b_R(\vartheta_{PM})$ der Permanentmagnete von der Magnettemperatur ϑ_{PM} geht auf die Eigenschaften des verwendeten Permanentmagnetmaterials zurück. Die höchsten Flussdichten können mit Permanentmagneten aus *NdFeB* erzielt werden, das auch bei der in dieser Arbeit betrachteten Maschine verwendet wird. Bild 3.11 zeigt die qualitative Temperaturabhängigkeit der Materialkennlinien von *NdFeB*.

Für *NdFeB*-Permanentmagnete ist ein Rückgang der Remanenzflussdichte von ca. 0,1% bei einer Erhöhung der Permanentmagnettemperatur um 1°K typisch. Es ist zu beachten, dass eine exzessive Flusschwächung zu einer irreversiblen Entmagnetisierung des Permanentmagnetmaterials führen kann. Eine solche Entmagnetisierung tritt auf, wenn die Flussdichte im Permanentmagneten den „Kniepunkt“ in den Kennlinien unterschreitet, wobei die Lage dieses Punktes temperaturabhängig ist und sich mit steigender Temperatur

hin zu größeren Flussdichten verschiebt, so dass die Gefahr einer irreversiblen Schädigung der Permanentmagnete mit steigender Temperatur deutlich zunimmt.

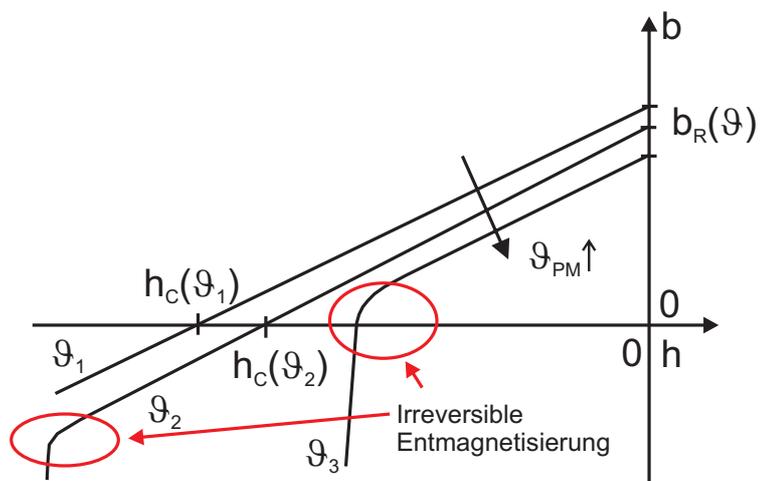


Bild 3.11: Temperaturabhängigkeit der Kennlinien von NdFeB-Permanentmagneten

Das Datenblatt des Permanentmagnetmaterials der in dieser Arbeit betrachteten IPMSM ist in Anhang B dargestellt.

4 Versuchsaufbau

Die in dieser Arbeit entwickelten Regelungsalgorithmen sind an einem Versuchstand der Universität Paderborn implementiert und erprobt worden, der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut wurde und dessen schematische Struktur in Bild 4.1 dargestellt ist.

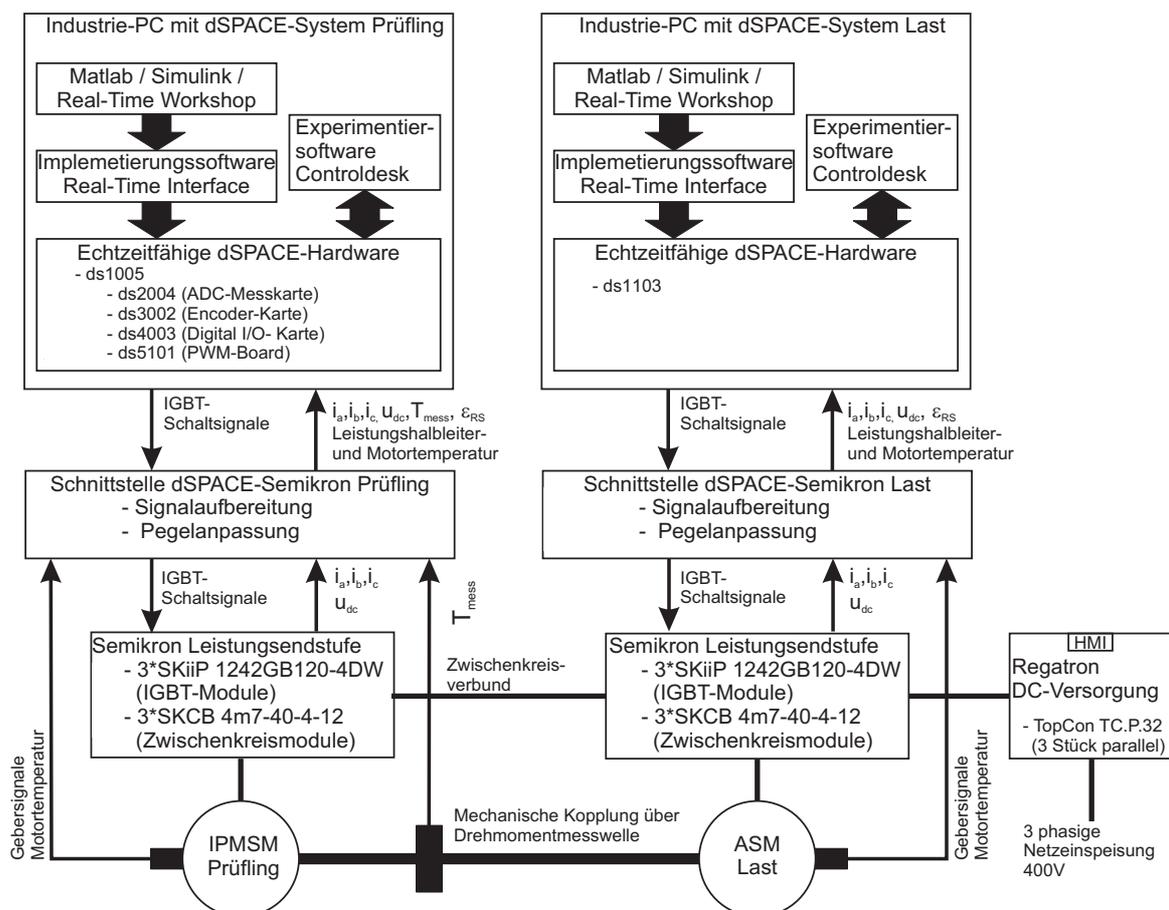


Bild 4.1: Schematischer Aufbau des Versuchstandes

Die Implementierung der Regelungsalgorithmen erfolgt blockorientiert mit der Software Matlab/Simulink. Sie können dann mit Hilfe des Real-Time Workshop der Firma „The MathWorks“ und des Real-Time Interface der Firma „dSPACE“ auf die echtzeitfähige Rapid-Prototypinghardware der Firma „dSPACE“ geladen werden. Tests der entworfenen Regelungsalgorithmen werden mit der Experimentiersoftware „ControlDesk“ gesteuert und überwacht, die ebenfalls zum Rapid-Prototypingpaket der Firma „dSPACE“ gehört. Über eine Schnittstellenkarte, die eine Signalaufbereitung und Pegelanpassung beinhaltet, erfolgt die Kommunikation der „dSPACE“-Hardware mit der dreiphasigen Leistungsendstufe, die die elektrische Maschine speist. Die Leistungsendstufe ist mit SKiiP¹-IGBT-Modulen der Firma „Semikron“ realisiert worden, die direkt mit Schaltbefehlen für die 6 IGBT angesteuert werden. Sie schützen sich intern gegen Überstrom, Übertemperatur und einen Brückenkurzschluss und beinhalten bereits die Sensorik zur Messung der Phasenströme und der Zwischenkreisspannung².

Für den IPMSM-Prüfling und die ASM-Belastungseinrichtung steht jeweils ein Umrichter mit der oben beschriebenen Struktur zur Verfügung. Beide Umrichter werden im Zwischenkreisverbund betrieben und von einer gemeinsamen DC-Versorgung bestehend aus drei parallel geschalteten TopCon-Geräten der Firma „Regatron“ gespeist. Prüfling und Belastungseinrichtung sind mechanisch über eine Drehmomentmesswelle der Firma „Hottinger Baldwin Messtechnik“ gekoppelt. Durch den Zwischenkreisverbund und die mechanische Kopplung der Maschinen muss im stationären Betrieb des Versuchsstandes von der DC-Versorgung nur die Verlustleistung der beiden Antriebe bereitgestellt werden, so dass die DC-Versorgung kleiner dimensioniert werden kann.

Die einzelnen Komponenten des Versuchsstandes werden im Folgenden vorgestellt und erläutert.

4.1 Rapid-Prototypingsystem

Die Regelung von Prüfling und ASM-Lastmaschine sind beide auf einem Rapid-Prototypingsystem der Firma „dSPACE“ implementiert, wobei an dieser Stelle das Rapid-Prototypingsystem des Prüflings näher vorgestellt werden soll. Es handelt sich um ein modulares System mit folgenden echtzeitfähigen Hardware-Komponenten, die in einem Industrie-PC unterbracht sind:

- ds1005 (Prozessorboard)
- ds2004 (ADC-Messkarte)
- ds3002 (Encoder-Karte)
- ds4003 (Digitale I/O-Karte)
- ds5101 (PWM-Board)

1. Semikron integrated intelligent Power
2. Letzteres gilt nur für SKiiP-Module mit Option U

Der Industrie-PC dient als Plattform für die Programmier- und Experimentiersoftware sowie als Benutzerinterface. Die Regelungsalgorithmen selbst werden auf der echtzeitfähigen Hardware ausgeführt.

Das Prozessorboard arbeitet mit einem IBM PowerPC 750GX Prozessor, der mit einer Frequenz von 1 GHz getaktet ist. Die ADC-Messkarte verfügt über 16 unabhängige A/D-Wandler mit einer Konvertierungszeit von 800 ns. Das PWM-Board arbeitet mit einer Auflösung von 25 ns und erlaubt PWM-Perioden mit einer Dauer zwischen 250 ns und 26 s, wobei die Länge der PWM-Periode zur Laufzeit der Regelung geändert werden kann. Die echtzeitfähigen Hardwarekomponenten sind untereinander über einen schnellen PHS-Bus gekoppelt, über den die für das Regular Sampling so wichtige Synchronisierung zwischen PWM, A/D-Wandlern und Regelung erfolgt. Die Synchronisierung wird durch ein Interruptsignal des PWM-Boards getriggert.

Die Programmierung der Regelungsalgorithmen erfolgt auf dem Industrie-PC blockorientiert mit der Software Matlab/Simulink. Mit Hilfe des Real-Time Workshop der Firma „The MathWorks“ und des Real-Time Interface der Firma „dSPACE“ können sie dann auf die Rapid-Prototypinghardware geladen werden. Die Steuerung und Überwachung der Experimente erfolgt mit der Software „ControlDesk“.

4.2 Prüfling und Belastungsmaschine

Als Prüfling wird eine wassergekühlte IPMSM mit den in der ersten Spalte von Tabelle 4.1 gegebenen Bemessungsdaten verwendet. Die Bemessungsdaten der ASM-Belastungseinrichtung sind in der zweiten Spalte von Tabelle 4.1 gegeben. Prüfling und Lastmaschine haben deutlich unterschiedliche Bemessungsspannungen von 177 V bzw. 380 V. Beide Maschinen werden im Zwischenkreisverbund mit einer Zwischenkreisspannung von 250 V betrieben, so dass die Spannungsgrenze der Bemessungsspannung des Prüflings entspricht. Die niedrige Zwischenkreisspannung ist notwendig, damit die für den Prüfling entworfenen Regelungsalgorithmen in den für die Regelung kritischen Arbeitspunkten an der Spannungsgrenze getestet werden können. Dies führt aber dazu, dass die Belastungseinrichtung schon deutlich unterhalb der Bemessungsdrehzahl von 4000 min^{-1} in die Feldschwächung muss und ihre Bemessungsleistung nicht erreicht, was bei der Dimensionierung der ASM zu berücksichtigen ist.

	IPMSM Prüfling	ASM Last
Bemessungsspannung	177 V	380 V
Strom Bemessung / (Max.)	110 / (283) A	293 A
Leistung Bemessung / (Max.)	19,6 / (50,7) kW	160 kW
Drehmoment Bemessung / (Max.)	110 / (283) Nm	380 Nm
Bemessungsdrehzahl	1700 min^{-1}	4000 min^{-1}
Max. Drehzahl	6000 min^{-1}	8000 min^{-1}
Polpaarzahl	8	1

Tabelle 4.1 Bemessungsdaten von Prüfling und Lastmaschine

Bild 4.2 zeigt Prüfling und ASM-Belastungseinrichtung, die über eine Drehmomentmesswelle der Firma „Hottinger Baldwin Messtechnik“, Typ: K-T10F-001R-SF1-S-1-W1-Y gekoppelt sind. Die Messwelle hat ein Bemessungsdrehmoment von 1000 Nm und eine Bemessungsdrehzahl von 12.000 min^{-1} . Die Linearitätsabweichung bezogen auf das Bemessungsdrehmoment beträgt $\sim 0,05\%$.

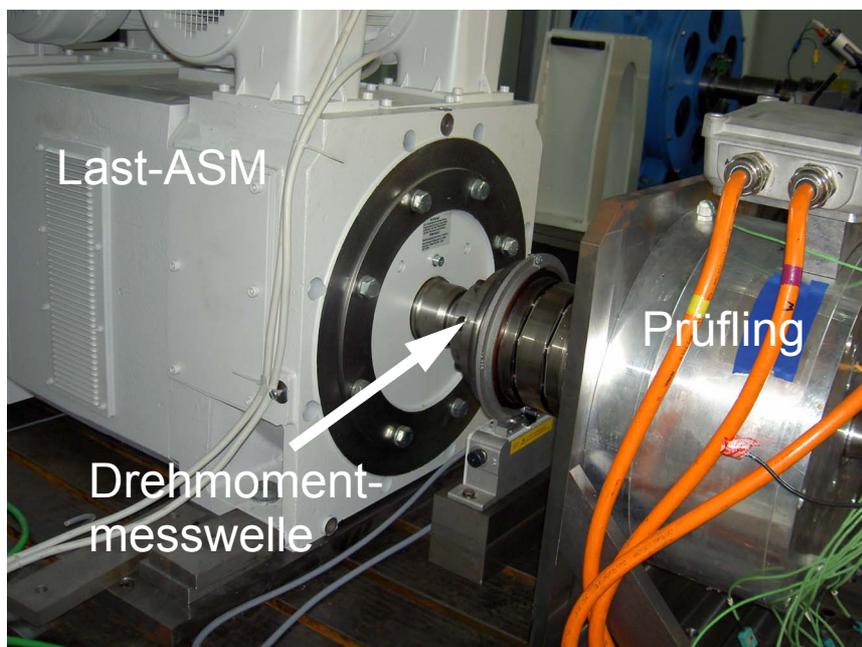


Bild 4.2: Prüfling und Belastungseinrichtung gekoppelt über eine Drehmomentmesswelle

4.3 Stellglied mit Sensorik

Die Leistungsendstufen der beiden dreiphasigen Wechselrichter mit gemeinsamem Spannungszwischenkreis, mit denen Prüfling und Lastmaschine gespeist werden, sind mit wassergekühlten SKiiP-IGBT-Modulen des Typs 1242GB120-4DW der Firma „Semikron“ realisiert worden. Es handelt sich um Module der Spannungsklasse 1200 V mit einem maximalen Kollektorstrom von 1200 A. Ein SKiiP-Modul stellt jeweils eine Halbbrücke dar, mit der eine Motorphase gespeist wird, so dass zur Speisung einer dreiphasigen Maschine drei SKiiP-Module nötig sind. Die SKiiP-Module beinhalten bereits die Treiber zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter und erwarten die Schaltbefehle für die einzelnen IGBT direkt in Form von 15 V-CMOS-Logikpegeln. Die beiden IGBT einer Halbbrücke sind in Hardware gegen einen Brückenkurzschluss mit einer Wechselsperrezeit von $3,3 \mu\text{s}$ verriegelt. Sie besitzen einen internen Überstrom- und Übertemperaturschutz und können mit einer maximalen Schaltfrequenz von 14 kHz getaktet werden, wobei für die Regelalgorithmen des Prüflings die Schaltfrequenz auf maximal 10 kHz begrenzt wird.

Jedes der SKiiP-Module ist mit einem Kompensationsstrommesswandler ausgerüstet, der den Strom in der zugehörigen Motorphase misst. Die Strommesswandler haben eine 3 dB-

Bandbreite von 100 kHz und weisen in dem für den Prüfling relevanten Bereich eine stromamplitudenabhängige Messunsicherheit zwischen 4,2 A bei einem Strom von 0 A und 8,8 A bei einem Prüflingsmaximalstrom von 400 A auf.

Der Zwischenkreis eines jeden der beiden dreiphasigen Wechselrichter besteht aus drei Zwischenkreismodulen des Typs SKCB 4m7-40-4-12 der Firma „Semikron“, die für die Verwendung in Kombination mit den benutzten SKiiP-Modulen empfohlen werden. Werden die beiden Wechselrichter im Zwischenkreisverbund betrieben, so ergibt sich eine gesamte Zwischenkreiskapazität von 58 mF.

Der Zwischenkreisverbund wird durch eine elektronische DC-Versorgung der Firma „Regatron“ bestehend aus drei parallel geschalteten Einzelgeräten des Typs TopCon TC.P.32 gespeist. Sie kann auf der DC-Seite eine Leistung von 0-96 kW mit Spannungen im Bereich 0-600 V und Strömen im Bereich von 0-198 A liefern und ist nicht rückspesefähig. Die Sollwertvorgabe für die DC-Spannung erfolgt über ein Human Machine Interface (HMI) direkt am Gerät. Bedingt durch den Betrieb im Zwischenkreisverbund muss die DC-Versorgung im stationären Betrieb des Maschinensatzes nur die Verlustleistung von Prüfling und Belastungseinrichtung liefern. Für dynamische Bremsvorgänge ist ein Bremswiderstand von 15 Ω mit einer Bremsleistung von 36 kW (12 s alle 2 min) vorhanden.

Zur Wasserkühlung von Prüflingsmaschine und SKiiP-Modulen stehen Kühlgeräte der Firma „Single Temperiertechnik“ zur Verfügung.

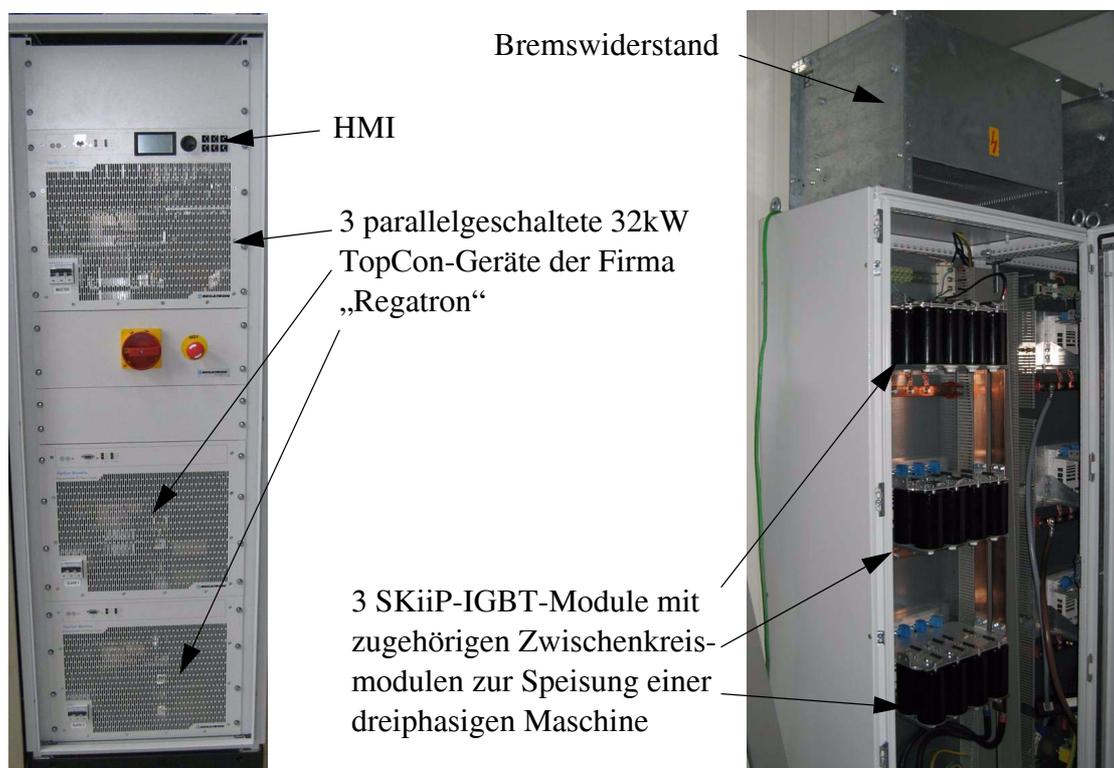


Bild 4.3: DC-Spannungsversorgung (links) und Schaltschrank mit Wechselrichter und Bremswiderstand (rechts)

5 Drehmomentsteuerung für wirkungsgradoptimierten Betrieb

Entscheidende Kriterien für die Bewertung von Fahrtrieben im Automobilbereich sind der Wirkungsgrad des Antriebs und der benötigte Bauraum. Ein hoher Wirkungsgrad bedeutet zum einen eine effiziente Nutzung der in der Batterie bzw. im Kraftstoff gespeicherten Energie. Zum anderen führt die mit einer Erhöhung des Wirkungsgrades einhergehende Verringerung der Verlustleistung tendenziell auch zu einer Verringerung des benötigten Bauraumes, da die Größe des Antriebs maßgeblich durch die abzuführende thermische Verlustleistung bestimmt wird. Die Gewährleistung eines wirkungsgradoptimalen Betriebes ist daher eine der wichtigsten Anforderungen an die Antriebsregelung.

Der in dieser Arbeit betrachtete Antrieb soll drehmomentgeregelt betrieben werden. Die Anforderungen an die Regelung lassen sich somit wie folgt zusammenfassen:

Die Regelung soll ein Solldrehmoment wirkungsgradoptimal mit hoher Genauigkeit und Dynamik stellen und hierbei einen breiten Drehzahlbereich abdecken, der auch einen Betrieb im Flusschwächbereich umfasst. Überschreitet der Solldrehmomentbetrag bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung den maximal stellbaren Drehmomentbetrag, so ist von der Regelung der maximal mögliche Drehmomentbetrag zu stellen. Hierbei ist die vorhandene Zwischenkreisspannung im Allgemeinen nicht konstant und wird während des Betriebes gemessen.

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der wirkungsgradoptimierten Arbeitspunktwahl durch die Drehmomentsteuerung und gliedert sich wie folgt:

In Kap. 5.1 wird zunächst der Stand der Technik zum wirkungsgradoptimierten Betrieb von PMSM aufgezeigt. Es wird diskutiert, inwieweit ein wirkungsgradoptimaler Betrieb durch einen **Maximum Torque per Current (MTPC)**-Betrieb angenähert werden kann. Kap. 5.2 beschäftigt sich mit der Identifizierung von MTPC-optimalen Arbeitspunkten und in Kap. 5.3 wird erläutert, wie die MTPC-optimale Arbeitspunktwahl unter Berücksichtigung von Strom- und Spannungsgrenze zu modifizieren ist. Die Begriffe Ankerstellbereich sowie unterer und oberer Flusschwächbereich werden erläutert. In Kap. 5.4 wird schließlich eine Möglichkeit aufgezeigt, wie die hergeleitete Arbeitspunktsteuerung mit Hilfe von Kennfeldern implementiert werden kann. Kap. 5.5 beschäftigt sich mit der Abhängigkeit der Kennfelder, die bei der Arbeitspunktsteuerung verwendet werden, von der Temperatur der Per-

manentmagnete und in Kap. 5.6 wird die mit der hergeleiteten Betriebsstrategie einhergehende Belastung des Permanentmagnetmaterials diskutiert.

5.1 Stand der Technik: Wirkungsgradoptimierter Betrieb von IPMSM

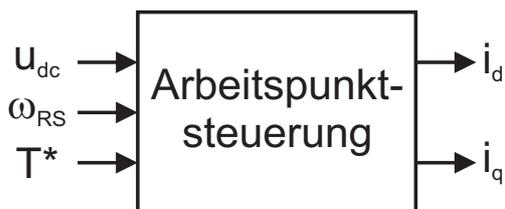


Bild 5.1: *Eingangs- Ausgangsstruktur der Arbeitspunktsteuerung*

Ein gefordertes Soll Drehmoment kann bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung mit unterschiedlichen Kombinationen von i_d und i_q gestellt werden. Ein wirkungsgradoptimaler Betrieb liegt vor, wenn das geforderte Soll Drehmoment in dem Arbeitspunkt¹ gestellt wird, in dem die Verlustleistung des Antriebs minimal ist. An dieser Stelle wird ein Überblick über den Stand der Technik des

wirkungsgradoptimierten Betriebs von IPMSM gegeben, der sowohl den Ankerstell- wie auch den Flusschwächbereich umfasst. Der charakteristische Unterschied zwischen IPMSM und SPMSM ist die unterschiedliche Induktivität in d - und q -Richtung, die dazu führt, dass IPMSM bei geeigneter Bestromung ein Reluktanzdrehmoment erzeugen. Die Übernahme der bei SPMSM üblichen Betriebsstrategie, im Ankerstellbereich ein i_d von 0 A in die Maschine einzuprägen, führt bei IPMSM dazu, dass das Reluktanzdrehmoment der Maschine unausgenutzt bleibt. Soll die Drehmoment- und Leistungsdichte eines IPMSM voll ausgenutzt werden, so ist die $i_d = 0$ -Betriebsstrategie zu modifizieren. Ziel ist es, eine Arbeitspunktsteuerung mit der in Bild 5.1 dargestellten Eingangs-Ausgangsstruktur zu entwerfen, die bei gegebener Zwischenkreisspannung und Drehzahl einen möglichst wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkt für ein gefordertes Soll Drehmoment bestimmt.

Eine Übersicht über unterschiedliche Betriebsstrategien für PMSM-Antriebe ist z.B. in [45] zu finden. Einige der hier genannten Ziele, die den Betriebsstrategien zu Grunde liegen, sind:

- Stellen des Drehmoments mit maximalem Wirkungsgrad
- Stellen des Drehmoments mit minimalem Strom, (MTPC-Betrieb)
- $i_d = 0$, bzw. Minimierung von $|i_d|$ im Flusschwächbereich

Die Identifizierung wirkungsgradoptimaler Arbeitspunkte setzt eine exakte Modellierung der Verluste des Antriebs voraus, das heißt der Summe der Verluste von Umrichter und elektrischer Maschine. Ein exaktes Modell aller auftretenden Verluste kann sehr komplex und numerisch aufwendig werden und ist in der Praxis oft nicht verfügbar. Aus diesem Grund wird wirkungsgradoptimaler Betrieb häufig durch MTPC-Betrieb angenähert. Diese Betriebsstrategie fällt für SPMSM mit der $i_d = 0$ -Betriebsstrategie zusammen. Tatsächlich ist der MTPC-Betrieb aber nur dann wirkungsgradoptimal, wenn die Eisenverluste in der

1. Unter Arbeitspunkt soll an dieser Stelle eine Kombination von d - und q -Strom verstanden werden.

Maschine vernachlässigt werden können. Wie nahe die MTPC-Strategie einem wirkungsgradoptimalen Betrieb kommt, wird in Kap. 5.1.1 thematisiert.

Erste Veröffentlichungen zum MTPC-Betrieb von IPMSM im Ankerstell- und Flussschwäcbereich stammen aus den späten 80er bzw. frühen 90er Jahren [30], [47]. In [47] wird die Kombination von i_d - und i_q -Strömen identifiziert, mit der bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung ein Solldrehmoment mit einem Stromzeiger minimaler Länge gestellt wird. Seither hat es eine Reihe von Veröffentlichungen zu diesem Thema gegeben [1], [3], [8], [9], [19], [46], [50], [52], [67]. Gerade in den letzten Jahren erfreut sich dieses Thema angesichts verstärkter Anstrengungen der Automobilindustrie, elektrische IPMSM-Fahrertriebe im Automobil einzuführen, wachsender Aufmerksamkeit.

Bei den vielen Veröffentlichungen ist zunächst zu unterscheiden, ob der Strom- bzw. Drehmomentregelung eine Drehzahlregelung überlagert ist. Ist dies der Fall, so sind die Anforderungen an die Drehmomentgenauigkeit der unterlagerten Regelungsstruktur deutlich geringer. Als Stellgröße des Drehzahlreglers kann dann z.B. die Stromzeigerlänge $|i|$ genutzt werden, die bei gegebenen Maschinenparametern L_d , L_q und ψ_P ohne großen numerischen Aufwand in eine MTPC-optimale Kombination von i_d und i_q aufgeteilt werden kann [67]. Das resultierende Drehmoment steigt zwar monoton, aber nicht linear mit $|i|$ und es bleibt dem Drehzahlregler überlassen, mit dieser Nichtlinearität in den unterlagerten Regelkreisen fertig zu werden und die geforderte Solldrehzahl einzuregulieren. Ein Ansatz zur Linearisierung der unterlagerten Reglerstruktur wird in [50] beschrieben.

Ein Betrieb ohne überlagerte Drehzahlregelung mit hohen Anforderungen an die Drehmomentgenauigkeit erfordert einen höheren Aufwand bei der Bestimmung der Sollströme. Die analytische Berechnung der MTPC-optimale Sollstromkombination i_d , i_q bei gegebenem Solldrehmoment ist numerisch sehr aufwendig und zur Laufzeit der Regelung kaum praktikabel. Darüber hinaus sind bei hoch ausgenutzten Maschinen die zur analytischen Ermittlung des Arbeitspunktes nötigen Maschinenparameter L_d , L_q und ψ_P oft stark sättigungsabhängig und nur näherungsweise bekannt. Die Berücksichtigung von Sättigungseffekten bei der Implementierung einer MTPC-Betriebsstrategie wird in vielen Publikationen thematisiert, wobei zur Bestimmung der sättigungsabhängigen Maschinenparameter verschiedene Ansätze verfolgt werden:

- Analytische Beschreibung der Maschinenparameter als Funktion von i_d und i_q :
Für viele Maschinen kann i_q als die für die Sättigung maßgebliche Stromkomponente identifiziert werden. So werden in [3] L_q und ψ_P als lineare Funktion von i_q angenähert. Die Zulässigkeit einer solchen Annäherung ist aber natürlich stark maschinenabhängig.
- Beobachtung der Maschinenparameter:
Die sättigungsabhängigen Maschinenparameter können mit Hilfe von Beobachterstrukturen geschätzt werden. So werden in [1] L_q und ψ_P mit Hilfe von zwei Beobachtern geschätzt, während L_d als konstant angenommen wird. Da die beobachteten Größen abhängig von den Statorströmen sind, muss ein Beobachter zur Schätzung dieser sättigungsabhängigen Parameter eine deutlich höhere Dynamik als die Ströme aufweisen, damit er auch während transients Vorgänge richtige Schätzwerte liefert.

- Verwendung von Kennfeldern:
Da Sättigungseffekte gerade bei hoch ausgenutzten Maschinen häufig auftreten und im Allgemeinen analytisch schwer zu beschreiben sind, werden in vielen Veröffentlichungen Kennfelder verwendet, in denen die Sättigungseffekte explizit oder implizit hinterlegt sind [8], [19], [36], [43].

Beim Einsatz von Kennfeldern bietet es sich an, nicht die sättigungsabhängigen Maschinenparameter selbst, sondern stattdessen direkt die anzufahrenden Arbeitspunkte zu hinterlegen, die die Sättigungseffekte implizit beinhalten. Die numerisch aufwendige Ermittlung der Arbeitspunkte kann dann unter Berücksichtigung der Sättigungseffekte offline bei der Erstellung der Kennfelder erfolgen, so dass der numerische Aufwand zur Laufzeit der Regelung deutlich sinkt [19], [43].

5.1.1 Wirkungsgradoptimalität der MTPC-Strategie

Wirkungsgradoptimaler Betrieb liegt vor, wenn das geforderte Drehmoment in dem Arbeitspunkt gestellt wird, in dem die Verlustleistung des Antriebs minimal ist. Die Ermittlung der wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkte basiert somit auf der Modellierung aller in einem elektrischen Antrieb auftretenden Verluste, die sich wie folgt gliedern lassen:

Verluste in der elektrischen Maschine¹:

- Kupferverluste
- Eisenverluste, die sich ihrerseits aufteilen lassen in
 - Hystereseverluste
 - Wirbelstromverluste

Verluste im Umrichter:

- Schaltverluste
- Durchlassverluste

Ordnet man die oben genannten Verlustarten nach ihren physikalischen Ursachen, so bestimmt der Strom in der Maschine die Kupfer- und Durchlassverluste und beeinflusst die Schaltverluste. Ein MTPC-optimaler Betrieb führt zu einer Minimierung dieser drei Verlustarten. Die Eisenverluste hingegen steigen mit dem Drehzahlbetrag und der Flusszeigerlänge und werden somit über die Ankerrückwirkungen ebenfalls von den Statorströmen beeinflusst. Bedingt durch den Permanentfluss geht eine Minimierung der Stromzeigerlänge aber im Allgemeinen nicht mit einer Minimierung der Flusszeigerlänge einher, so dass der MTPC-Betrieb nicht zu einer Minimierung der Eisenverluste führt. Die Güte der Annäherung der wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkte durch den MTPC-Betrieb hängt somit vom Verhältnis der Summe von Kupfer-, Durchlass- und Schaltverlusten einerseits zu

1. Die im Antrieb auftretenden mechanischen Verluste hängen nur von der Drehzahl und nicht vom gewählten Arbeitspunkt ab und werden daher an dieser Stelle nicht weiter betrachtet.

den Eisenverlusten andererseits ab. Da die Eisenverluste stark drehzahlabhängig sind (die Hystereseverluste steigen linear, die Wirbelstromverluste quadratisch mit dem Drehzahlbetrag), hängt dieses Verhältnis nicht nur von der Charakteristik der jeweiligen elektrischen Maschine, sondern auch ganz maßgeblich von der Drehzahl ab. Dabei ist die Näherung im unteren Drehzahlbereich prinzipiell besser als im oberen. Dies wird auch in Bild 5.2 deutlich, das die qualitative Verschiebung der Kennlinie minimaler Verluste abhängig von der Drehzahl unter Berücksichtigung von Eisenverlusten zeigt. Im Stillstand entspricht die Kennlinie minimaler Verluste der MTPC-Kennlinie während sie sich mit steigender Drehzahl in Richtung kleiner Flusszeigerlängen verschiebt.

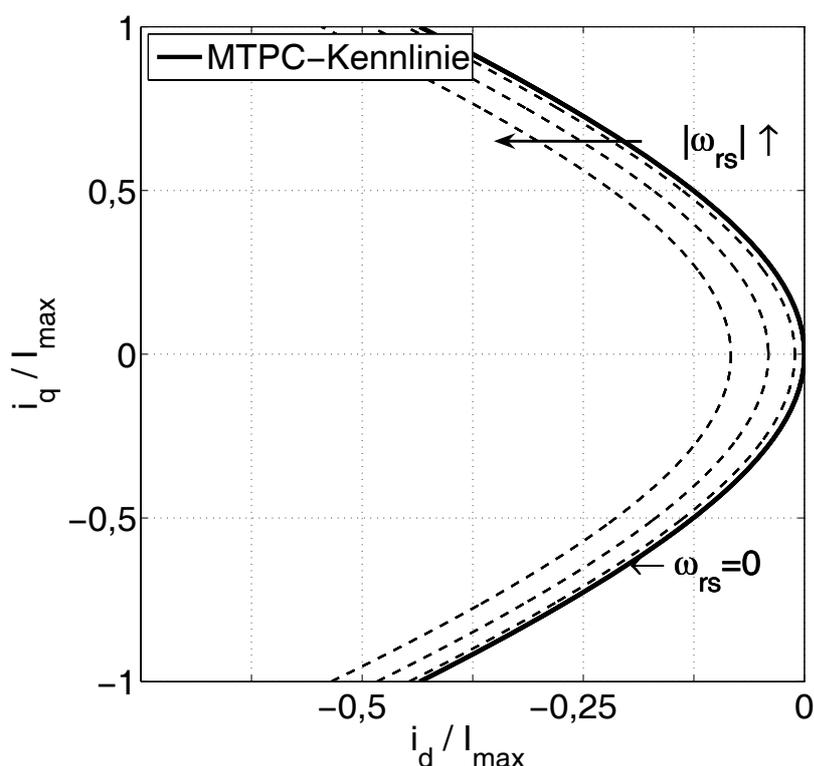


Bild 5.2: Kennlinien minimaler Verluste abhängig von der Drehzahl, Die Kennlinie für $\omega_{RS} = 0$ entspricht der MTPC-Kennlinie

Die Unabhängigkeit der MTPC-Kennlinie von der Drehzahl vereinfacht die Implementierung der MTPC-Strategie ganz erheblich und hat somit sicherlich maßgeblich zu ihrer weiten Verbreitung beigetragen. Eine konsequente Berücksichtigung der Eisenverluste wirkt sich weiterhin auf den in Kap. 3.4 betrachteten zulässigen Betriebsbereich der Maschine aus. Die thermische Grenze der Maschine ist dort in Form einer Stromgrenze angegeben, so dass alle thermisch zulässigen Arbeitspunkte in i_d -, i_q -Koordinaten innerhalb des Kreises maximalen Stromes liegen. Diese Stromgrenze würde unter Berücksichtigung der Eisenverluste nicht nur drehzahlabhängig sondern mit steigender Drehzahl auch immer stärker abhängig von der Orientierung von i_{dq} . Ein detailliertes Verlustmodell, das diese Effekte berücksichtigt, könnte z.B. auf Basis von FEM-Rechnungen erstellt werden. Eine Modellierung aller Verluste und ihre Berücksichtigung in der Betriebsstrategie ist aber sehr aufwendig. Für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine steht kein solches Modell zur Verfügung

und es ist auch nicht Ziel dieser Arbeit, ein solches Modell zu erstellen. Veröffentlichungen, die sich mit der Arbeitspunktvorgabe für einen tatsächlich wirkungsgradoptimalen Betrieb beschäftigen, sind z.B. [41], [45] und [70]. In [70] werden in Simulationen für einen IPMSM-Fahrtrieb in HEV der wirkungsgradoptimale und der MTPC-Betrieb verglichen, mit dem Ergebnis, dass der wirkungsgradoptimale Betrieb mit guter Genauigkeit durch den MTPC-Betrieb angenähert werden kann.

5.2 Identifizierung der MTPC-Kennlinie für IPMSM

An dieser Stelle sollen zunächst die Arbeitspunkte eines IPMSM identifiziert werden, in denen sich ein Solldrehmoment mit einem Stromzeiger minimaler Länge stellen lässt. Die Summe dieser Arbeitspunkte bildet die MTPC-Kennlinie, auf der der Antrieb nach der MTPC-Strategie betrieben wird, sofern dies mit der Spannungsgrenze vereinbar ist.

In Bild 5.3 sind links die charakteristischen Kennlinien eines SPMSM, rechts die eines IPMSM in i_d -, i_q -Koordinaten dargestellt. Die grünen Kurven sind Kurven konstanten Drehmoments. In allen Arbeitspunkten auf solch einer Iso-Drehmomentkurve lässt sich das zugehörige Drehmoment mit unterschiedlichen Kombinationen von i_d und i_q stellen. Die MTPC-Kennlinie ist in blau dargestellt und beinhaltet den Arbeitspunkt auf jeder Iso-Drehmomentlinie, in dem die zugehörige Stromzeigerlänge minimal ist.

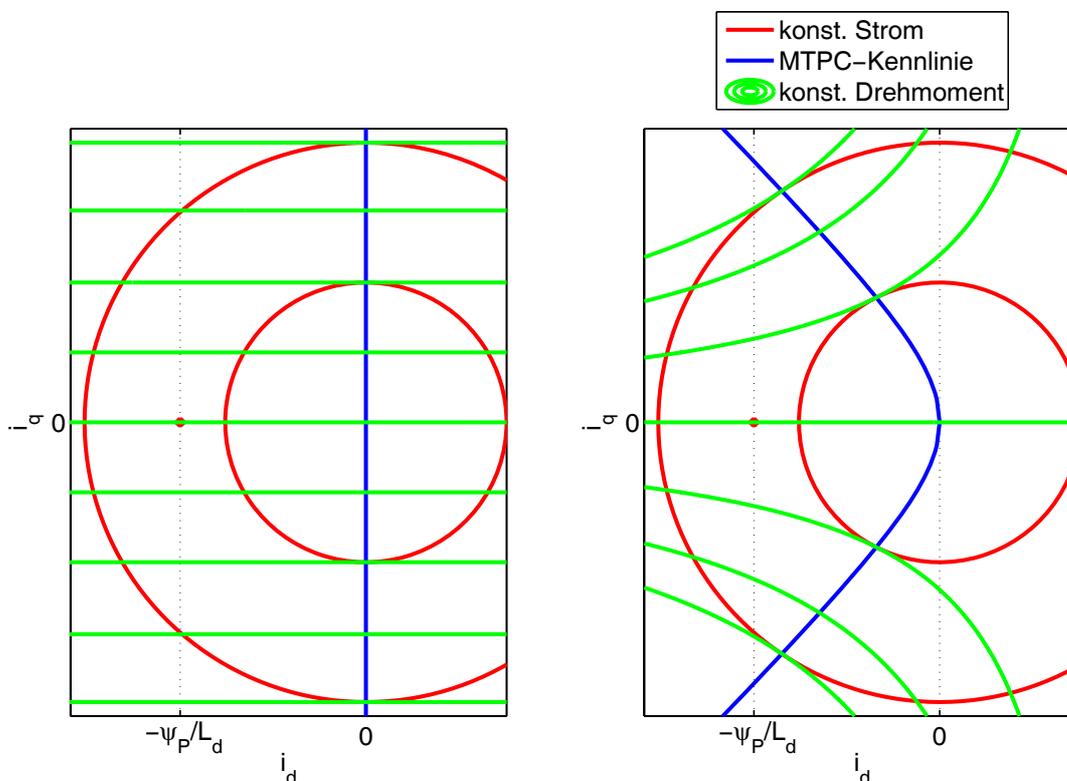


Bild 5.3: Kurven konstanten Stromes (rot) und konstanten Drehmoments (grün) sowie MTPC-Kennlinie (blau) für einen SPMSM (links) und einen IPMSM (rechts)

Für SPMSM mit den in Bild 5.3 links dargestellten Kennlinien ist die Identifizierung der MTPC-Kennlinie trivial. Da sich die Induktivitäten in d - und q -Richtung nicht unterscheiden, ist das Reluktanzdrehmoment stets Null und i_d leistet keinerlei Beitrag zum Drehmoment. Um ein Drehmoment mit einem Stromzeiger minimaler Länge zu stellen, wird i_d zu Null gewählt, und die MTPC-Kennlinie ist für diesen Motortyp durch die i_q -Achse gegeben.

Bei IPMSM mit den in Bild 5.3 rechts dargestellten Kennlinien sind die Zusammenhänge nicht so offensichtlich. Da i_d über den Reluktanzdrehmomentanteil das insgesamt gestellte Drehmoment beeinflusst ($L_d < L_q$), verlaufen die Iso-Drehmomentkurven nicht parallel zur i_d -Achse. Eine klare Unterscheidung zwischen fluss- und drehmomentbildenden Strömen ist nicht möglich. Um das Reluktanzdrehmoment optimal zu nutzen und das Gesamtdrehmoment mit einem Stromzeiger minimaler Länge zu stellen, ist also ein $i_d \neq 0$ erforderlich.

Auf jeder Iso-Drehmomentkurve lässt sich eindeutig ein Arbeitspunkt bestimmen, für den die zugehörige Stromzeigerlänge minimal ist. Er ist durch den Tangentialpunkt zwischen den Kreisen konstanten Stromes und den Kurven konstanten Drehmoments gegeben. In diesem Punkt weist der Gradient der Stromzeigerlänge (bzw. des Quadrates der Stromzeigerlänge) dieselbe Orientierung auf wie der Gradient des Drehmoments. Die Gradienten der beiden Skalarfelder von T und $|i|^2$ werden durch Anwendung des aus der Vektoranalysis bekannten ∇ -Operators ermittelt, so dass alle Punkte auf der MTPC-Kennlinie Gl. (5.1) genügen müssen.

$$\nabla|i|^2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial i_d}|i|^2 & \frac{\partial}{\partial i_q}|i|^2 \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial i_d}T & \frac{\partial}{\partial i_q}T \end{bmatrix} = \lambda \nabla T \quad (5.1)$$

Wertet man Gl. (5.1) aus und setzt unter Vernachlässigung von Eisen-Sättigungseffekten Gl. (3.9) für das Drehmoment an, so resultiert Gl. (5.2), die 2 Lösungen für i_d hat. Eine der Lösungen für i_d ist positiv. Der anderen Lösung, für die $i_d \leq 0$ gilt, müssen alle Punkte auf der MTPC-Kennlinie genügen.

$$i_q^2 - i_d^2 - \frac{\Psi_P}{L_d - L_q} i_d = 0 \quad (5.2)$$

Soll ein bestimmtes Solldrehmoment T^* in einem Arbeitspunkt auf der MTPC-Kennlinie gestellt werden, so muss dieser Arbeitspunkt Gl. (3.9) und der nicht positiven Lösung von Gl. (5.2) genügen. Bei der Auflösung dieser beiden Gleichungen nach den Stromkomponenten i_d und i_q ergibt sich eine algebraische Gleichung 4. Ordnung. Eine analytische bzw. numerische Lösung ist sehr aufwendig und zur Laufzeit mit der typischerweise verwendeten Hardware kaum praktikabel [28]. Darüber hinaus gehen die verwendeten Gleichungen von festen Werten für Induktivitäten und Permanentfluss aus. Die hierdurch bedingte Vernachlässigung von Eisen-Sättigungseffekten ist bei hoch ausgenutzten elektrischen Maschinen, wie sie oft in Fahrtrieben verwendet werden, im Allgemeinen nicht zulässig. So weist auch die in dieser Arbeit betrachtete Maschine signifikante Eisen-Sättigungseffekte auf. Im Folgenden wird daher ein Ansatz verfolgt, in dem die MTPC-Kennlinie durch Ausmessung der Maschine offline ermittelt und dann in Kennfeldern abgelegt wird, auf die dann zur Laufzeit zugegriffen wird. Diese Vorgehensweise wird in Kap. 5.4 erläutert.

5.3 Betriebsstrategie im Ankerstell- und Flussschwächbereich

In Kap. 5.2 ist die MTPC-Betriebsstrategie vorgestellt worden, wobei Spannungs- und Stromgrenze hierbei zunächst vernachlässigt worden sind. In diesem Kapitel wird beschrieben, wie eine Betriebsstrategie unter Berücksichtigung dieser Grenzen aussieht. In diesem Zusammenhang werden die Begriffe Ankerstell- sowie unterer und oberer Flussschwächbereich erläutert.

Bild 5.4 zeigt die schon aus Bild 5.3 bekannten charakteristischen Kennlinien eines IPMSM. Sie wurden um zwei Ellipsen konstanten Flusses ergänzt. Nach Gl. (3.14) können Ellipsen konstanten Flusses bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung im stationären Betrieb als Spannungsgrenze interpretiert werden. Hierbei werden die ohmschen Spannungsabfälle allerdings vernachlässigt.

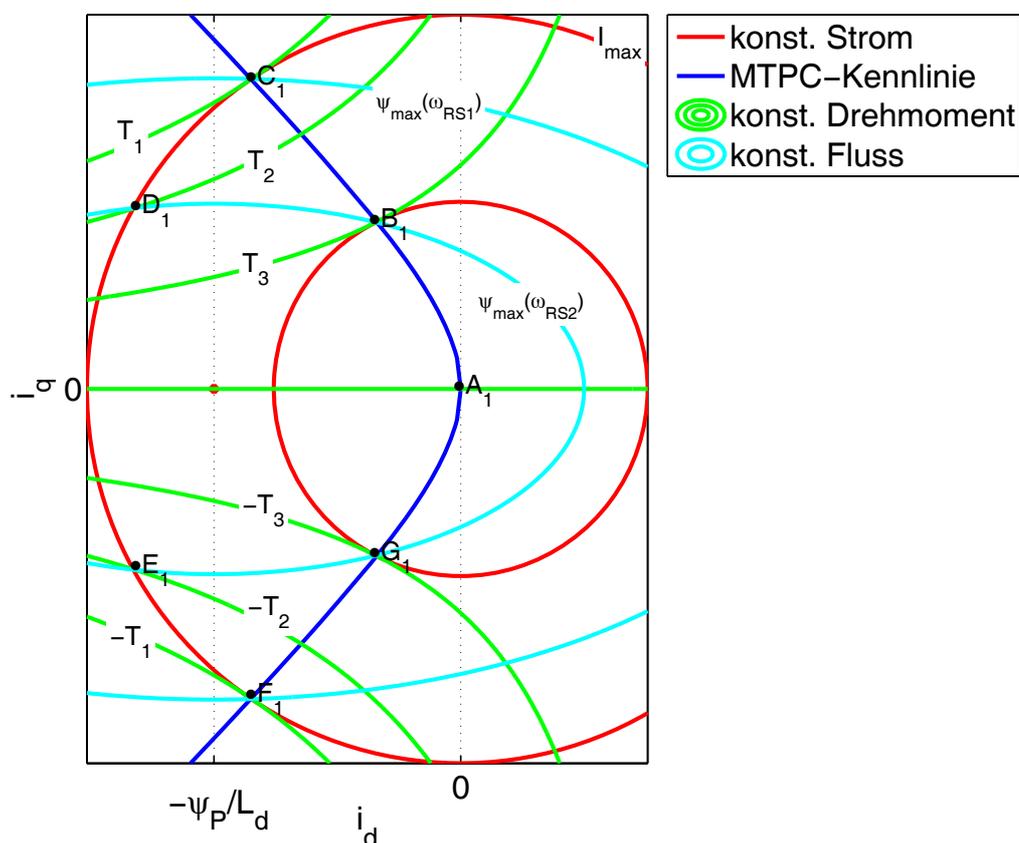


Bild 5.4: Kennlinien einer IPMSM

5.3.1 Ankerstellbereich

Im Ankerstellbereich wird das Solldrehmoment in dem zugehörigen Arbeitspunkt auf dem mit der Stromgrenze konformen Teil der MTPC-Kennlinie gestellt. Die MTPC-Kennlinie ist in Bild 5.4 blau dargestellt und der mit der Stromgrenze konforme Teil ist durch den Abschnitt $F_1 - G_1 - A_1 - B_1 - C_1$ gegeben. Voraussetzung für einen Betrieb im Ankerstellbereich ist, dass der Spannungsbedarf des zu dem Solldrehmoment gehörigen Arbeitspunktes auf der MTPC-Kennlinie die maximal zulässige Spannung nicht übersteigt. Für hinreichend kleine Drehzahlbeträge ($|\omega_{RS}| < \omega_{RS1}$) ist T_1 das maximal vom Antrieb stellbare Drehmoment und wird ausschließlich durch die zulässige Stromzeigerlänge I_{max} eingeschränkt. $|T_1|$ wird auch als Nenn- bzw. Bemessungsdrehmoment des Antriebs bezeichnet. Ausgehend von Bild 5.4 wird es in den Schnittpunkten der MTPC-Kennlinie mit dem Kreis maximalen Stromes gestellt, die mit C_1 bzw. F_1 bezeichnet sind. Die durch ω_{RS1} gegebene Drehzahl wird als Nenn- bzw. Bemessungsdrehzahl bei der betrachteten Zwischenkreis-spannung u_{dc} bezeichnet. Auch für Drehzahlbeträge oberhalb der Bemessungsdrehzahl ($|\omega_{RS}| > \omega_{RS1}$) ist für kleine zu stellende Drehmomentbeträge ggf. noch ein Betrieb im Ankerstellbereich möglich. Der maximal in diesem Drehzahlbereich stellbare Drehmomentbetrag wird allerdings schon durch die Spannungsgrenze eingeschränkt. So ist in Bild 5.4 bei einer Drehzahl von ω_{RS2} der Drehmomentbetrag $|T_3|$ gerade noch auf der MTPC-Kennlinie stellbar. Höhere zu stellende Drehmomentbeträge können nicht mehr auf der MTPC-Kennlinie realisiert werden. Um Sie zu erreichen, ist ein Betrieb im Flussschwächbereich nötig.

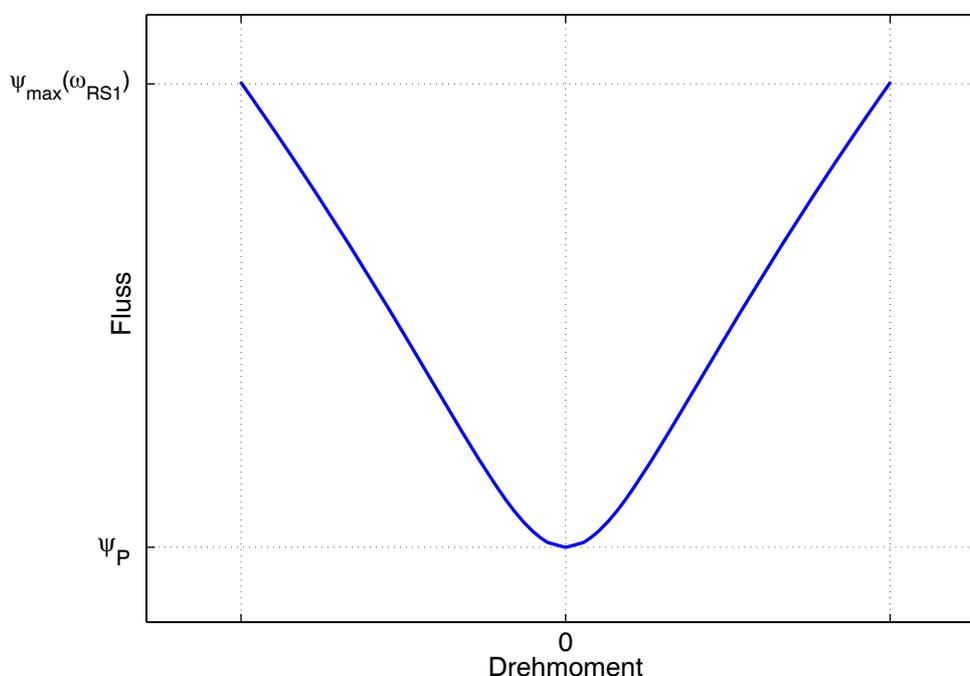


Bild 5.5: Kennlinie optimalen Flusses bei gegebenem Solldrehmoment $\Psi_{opt}(T^*)$

Jedem Punkt auf der in Bild 5.4 dargestellten MTPC-Kennlinie lässt sich eindeutig ein Statorstromvektor i_{dq} und damit ein Drehmoment und eine Flusszeigerlänge zuordnen. Trägt man für alle Punkte auf der MTPC-Kennlinie die Flusszeigerlänge über dem Drehmoment auf, so erhält man die in Bild 5.5 dargestellte Kennlinie optimalen Flusses abhängig vom Solldrehmoment $\psi_{opt}(T^*)$. Im Ankerstellbereich (das heißt, solange es keinen Konflikt mit der Spannungsgrenze gibt) wird angestrebt, ein Solldrehmoment T^* mit der zugehörigen Flusszeigerlänge auf der MTPC-Kennlinie $\psi_{opt}(T^*)$ zu stellen. Die Frage, ob der zu T^* gehörige Arbeitspunkt auf der MTPC-Kennlinie konform mit der Spannungsgrenze ist, lässt sich mit Hilfe der folgenden Ungleichung beantworten:

$$\psi_{opt}(T^*) < \psi_{max}(\omega_{RS}) = \frac{u_{dc}}{\omega_{RS}\sqrt{3}} \quad (5.3)$$

Solange die Ungleichung (5.3) nicht verletzt ist, wird der Antrieb im Ankerstellbereich in Arbeitspunkten auf der MTPC-Kennlinie betrieben. Andernfalls ist ein Betrieb im Flussschwächbereich nötig.

5.3.2 Unterer Flussschwächbereich

In Kap. 5.3.1 wird erläutert, dass für eine IPMSM mit den in Bild 5.4 dargestellten Kennlinien bei einer zulässigen Flusszeigerlänge $\psi_{max}(\omega_{RS2})$ nur noch kleinere Drehmomentbeiträge $|T| < T_3$ im Ankerstellbereich, das heißt auf der MTPC-Kennlinie, gestellt werden können. Um größere Drehmomentbeiträge als T_3 zu stellen, ist ein Betrieb im Flussschwächbereich nötig, der dadurch gekennzeichnet ist, dass der Antrieb an der Spannungsgrenze betrieben wird. In diesem Fall ist ein Arbeitspunkt auf dem Abschnitt $B_1 - D_1$ bzw. $G_1 - E_1$ der Iso-Flussellipse $\psi_{max}(\omega_{RS2})$ zu wählen. Es wird mehr flussschwächer Strom als zur optimalen Nutzung des Reluktanzdrehmomentes nötig in die Maschine eingepreßt, aber gerade nur so viel, dass der Arbeitspunkt noch konform mit der Spannungsgrenze ist, so dass ein Betrieb an der Spannungsgrenze resultiert. Der maximal stellbare Drehmomentbetrag wird im Punkt D_1 bzw. E_1 , dem Schnittpunkt von Strom- und Spannungsgrenze, erreicht. Das maximal stellbare Drehmoment wird also sowohl von der Strom- als auch von der Spannungsgrenze bestimmt. Der Betriebsbereich, in dem dies der Fall ist, wird als unterer Flussschwächbereich bezeichnet. Zusammenfassend werden für den Fall, dass $\psi_{max}(\omega_{RS2})$ die Spannungsgrenze repräsentiert, abhängig von T^* Arbeitspunkte auf der Kennlinie $E_1 - G_1 - A_1 - B_1 - D_1$ angefahren.

5.3.3 Oberer Flussschwächbereich

Nach Gl. (3.15 a) ist der Mittelpunkt der Iso-Flussellipsen durch den Kurzschlussstrom des Motors $i_d = -I_0$, $i_q = 0$ gegeben. Für Maschinen mit $I_{max} > I_0$ liegt der Kurzschlussstrom innerhalb des Kreises maximalen Stromes. In diesem Fall wird bei hinreichend großen Drehzahlbeträgen der maximal stellbare Drehmomentbetrag nicht am Schnittpunkt von Strom- und Spannungsgrenze erreicht. In Bild 5.6 erkennt man, dass für die zulässige

Flusszeigerlänge $\psi_{max}(\omega_{RS5})$ das maximal stellbare Drehmoment T_5 im Arbeitspunkt B_2 erreicht wird, der sich nicht auf dem Kreis maximalen Stromes sondern auf der pink eingezeichneten Kennlinie befindet. Diese Kennlinie beinhaltet alle Arbeitspunkte, in denen ein Drehmoment mit minimaler Flusszeigerlänge gestellt werden kann. Sie soll im Folgenden als **Maximum Torque Per Flux (MTPF)**-Kennlinie bezeichnet werden. Sie leitet sich analog zu der MTPC-Kennlinie her. Während die MTPC-Kennlinie durch die Tangentialpunkte zwischen den Iso-Drehmomentkurven und den Kreisen konstanten Stromes gegeben ist, setzt sich die MTPF-Kennlinie aus den Tangentialpunkten zwischen den Iso-Drehmomentkurven und den Iso-Flussellipsen zusammen. Sie schneidet den Kreis maximalen Stromes in dem mit E_2 gekennzeichneten Arbeitspunkt, in dem die Flusszeigerlänge $\psi_{max}(\omega_{RS4})$ beträgt. Die zugehörige Ellipse konstanten Flusses ist in Bild 5.6 eingezeichnet und repräsentiere die Spannungsgrenze bei konstanter Zwischenkreisspannung und einer elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS4} . Für kleine Drehzahlbeträge ($|\omega_{RS}| < \omega_{RS4}$) wird das maximal stellbare Drehmoment im unteren Flussschwächbereich am Schnittpunkt von Strom- und Spannungsgrenze erreicht. Für größere Drehzahlbeträge ($|\omega_{RS}| > \omega_{RS4}$) ist der maximal stellbare Drehmomentbetrag nur noch von der Spannungsgrenze, nicht mehr von der Stromgrenze, abhängig und wird auf der MTPF-Kennlinie erreicht. Der Betriebsbereich, in dem letzteres der Fall ist, wird als oberer Flussschwächbereich bezeichnet. Bei einer elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS5} werden Drehmomente auf der durch $C_2 - A_2 - B_2$ gegebenen Kurve gestellt.

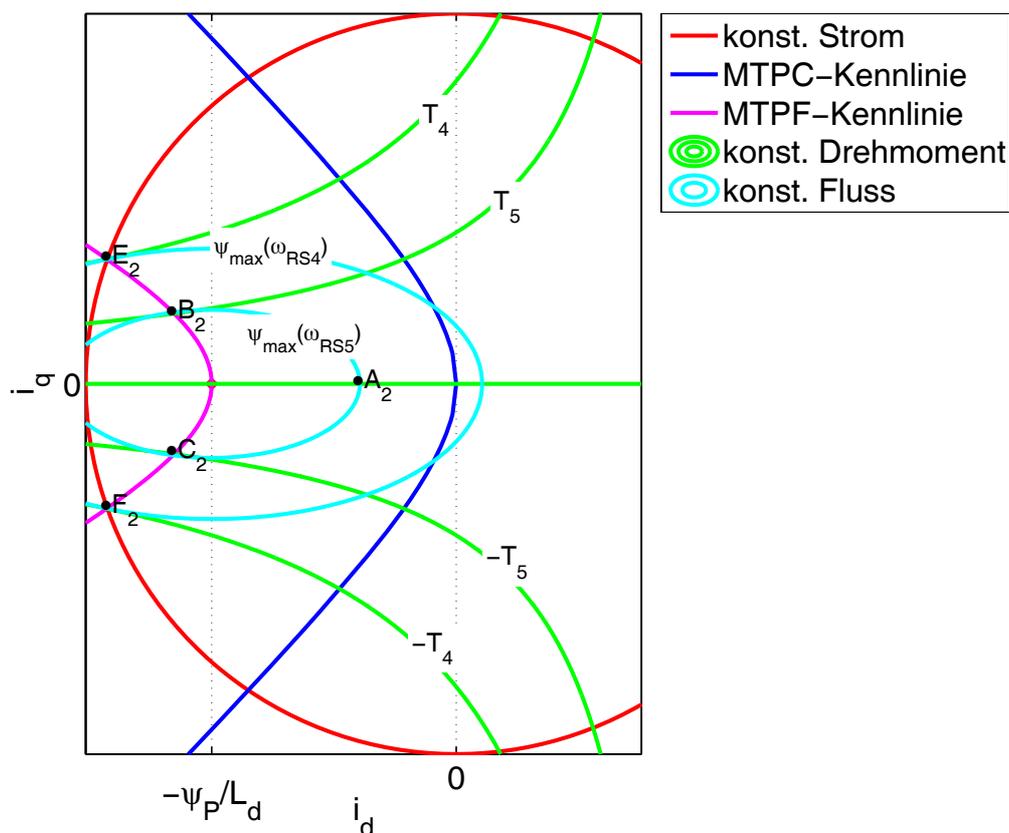


Bild 5.6: Kennlinien eines IPMSM

5.3.4 Maximal stellbares Drehmoment und sinnvoller Betriebsbereich bei IPMSM

Der sinnvolle Betriebsbereich umfasse alle Arbeitspunkte, die mit der in den vorigen Kapiteln hergeleiteten Betriebsstrategie im Ankerstell-, unteren oder oberen Flussschwächbereich potentiell angefahren werden können. Er ist in Bild 5.7 durch die grau schattierte Fläche gegeben, die durch die MTPC-Kennlinie (blau), die MTPF-Kennlinie (magentafarben) und durch den Kreis maximalen Stromes (rot) begrenzt wird.

Bei hinreichend kleinen Drehzahlen wird das maximal stellbare Drehmoment der Maschine nur von der Stromgrenze bestimmt und in den Arbeitspunkten A_1 bzw. A_2 erreicht. Im Flussschwächbereich nimmt das maximal stellbare Drehmoment ab und ist abhängig von der Fluss- bzw. Spannungsgrenze. Im unteren Flussschwächbereich wird es an der Stromgrenze auf den Kreisbögen $A_1 - B_1$ bzw. $A_2 - B_2$ erreicht. Die Arbeitspunkte, auf denen im oberen Flussschwächbereich der maximale Drehmomentbetrag erreicht wird, befinden sich auf dem mit der Stromgrenze konformen Teil der MTPF-Kennlinie, die durch den Abschnitt $B_1 - C - B_2$ gegeben ist. Zusammengefasst liegen die Arbeitspunkte, in denen für eine gegebene Flussgrenze ψ_{max} das maximal stellbare Drehmoment T_{max} realisiert werden kann, auf der in Bild 5.7 grün gestrichelten Linie $A_1 - B_1 - C - B_2 - A_2$. Allen Arbeitspunkten auf dieser Kennlinie kann nun jeweils ein Wert für Flussbetrag und Drehmoment zugeordnet werden. Auf diese Weise erhält man die Kennlinie maximalen Drehmoments bei gegebener Flussgrenze $T_{max}(\psi_{max})$.

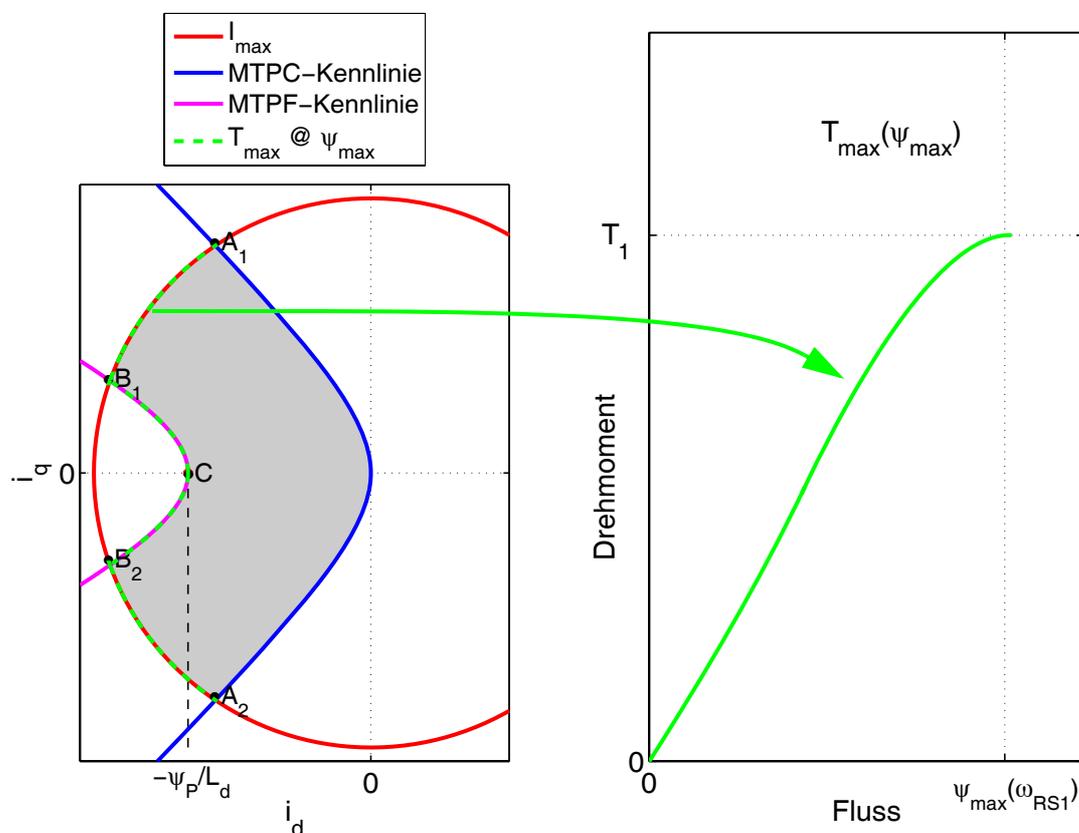


Bild 5.7: Kennlinie maximal stellbaren Drehmoments bei gegebenem Flussbetrag

Auf der rechten Seite von Bild 5.7 ist das maximal stellbare Drehmoment T_{max} über dem maximal zulässigen Flussbetrag ψ_{max} aufgetragen. Der bei gegebener Flussgrenze ψ_{max} von der Regelung zu stellende Sollmomentbetrag ist daher wie folgt zu begrenzen:

$$|T^*| < T_{max}(\psi_{max}) \quad (5.4)$$

Bei dieser Betrachtung werden allerdings, wie oben bereits erwähnt, die ohmschen Spannungsabfälle vernachlässigt.

5.4 Implementierung der Drehmomentsteuerung

In diesem Kapitel soll eine Implementierungsmöglichkeit der in Kap. 5.3 hergeleiteten Betriebsstrategie zur Drehmomentsteuerung aufgezeigt werden, die den gesamten Arbeitsbereich umfasst und auf Kennfeldern beruht. Sie hat die in Bild 5.8 dargestellte Struktur. Aus der Zwischenkreisspannung u_{dc} und der elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS} wird nach Gl. (3.14) der maximal zulässige Flussbetrag ψ_{max} berechnet. Die eigentliche Ermittlung des Arbeitspunktes erfolgt dann auf Basis der Flussgrenze ψ_{max} und des Sollmomentes T^* , wobei der Arbeitspunkt in Form einer Kombination von Sollströmen i_d^* und i_q^* ausgegeben wird.

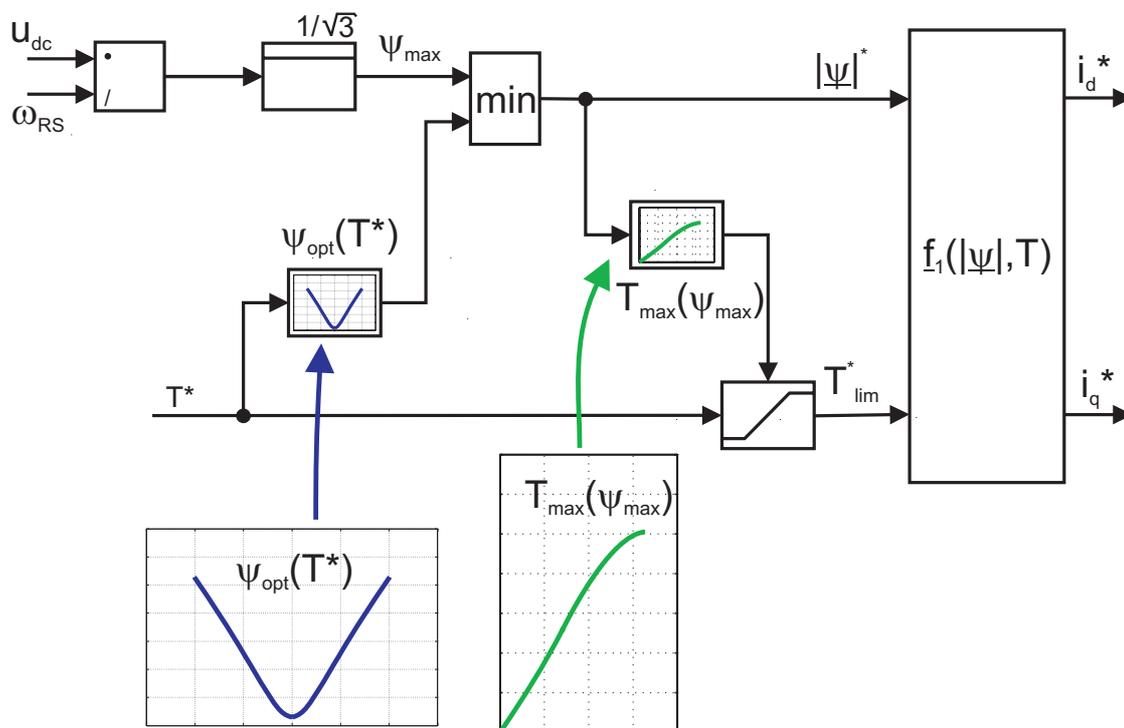


Bild 5.8: Struktur der Drehmomentsteuerung

Die Identifizierung der gesuchten Arbeitspunkte basiert auf zwei bereits hergeleiteten Kennlinien:

- $\psi_{opt}(T^*)$ (siehe Bild 5.5)
- $T_{max}(\psi_{max})$ (siehe Bild 5.7)

Die Funktionsweise der in Bild 5.8 dargestellten Drehmomentsteuerung lässt sich wie folgt beschreiben:

Der Soll Drehmomentanforderung T^* wird mit Hilfe des Kennfeldes $\psi_{opt}(T^*)$ der optimale Flussbetrag zugeordnet, mit dem das geforderte Drehmoment auf der MTPC-Kennlinie gestellt wird, falls der resultierende Arbeitspunkt auf der MTPC-Kennlinie konform mit der Spannungsgrenze ist. Ein Vergleich des optimalen Flussbetrages $\psi_{opt}(T^*)$ mit der Flussgrenze ψ_{max} entscheidet, ob dies der Fall ist und der Antrieb im Ankerstell- oder im Flussschwäcbereich betrieben wird:

- Falls $\psi_{opt}(T^*) < \psi_{max}$ gilt, wird der Antrieb im Ankerstellbereich betrieben. Ein Flussbetrag von $\psi_{opt}(T^*)$ wird in die Maschine eingepreßt und das Drehmoment T^* wird auf der MTPC-Kennlinie gestellt.
- Falls $\psi_{opt}(T^*) > \psi_{max}$ gilt, wird der Antrieb im Flussschwäcbereich betrieben. Der maximal mit der Spannungsgrenze konforme Flussbetrag ψ_{max} wird in die Maschine eingepreßt und es ist zu überprüfen, ob das geforderte Drehmoment T^* mit einem Flussbetrag von ψ_{max} gestellt werden kann.

Der in die Maschine einzuprägende Flussbetrag ist somit bestimmt. Nun wird mit Hilfe der Kennlinie $T_{max}(\psi_{max})$ der maximal stellbare Drehmomentbetrag bei gegebenem Fluss in der Maschine ermittelt und $|T^*|$ wird auf einen maximalen Wert von T_{max} limitiert. Legt man den sinnvollen Betriebsbereich der Maschine zu Grunde, so wird der gesuchte Arbeitspunkt eindeutig durch die Kombination von Flussbetrag und Drehmoment bestimmt. T^*_{lim} und $|\underline{\psi}|^*$ können direkt als Sollgrößen für eine unterlagerte Direct Torque Control (DTC), wie sie in Kap. 7 beschrieben wird, verwendet werden. Wird als unterlagerte Regelungsstruktur eine feldorientierte Stromregelung (FOR) verwendet, muss der in Form von T^*_{lim} und $|\underline{\psi}|^*$ vorliegende Arbeitspunkt noch in eine Kombination von Sollgrößen für die unterlagerten Stromregelkreise i_d^* und i_q^* transformiert werden. Im sinnvollen Betriebsbereich kann eine Kombination von i_d - und i_q - Strömen eindeutig einer Kombination von T und $|\underline{\psi}|$ zugeordnet werden und umgekehrt. Das heißt, es existiert eine bijektive, vektorielle Funktion f_1 mit folgenden Eigenschaften:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = f_1 \begin{bmatrix} T \\ |\underline{\psi}| \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} T \\ |\underline{\psi}| \end{bmatrix} = f_1^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Die Funktion $f_1(|\underline{\psi}|, T)$ wird in einem dritten Kennfeld abgelegt.

Die drei zur Implementierung der Drehmomentsteuerung nach Bild 5.8 nötigen Kennfelder $\psi_{opt}(T^*)$, $T_{max}(\psi_{max})$ und $f_1(|\underline{\psi}|, T)$ können aus FEM-Rechnungen oder durch Vermessung der Maschine gewonnen werden. Sie sind in Bild 5.9 und Bild 5.10 dargestellt.

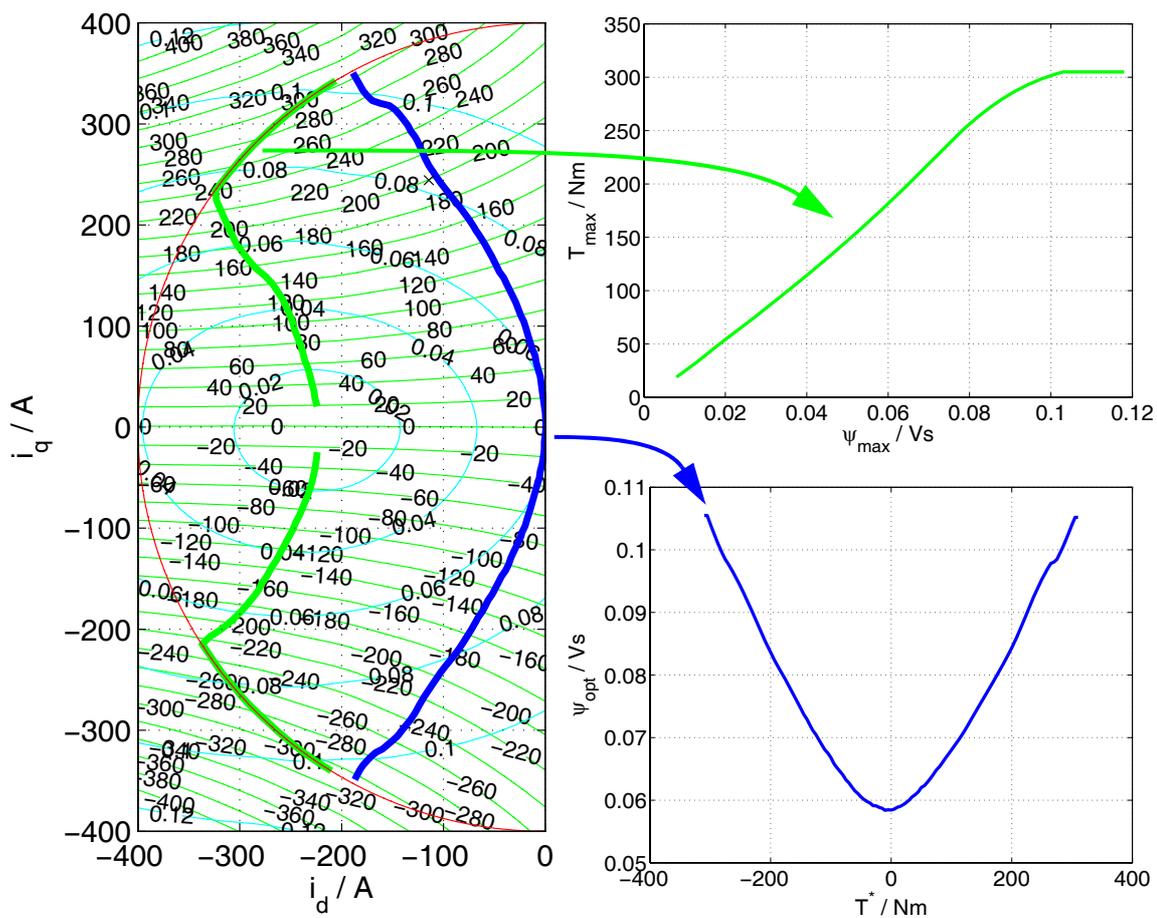


Bild 5.9: Durch Messung aufgenommene Kennfelder in i_d -, i_q -Koordinaten (links) mit den Kennlinien $\psi_{opt}(T^*)$ (rechts oben) und $T_{max}(\psi_{max})$ (rechts unten)

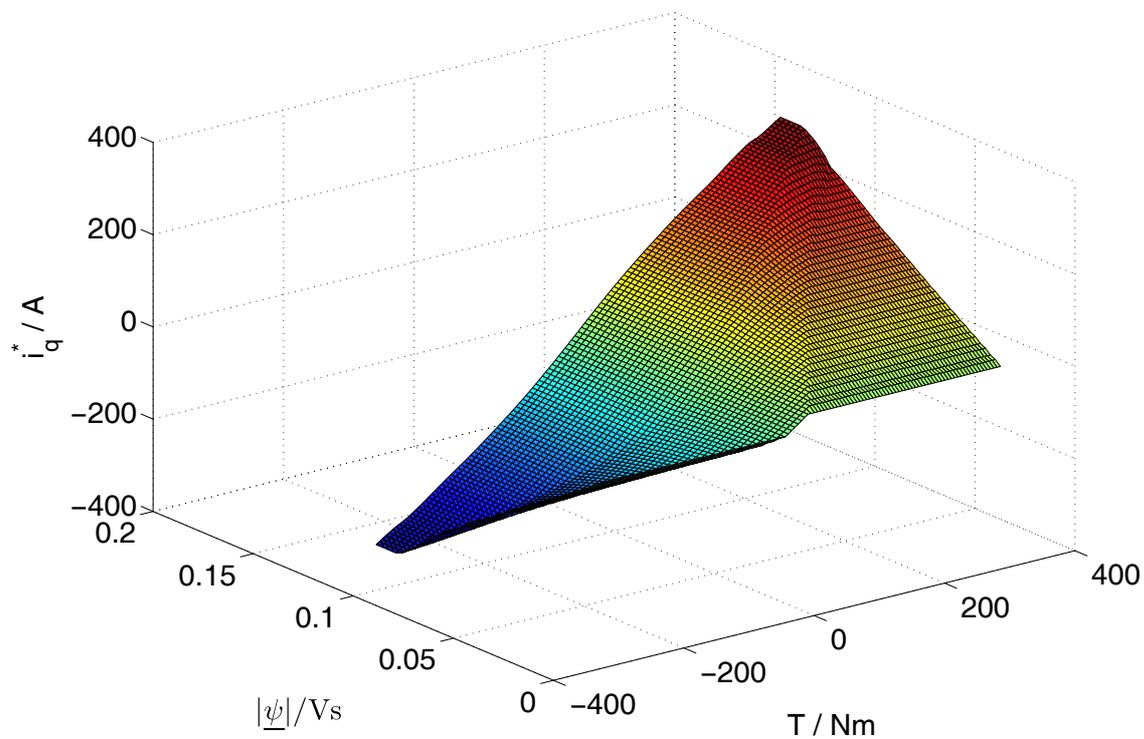
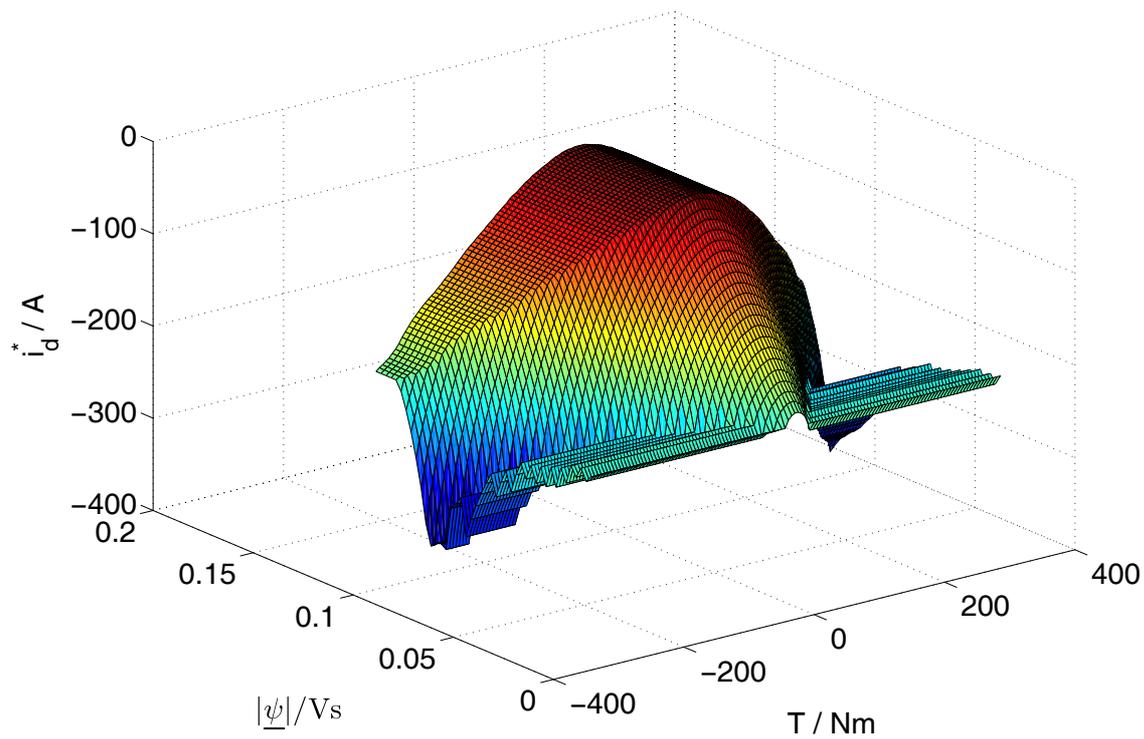


Bild 5.10: Durch Messung aufgenommene Kennfelder $f_1(|\underline{\psi}|, T)$ mit den Strömen i_d und i_q abhängig von Gesamtflussbetrag und Drehmoment

5.4.1 Messergebnisse

Die folgenden Bilder zeigen Messergebnisse der Drehmomentsteuerung, die mit einer unterlagerten FOR, wie sie in Kap. 6 beschrieben ist, betrieben wird. Der in Bild 5.11 dargestellte Messschrieb ist bei 1000 min^{-1} im Ankerstellbereich und der in Bild 5.12 dargestellte Messschrieb bei 4500 min^{-1} im Flussschwächbereich aufgezeichnet worden.

Die Bilder zeigen neben dem Soll- und Istwert des Drehmoments jeweils die Sollströme sowie den Spannungsbedarf in d - und q -Richtung. Bei dem Messschrieb in Bild 5.12, der einen Betrieb im Flussschwächbereich zeigt, ist zusätzlich die Spannungszeigerlänge dargestellt.

Mit einem Drehmomentfehler $<4\%$ bezogen auf das Bemessungsdrehmoment wird eine gute Drehmomentgenauigkeit erreicht.

Beim Betrieb im Flussschwächbereich, wo die Maschine definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben wird, stellt sich wie erwartet eine konstante Spannungszeigerlänge ein. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass der Messschrieb mit aktiviertem Spannungsregelkreis, wie er in Kap. 6.6.1 beschrieben wird, aufgezeichnet worden ist. Auf diese Weise kann ein sicherer Betrieb an der Spannungsgrenze gewährleistet werden.

Die gezeigten Messschriebe belegen, dass die Drehmomentsteuerung wie gewünscht funktioniert. Eine Ursache für Ungenauigkeiten bei der Drehmomentsteuerung liegt in der nicht konstanten Temperatur der Permanentmagnete \mathfrak{S}_{PM} . Der Einfluss der Magnettemperatur auf ψ_P und somit auf das erzeugte Drehmoment wird in Kap. 5.5 beschrieben.

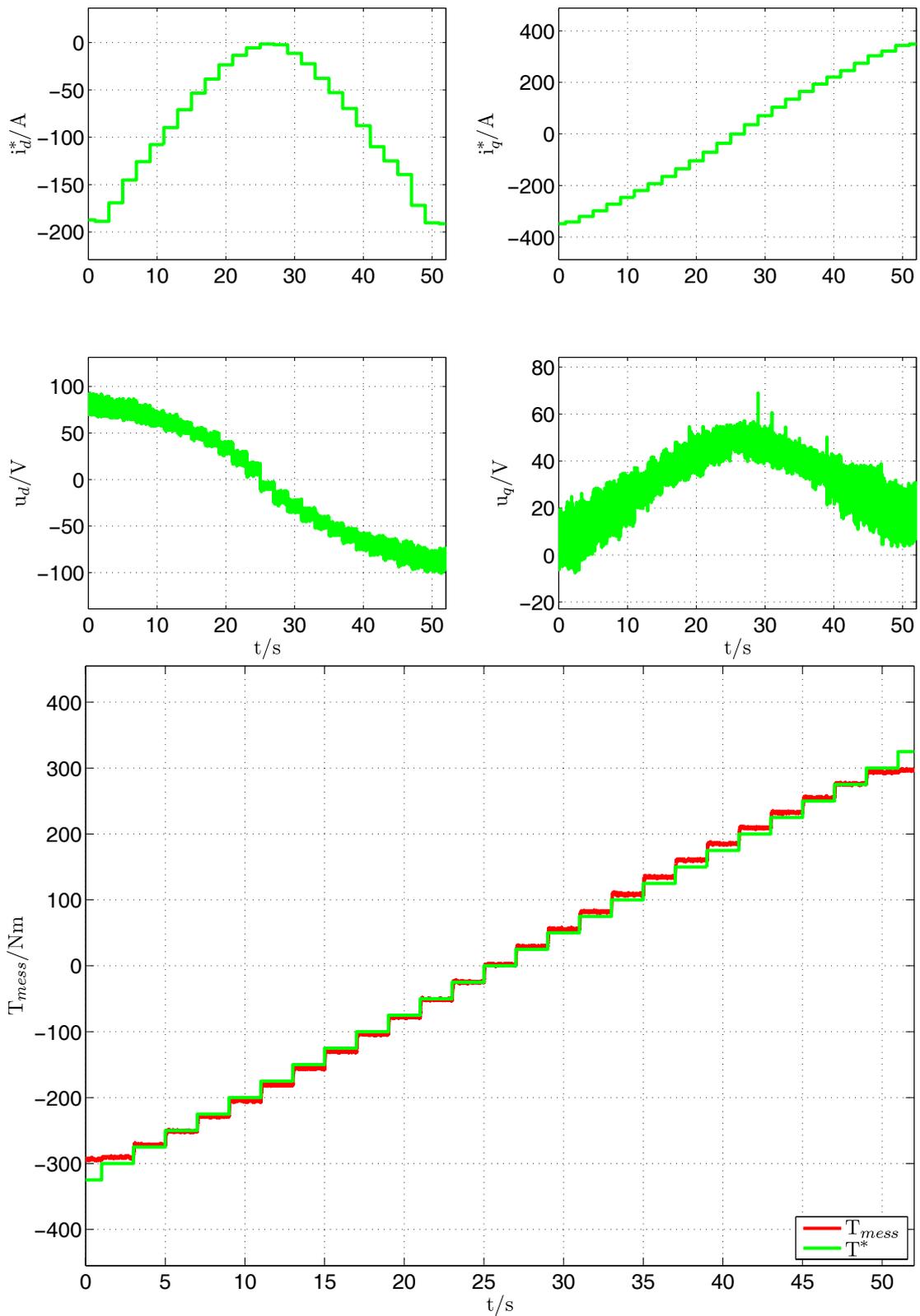


Bild 5.11: Messergebnisse Drehmomentsteuerung:
 Solldrehmomentsprünge von 25 Nm bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1}

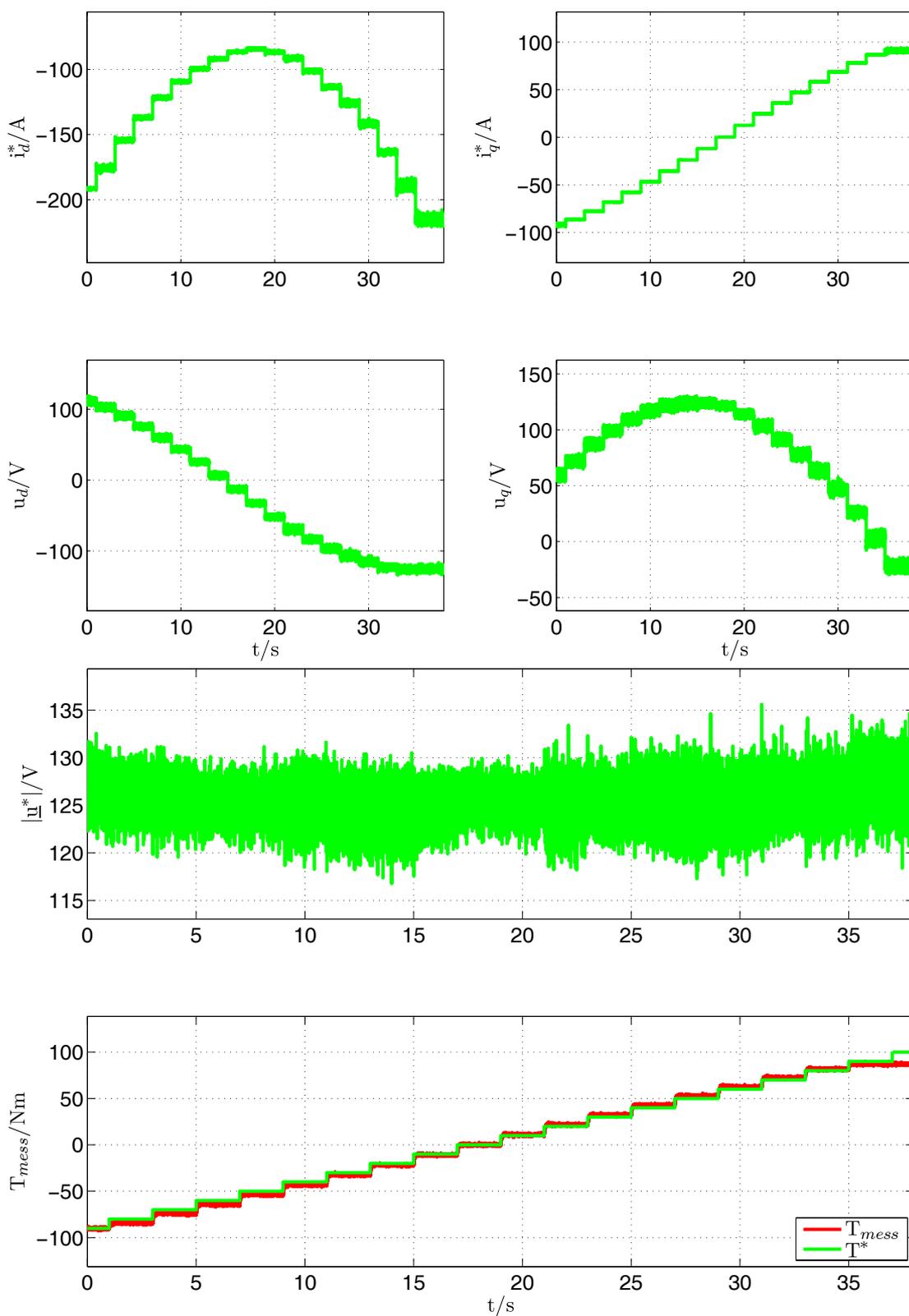


Bild 5.12: Messergebnisse Drehmomentsteuerung:
 Soll Drehmomentsprünge von 25 Nm bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1}

5.5 Temperaturabhängigkeit der Kennfelder

In Kap. 3.7 wird die Temperaturabhängigkeit des Permanentmagnetmaterials erläutert. Die Remanenzflussdichte bzw. Koerzitivfeldstärke des in der betrachteten Maschine verwendeten Permanentmagnetmaterials reduziert sich laut Datenblatt um ca. 0,08% bei einer Magnettemperaturerhöhung um 1°K. Bei großen Temperaturhüben, wie sie im Motorraum von Automobilen vorkommen, ist dieser Effekt signifikant. Die in Kap. 5.4 dargestellten Kennfelder zur Drehmomentsteuerung basieren auf einer Vermessung der Maschine. Hierbei wird ein Raster von i_d -, i_q -Strömen über den sinnvollen Arbeitsbereich der Maschine gelegt und in jedem Rasterpunkt das gestellte Drehmoment und der Spannungsbedarf der Maschine ermittelt, aus dem dann auf die Flusskomponenten ψ_d und ψ_q zurückgeschlossen wird. Während der Vermessung der Maschine sollte die Magnettemperatur ϑ_{PM} möglichst konstant bei einer Temperatur $\vartheta_{PM, Vermess}$ gehalten werden und die Kennfelder zur Drehmomentsteuerung, die auf Basis der Messdaten generiert werden, beschreiben die Maschine für diese Magnettemperatur $\vartheta_{PM, Vermess}$. Weicht ϑ_{PM} während des Betriebs der Maschine deutlich von $\vartheta_{PM, Vermess}$ ab, so sind die der Drehmomentsteuerung zu Grunde liegenden Kennfelder mit einem systematischen Fehler behaftet und müssen ggf. abhängig von ϑ_{PM} adaptiert werden. Die messtechnische Erfassung von ϑ_{PM} ist für den üblichen Fall, dass sich die Permanentmagnete auf dem rotierenden Teil der Maschine befinden, sehr aufwendig und kostspielig. In [34] sind zwei Beobachterstrukturen zur Ermittlung von ϑ_{PM} bzw. der magnettemperaturabhängigen Flussänderungen $\underline{\psi}_{dq}(i_{dq}, \vartheta_{PM})$ auf Grundlage der Strom- und Spannungsverläufe von PMSM untersucht und verifiziert worden. Mit der auf diese Weise ermittelten Magnettemperatur ist eine Adaption der Kennfelder zur Drehmomentsteuerung $T(i_d, i_q, \vartheta_{PM})$ denkbar, die hier aber nicht weiter thematisiert wird. Die Drehmomentsteuerung für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine hat sich als relativ genau erwiesen, wobei der Antrieb nicht gezielt über einen breiten Temperaturbereich untersucht worden ist.

5.6 Belastung der Permanentmagnete im wirkungsgradoptimierten Betrieb

Die Belastung der Permanentmagnete kann mit Hilfe eines einfachen Reluktanzmodells in d - und q -Richtung beschrieben werden, dessen magnetische Ersatzschaltbilder in Bild 5.13 dargestellt sind. Sättigungseffekte werden bei dieser Betrachtung vernachlässigt, so dass sich die Flüsse abhängig von der auf die Permanentmagnete zurückgehenden Durchflutung Θ_{PM} , der effektiven Anzahl der Statorwindungen N und den als konstant angenommenen Reluktanzen R_{md} und R_{mq} in den beiden Raumrichtungen wie folgt berechnen:

$$\Phi_d = \frac{\Theta_{PM} + Ni_d}{R_{md}}; \Phi_q = \frac{Ni_q}{R_{mq}} \quad (5.6)$$

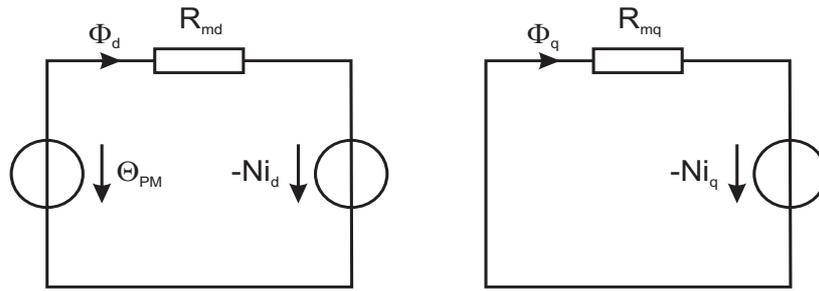


Bild 5.13: Magnetische Ersatzschaltbilder in d - und q -Richtung

Die Flussverkettungen in d - und q -Richtung sind hierbei gegeben durch:

$$\begin{aligned}\psi_d &= N\Phi_d = L_d i_d + \psi_P \\ \psi_q &= N\Phi_q = L_q i_q\end{aligned}\quad (5.7)$$

Für die Induktivitäten und den Permanentfluss gilt:

$$L_d = \frac{N^2}{R_{md}}, L_q = \frac{N^2}{R_{mq}}\quad (5.8)$$

$$\psi_P = \frac{N\Theta_{PM}}{R_{md}}\quad (5.9)$$

Die Kennlinien des Permanentmagnetmaterials sind für drei verschiedenen Magnettemperaturen ϑ_{PM} qualitativ im oberen Teil von Bild 5.14 dargestellt. Der Arbeitspunkt auf der Magnetkennlinie wird durch den Schnittpunkt von Materialkennlinie und Kennlinie des magnetischen Kreises in d -Richtung bestimmt. Die Kennlinie des magnetischen Kreises hat die Steigung $1/R_{md}$ und verläuft für $i_d = 0$ durch den Ursprung des Koordinatensystems. Für $i_d \neq 0$ verschiebt sie sich entsprechend.

Die Magnetkennlinien weisen einen „Kniepunkt“ auf, in dem sich die Steigung der Magnetkennlinie deutlich ändert und dessen Lage stark abhängig von ϑ_{PM} ist. Um eine irreversible Schädigung der Permanentmagnete zu verhindern, darf die Flussdichte in dem Kniepunkt b_{Knie} nicht unterschritten werden. Mit steigendem ϑ_{PM} steigt auch b_{Knie} und somit die Gefahr einer irreversiblen Schädigung der Permanentmagnete auch schon bei geringeren flussschwächenden Strömen. Im unteren Teil von Bild 5.14 ist der in Kap. 5.3.4 hergeleitete sinnvolle Betriebsbereich einer IPMSM skizziert. Wird ein Arbeitspunkt auf der Geraden $A_1 - A_2$ innerhalb des sinnvollen Betriebsbereichs gewählt, so ist $i_d = -I_0$ und der Permanentmagnetfluss wird vollständig kompensiert. Werden Arbeitspunkte links dieser Geraden gewählt, so geht dies mit einer Überkompensation des Permanentmagnetflusses einher. Der Arbeitspunkt mit maximalem flussschwächendem Strom $i_d = -I_{d,max}$ im sinnvollen Betriebsbereich ist mit B gekennzeichnet. Er liegt in dem Schnittpunkt zwischen dem Kreis maximalen Stromes und der MTPF-Kennlinie und markiert den Übergang zwischen unterem und oberem flussschwächbereich.

Der auf den Kurzschlussstrom normierte maximale flussschwächende Strom lässt sich als Maß für die Worst-Case-Belastung der Permanentmagnete während des normalen Betriebes interpretieren. Er hängt unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten vom Grad der Pol-

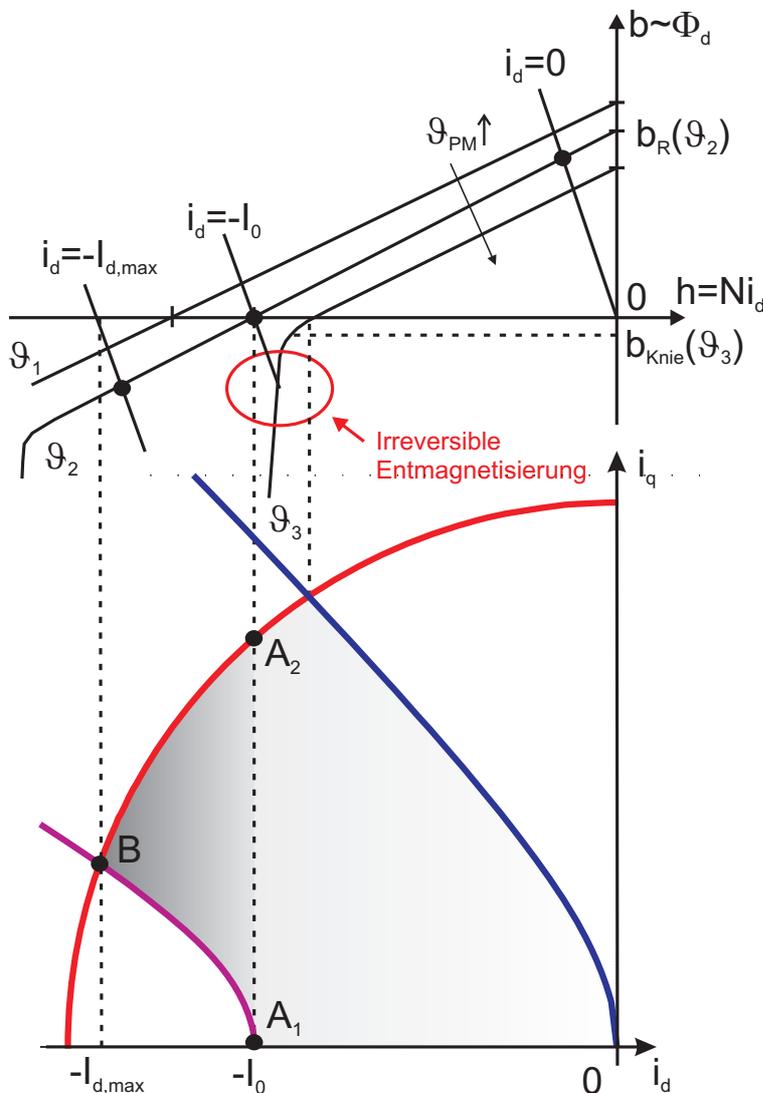
fähigkeit (Saliency) g und dem Verhältnis von maximalem Strom und Kurzschlussstrom k ab, die durch Gl. (5.10) und Gl. (5.11) definiert sind.

$$g = \frac{L_q}{L_d} \quad (5.10)$$

$$k = \frac{I_{max}}{I_0} \quad (5.11)$$

Die Worst-Case-Belastung der Permanentmagnete während des normalen Betriebes berechnet sich wie folgt [43]:

$$\frac{I_{d,max}}{I_0} = \frac{1 - \frac{g}{2} - \frac{g}{2} \sqrt{-3 + 4g + k^2(4 - 8g + 8g^2 - 8g^3 + 8g^2 + 4g^4)}}{-1 + g - g^2 + g^3} \quad (5.12)$$



In Bild 5.15 ist der normierte maximale flussschwächende Strom über dem Grad der Saliency für verschiedene Verhältnisse k von maximalem Strom zum Kurzschlussstrom aufgetragen.

Für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine beträgt $I_{d,max} = 1,6I_0$, so dass mit einer deutlichen Überkompensation des Permanentflusses zu rechnen ist.

Bild 5.14: Arbeitspunkte auf der PM-Kennlinie abhängig von i_d

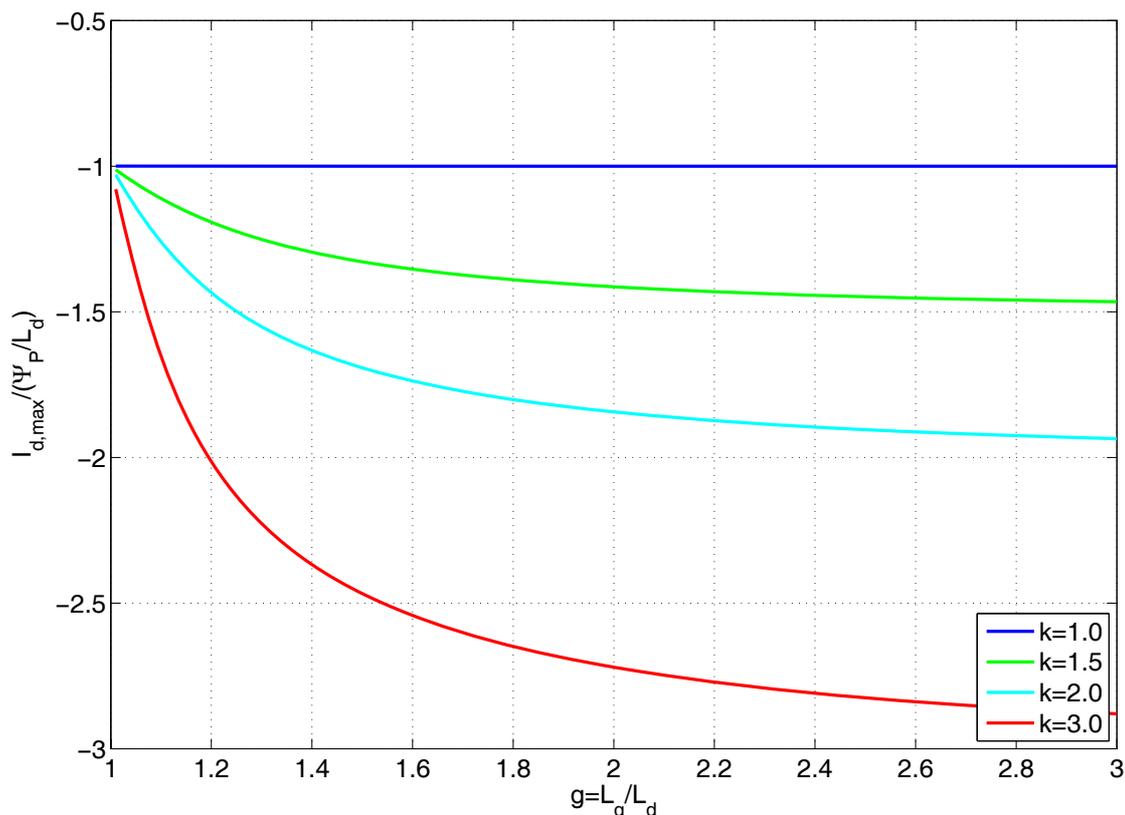


Bild 5.15: Auf den Kurzschlussstrom normierter, maximaler flussschwächender Strom abhängig von den Parametern g und k

5.7 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wird zunächst eine Übersicht über den Stand der Technik zur Identifikation von Arbeitspunkten gegeben, in denen IPMSM wirkungsgradoptimiert bzw. wirkungsgradoptimal betrieben werden. Die Zweckmäßigkeit der Annäherung der wirkungsgradoptimalen Arbeitspunkte durch MTPC-optimale Arbeitspunkte wird motiviert.

Nach Identifikation von MTPC- und MTPF-Kennlinie wird die Arbeitspunktwahl unter Berücksichtigung von Strom- und Spannungsgrenze diskutiert. In diesem Zusammenhang werden die Begriffe Ankerstell- sowie unterer und oberer Flussschwächbereich erläutert und der "sinnvolle Betriebsbereich" wird definiert, der alle Kombinationen von i_d und i_q umfasst, die mit der hergeleiteten MTPC-optimale Betriebsstrategie potentiell angefahren werden.

Eine rechenzeiteffiziente Möglichkeit zur Implementierung der MTPC-optimale Arbeitspunktsteuerung basierend auf den beiden offline ermittelten, eindimensionalen Kennfeldern $\psi_{opt}(T^*)$ und $T_{max}(\psi_{max})$ wird aufgezeigt. Die verwendete Arbeitspunktsteuerung kommt ohne eine harte Strukturumschaltung beim Übergang zwischen Ankerstell- und

Flussschwächbereich aus. Die Kennfelder werden durch Vermessung der Maschine generiert und berücksichtigen somit schon die Einflüsse von Eisen-Sättigungseffekten.

Die Messergebnisse im Ankerstell- und Flussschwächbereich belegen die Funktionalität der Arbeitspunktsteuerung im Zusammenspiel mit einer unterlagerten Stromregelung. Der Drehmomentfehler ist kleiner als 4% bezogen auf das Bemessungsdrehmoment und kann durch die temperaturabhängigen Eigenschaften des PM-Materials erklärt werden. Es wird thematisiert, dass der sinnvolle Betriebsbereich auch Arbeitspunkte umfasst, in denen der Permanentfluss nicht nur kompensiert sondern sogar überkompensiert wird. Die Worst-Case-Belastung wird mathematisch abhängig von den beiden Maschinenparametern g und k ausgedrückt, die die Polfühligkeit und das Verhältnis von maximalem Strom zum Kurzschlussstrom beschreiben.

6 Unterlagerte Regelungsstruktur: Feldorientierte Stromregelung (FOR)

In Kap. 5 wird eine wirkungsgradoptimierte Drehmomentsteuerung vorgestellt, die Arbeitspunkte abhängig von Soll Drehmoment sowie gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung des Antriebs vorgibt. Die ermittelten Arbeitspunkte müssen danach von einer unterlagerten Regelungsstruktur in die Maschine eingepreßt werden. Als unterlagerte Regelungsstruktur wird in dieser Arbeit in erster Linie die „**Feldorientierte Stromregelung (FOR)**“ betrachtet, die Gegenstand dieses Kapitels ist. In Kap. 7 wird als Alternative eine unterlagerte Regelungsstruktur in Form einer „**Direct Torque Control (DTC)**“ untersucht.

6.1 Anforderungen an die unterlagerte Regelungsstruktur und Stand der Technik

Das Konzept der feldorientierten Regelung von Drehfeldmaschinen geht auf den Anfang der 70er Jahre zurück [4]. Die Entwicklung geeigneter Leistungshalbleiter und digitaler Signalverarbeitungstechnik hat dieser Technologie zu Beginn der 90er Jahre zum Durchbruch verholfen. Sie beherrscht heutzutage den Markt in Drehmoment bzw. Drehzahl exakt regelbarer Antriebe beinahe völlig und es gibt umfassende Literatur zu diesem Thema wie z.B. [60], [61], [68].

Der Einsatz von PMSM und insbesondere IPMSM in Traktionsanwendungen ist hingegen noch relativ neu, da der Betrieb von PMSM in dem hier geforderten Konstantleistungsbe-
reich aus verschiedenen Gründen vermieden wurde. Zu diesen Gründen zählen:

- Probleme der Handhabung der hohen induzierten Spannungen bei Flussschwächbetrieb im Fehlerfall
- Gefahr der irreversiblen Schädigung der Permanentmagnete im Flussschwächbetrieb
- Abnehmender Wirkungsgrad im Flussschwächbetrieb

Durch die Entwicklung von Seltenerd-Permanentmagneten mit immer höheren Energiedichten sind IPMSM in Bezug auf Wirkungsgrad sowie Leistungs- und Drehmomentdichte anderen elektrischen Maschinentypen mittlerweile deutlich überlegen [63]. Im Automobilbereich, wo Wirkungsgrad und Bauraum entscheidende Kriterien für elektrische Fahrtriebe sind, können IPMSM diese Vorteile voll ausspielen und sind hier, trotz der oben erwähnten Nachteile, mittlerweile der am weitesten verbreitete elektrische Maschinentyp. Zur wirkungsgradoptimierten Arbeitspunktsteuerung drehzahl- und drehmoment geregelter IPMSM gibt es schon eine Reihe von Veröffentlichungen, von denen einige in Kap. 5.1 vorgestellt werden. Die Anzahl der Publikationen zu der der Arbeitspunktsteuerung unterlagerten Regelungsstruktur, speziell im Hinblick auf die Erfordernisse von Traktionsanwendungen, ist hingegen deutlich geringer. Die Anforderungen an die unterlagerte Regelungsstruktur sind gegeben durch:

- Stabiler und stationär genauer Betrieb der Regelung im Ankerstell- und Flussschwäcbereich
- Hohe Robustheit der Regelung gegenüber Parameterunsicherheiten durch z.B. Temperaturschwankungen
- Minimierung der Drehmoment- bzw. Stromwelligkeit
- Hohe Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung im Flussschwäcbereich durch Betrieb nahe an der Spannungsgrenze
- Hohe Drehmomentdynamik im Ankerstell- und Flussschwäcbereich

Der Regelungsentwurf hat hierbei unter den Randbedingungen zu erfolgen, die durch die eingesetzte Leistungselektronik und Signalverarbeitungshardware gesetzt werden. Das heißt zum einen, dass die maximal zulässige Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter einzuhalten ist und zum anderen, dass die entwickelten Regelungsalgorithmen auf der verwendeten Signalverarbeitungshardware in Echtzeit abgearbeitet werden müssen. Hoch ausgenutzte elektrische Maschinen haben oft zusätzliche spezifische Eigenschaften, die beim Regelungsentwurf zu berücksichtigen sind. Für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine ist in diesem Zusammenhang zu nennen:

- Eisensättigungseffekte abhängig vom Arbeitspunkt i_{dq}
- Abhängigkeit des ohmschen Statorwicklungswiderstands von der Kupfer- bzw. Wicklungstemperatur
- Abhängigkeit der Koerzitivfeldstärke des verwendeten *NdFeB*-Permanentmagnetmaterials von der Temperatur
- Kleine minimale Pulszahl bedingt durch eine sehr hohe Grundfrequenz bei maximaler Drehzahl
- Nicht sinusförmige EMK

Ein stabiler und stationär genauer Betrieb sind Standardanforderungen an Regelungen. Sie sind wie die geforderte Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten bzw. Temperaturschwankungen und die Minimierung von Strom- und Drehmomentrippe vor dem Hinter-

grund der besonderen Randbedingungen zu sehen, die durch die genannten Eigenschaften hoch ausgenutzter IPMSM bedingt sind.

Die Forderung nach einer hohen Drehmomentdynamik geht weniger auf die Fahrdynamik zurück, für die es nicht wichtig ist, ob das Drehmoment der elektrischen Maschine einige Millisekunden früher oder später zur Verfügung steht. Sie ist vielmehr durch andere etwaig überlagerte Funktionen bedingt, wie z.B. eine Schwingungstilgung im Antriebsstrang oder eine Kraftschlussregelung, die eine hohe Dynamik der unterlagerten Drehmomentsteuerung bzw. -regelung erfordern. Die Dynamik der Stromregelung wird zum einen durch den Stromreglerentwurf bestimmt. Bezüglich des Stromreglerentwurfs kann auf die Standardentwurfverfahren wie z.B. „Betragsoptimum“, „Symmetrisches Optimum“ [60] oder „Internal Model Control (IMC)“ [24] zurückgegriffen werden, die aber alle von einem quasikontinuierlichen Reglerentwurf ausgehen. In [6] findet sich ein zeitdiskreter Stromreglerentwurf für ASM, der gegenüber dem quasikontinuierlichen Reglerentwurf die Vorteile einer höheren Dynamik und eines verminderten numerischen Aufwandes hat. Insbesondere im Flussschwäcbereich ist aber neben dem Stromreglerentwurf auch die den Stromreglern zur Verfügung stehende Stellgrößen- das heißt Spannungsreserve entscheidend für die Dynamik der Stromregelung.

Eine hohe Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung im Flussschwäcbereich ist erwünscht, da sie direkt zu einem höheren Wirkungsgrad, bzw. zu einer höheren Drehmomentausbeute bei gegebener Drehzahl und damit zu einer höheren maximalen Leistung des elektrischen Antriebs führt. Um die Funktionsfähigkeit der Stromregler sicherzustellen, muss aber stets genügend Stellgrößenreserve vorhanden sein. Die in Kap. 5 vorgestellte Arbeitspunktsteuerung gibt im Flussschwäcbereich Arbeitspunkte an der Spannungsgrenze vor. Hierbei wird von einem stationären Betrieb ausgegangen und die ohmschen Spannungsabfälle werden vernachlässigt. Um transiente Vorgänge beherrschen und Störeinflüsse ausregeln zu können, muss bei einer reinen Vorsteuerung der Arbeitspunkte ein großer Sicherheitsabstand zur Spannungsgrenze eingehalten werden, damit die Funktionsfähigkeit der Stromregelung unter allen Umständen gewährleistet werden kann. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, der Stromregelung eine Fluss- bzw. Spannungsregelung zu überlagern, was einen Betrieb deutlich näher an der Spannungsgrenze erlaubt. Aber auch mit überlagerter Spannungsregelung sind der Ausnutzung der Zwischenkreisspannung Grenzen gesetzt und mit einer Verminderung der Spannungsreserve geht auch die Dynamik der Stromregelung zurück. Die Forderungen nach einem stabilen und dynamischen Betrieb auf der einen Seite und einer möglichst guten Ausnutzung der Zwischenkreisspannung im Flussschwäcbereich auf der anderen Seite stehen somit in einem Zielkonflikt. Diese Problematik ist bei der feldorientierten Stromregelung von Drehfeldmaschinen im Flussschwäcbereich bekannt. In Bezug auf ASM gibt es hierzu diverse Untersuchungen, die aus den 90er Jahren stammen wie z.B.: [11], [25], [71]. Da ein Betrieb von PMSM im Flussschwäcbereich aus den oben genannten Gründen lange Zeit vermieden wurde, gibt es hierzu vergleichsweise wenige Arbeiten [35], [70].

Für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine liegt ein weiteres Problem in der hohen maximalen Grundfrequenz von 800Hz (elektrische Frequenz bei maximaler Drehzahl). Dies führt dazu, dass bei einer maximalen zulässigen Schaltfrequenz der Wechselrichterstufe von 10 kHz eine Pulszahl von 12,5 resultiert. Bei niedrigen Pulszahlen gewinnt das Modu-

lationsverfahren in Hinblick auf Spannungsausbeute und Oberschwingungsgehalt an Bedeutung. Nicht ganzzahlige Pulszahlen führen auch im stationären Betrieb zu einer Verschiebung der Position der Umschaltzeitpunkte des Wechselrichters bezogen auf die Grundschwingung und somit zu Unterschwingungen. Nach [60] sollte die Pulszahl nicht kleiner als 10 werden, damit sich diese Unterschwingungen bzw. Schwebungseffekte nicht störend auswirken. Kap. 6.6.4 zeigt, dass eine nichtsinusförmige EMK zu einer massiven Verstärkung dieses Problems führt. Synchronisierte Pulsverfahren erzwingen durch Variation der Abtastzeit der Regelung ganzzahlige Pulszahlen und verhindern somit das Auftreten der oben genannten Unterschwingungseffekte.

[70] ist eine der wenigen Arbeiten, die sich explizit und umfassend mit der Regelung von IPMSM für Traktionsanwendungen in HEV beschäftigt. Die feldorientierte Stromregelung bzw. der Stromreglerentwurf wird hierbei nur kurz behandelt. Sie basiert auf dem „Internal Model Control (IMC)“-Verfahren, das in [24] vorgestellt wird. Der Stromreglerentwurf erfolgt quasikontinuierlich, das heißt zunächst wird ein zeitkontinuierlicher Regler auf Basis eines zeitkontinuierlichen Maschinenmodells entworfen, der dann in einem zweiten Schritt in einen zeitdiskreten Regler überführt wird. Ein Betrieb im Flussschwäcbereich wird wie in [35] mit Hilfe eines geschlossenen Spannungsregelkreises realisiert, wobei die Stellgröße des Spannungsreglers i_d ist. Diese Struktur des Spannungsregelkreises ist nur bei Maschinen zulässig, für die $\psi_q \ll |\underline{\psi}|$ gilt, was für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine nicht der Fall ist. Eine wirkungsgradoptimierte Drehmomentsteuerung bzw. -regelung im Flussschwäcbereich, so wie sie in Kap. 5 vorgestellt wird, ist nicht vorgesehen. Probleme mit Unterschwingungsphänomenen bei niedriger Pulszahl werden nicht thematisiert. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf einem Betrieb der Maschine ohne Drehgeber.

6.2 Zeitdiskrete Regelung mit „Regular Sampling“

Die Regelung soll auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) implementiert werden und arbeitet somit prinzipiell als abtastende Regelung zeitdiskret, wobei T_a die (zunächst als konstant angenommene) Abtastzeit der Regelung sei. Zu den Zeitpunkten kT_a liegen die Abtastpunkte der Regelung, an denen Messwerte von Phasenströmen $i_a[k]$, $i_b[k]$, $i_c[k]$ und Rotorwinkel $\varepsilon_{RS}[k]$ erfasst werden, auf deren Grundlage dann der Regelungsalgorithmus angestoßen wird. Hierbei ist k ganzzahlig und bezeichnet den Abtastpunkt zum Zeitpunkt kT_a . Die Regelung arbeitet nach dem Prinzip des „Regular Sampling“, wie es z.B. in [7] beschrieben wird. Beim „Regular Sampling“ erfolgen die Messwerterfassung, die Regelung und die PWM synchronisiert. Dies hat den Vorteil, dass die pulsfrequenten Anteile auf den Strömen durch geschicktes Abtasten ausgeblendet werden. Es führt aber auf Grund der endlichen Rechenleistung der Regelungshardware dazu, dass sich eine Totzeit von einem Abtastschritt zwischen der Messgrößenerfassung und der hieraus folgenden Reaktion der Stellgrößen einstellt. Da diese Totzeit unabhängig vom Regelungsentwurf stets vorhanden ist, kann sie auch als Teil der Strecke interpretiert werden.

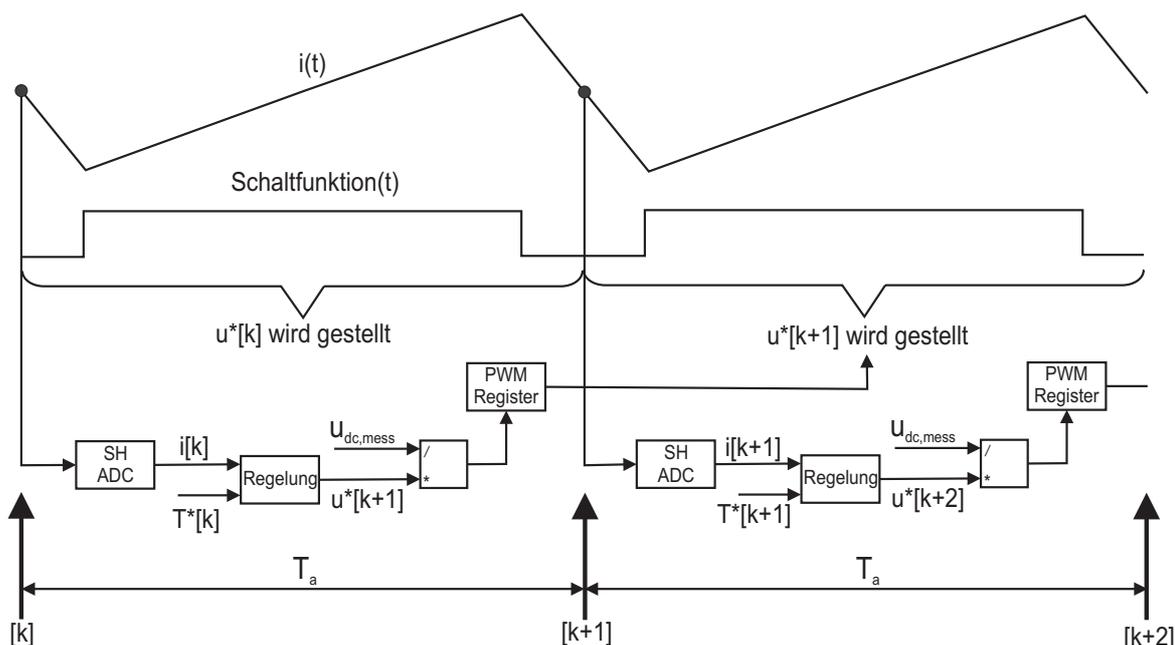


Bild 6.1: Zeitliche Abläufe beim Regular Sampling [7]

6.3 Zeitdiskretes Streckenmodell

Der Entwurf einer zeitdiskret arbeitenden Regelung ist im Allgemeinen auf Basis eines zeitdiskreten Modells der zeitkontinuierlichen Strecke durchzuführen. Einen Sonderfall stellt der so genannte „quasikontinuierliche“ Reglerentwurf dar, bei dem zunächst ein zeitkontinuierlicher Regler auf Basis eines zeitkontinuierlichen Streckenmodells entworfen wird, der dann in einem zweiten Schritt in einen zeitdiskreten Regler überführt wird [24]. Das zeitkontinuierliche Streckenmodell in rotorfesten Koordinaten ist in Kap. 3 hergeleitet worden und unter Vernachlässigung von Eisen-Sättigungseffekten durch die vektorielle Differentialgleichung (3.8) gegeben. Geht man von einer konstanten Drehzahl bzw. elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS} aus, so ist die Zustandsdarstellung von Gl. (3.8) in der Form:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Bw \tag{6.1}$$

gegeben durch

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_d} & \frac{\omega_{RS}L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_{RS}L_d}{L_q} & \frac{-R_S}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_{RS}\Psi_P \end{bmatrix} \tag{6.2}$$

Hierbei sei:

$$\begin{aligned}
 \underline{x} &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} && \text{Zustandsvektor} \\
 \underline{u} &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} && \text{Eingangsvektor} \\
 \underline{A} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_d} & \frac{\omega_{RS}L_q}{L_d} \\ \frac{\omega_{RS}L_d}{L_q} & \frac{-R_S}{L_q} \end{bmatrix} && \text{Systemmatrix} \\
 \underline{B} &= \begin{bmatrix} L_d^{-1} & 0 \\ 0 & L_q^{-1} \end{bmatrix} && \text{Eingangsmatrix} \\
 \underline{w} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_{RS}\Psi_P \end{bmatrix} && \text{Störgrößenvektor (EMK)}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Die EMK, das heißt die durch den Permanentfluss induzierte Spannung, kann in Gl. (6.2) als Störgröße interpretiert werden.

Geht man davon aus, dass Eingangs- und Störgrößenvektor zwischen den Abtastpunkten k und $k + 1$ konstant sind, so ist eine exakte Diskretisierung gegeben durch:

$$\underline{x}[k + 1] = \underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a)\underline{x}[k] + \underline{H}(\omega_{RS}, T_a)(\underline{u}[k] + \underline{w}[k]) \tag{6.4}$$

wobei

$$\begin{aligned}
 \underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a) &= e^{\underline{A}T_a} && \text{Transitionsmatrix} \\
 \underline{H}(\omega_{RS}, T_a) &= \int_0^{T_a} e^{\underline{A}\tau} d\tau \underline{B} && \text{Zeitdiskrete Eingangsmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Die Matrizen in Gl. (6.5) sind von der Drehzahl und der Abtastzeit T_a abhängig. Soll die exakte Diskretisierung nach Gl. (6.4) als Streckenmodell der Stromregelung zu Grunde liegen, so müssen $\underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a)$ und $\underline{H}(\omega_{RS}, T_a)$ zur Laufzeit der Regelung neu berechnet werden, was aus Rechenzeitgründen in der Regel vermieden wird.

Beim Diskretisierungsverfahren nach Euler 1. Ordnung werden $\underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a)$ und $\underline{H}(\omega_{RS}, T_a)$ durch folgende Näherungen ersetzt:

$$\begin{aligned}
 \underline{\Phi}(\omega_{RS}, T_a) &\approx \underline{E} + T_a \underline{A} \\
 \underline{H}(\omega_{RS}, T_a) &\approx T_a \underline{B}
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

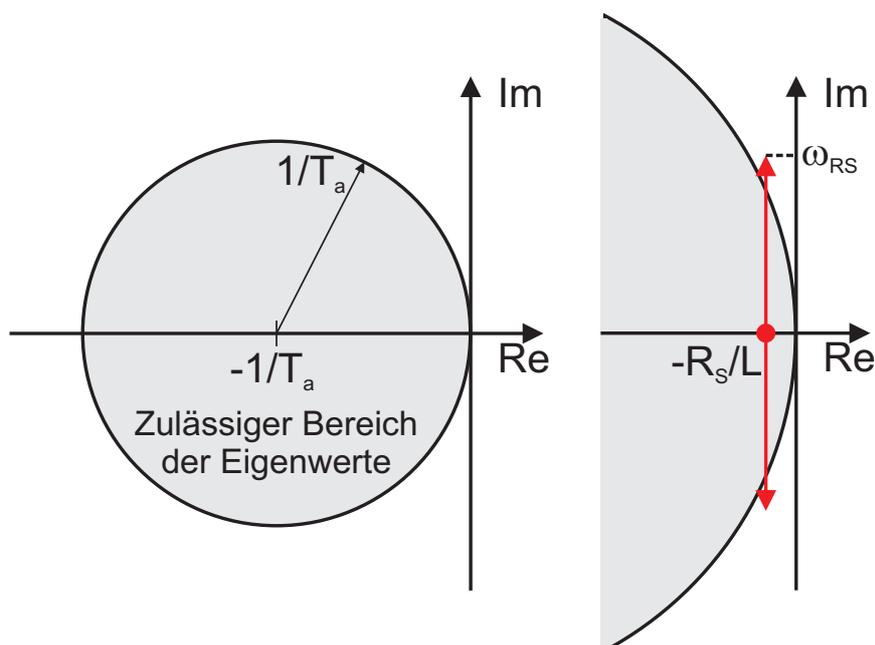


Bild 6.2: Zulässiger Bereich der Eigenwerte des zeitkontinuierlichen Systems für eine stabile Diskretisierung nach dem Euler-Verfahren 1. Ordnung

Damit das auf dem Euler-Verfahren 1. Ordnung basierende zeitdiskrete System stabil ist, müssen die Eigenwerte des zeitkontinuierlichen Systems in einem zulässigen Bereich in der komplexen Ebene liegen, der in Bild 6.2 grau dargestellt ist [5]. Unterstellt man der Einfachheit halber eine symmetrische Reluktanzverteilung von $L_d = L_q = L$, so sind die Eigenwerte der Systemmatrix \underline{A} aus Gl. (6.2) gegeben durch:

$$s_{1,2} = -\frac{R_S}{L} \pm /-j\omega_{RS} \quad (6.7)$$

Der Imaginärteil des konjugiert komplexen Eigenwertpaares der Systemmatrix \underline{A} entspricht der elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS} . Vergleicht man den zulässigen Bereich der Eigenwerte des zeitkontinuierlichen Systems aus Bild 6.2 mit der tatsächlichen Lage der Eigenwerte, erkennt man, dass bei schwacher Dämpfung und hinreichend hoher Drehzahl das zeitdiskrete Modell ungenau bzw. sogar instabil wird. In Anhang D sind Simulationsrechnungen dargestellt, in denen das Verhalten des zeitkontinuierlichen mit dem des zeitdiskreten Maschinenmodells verglichen wird. Man erkennt, dass die Euler-Diskretisierung 1. Ordnung angewandt auf die rotorfixe Spannungsgleichung (3.5) nicht geeignet ist, um bei der betrachteten Abtastzeit ein zeitdiskretes Modell zu generieren, das die Maschine bis zur maximalen Drehzahl mit guter Qualität beschreibt. Möglichkeiten, die Qualität des zeitdiskreten Modells zu verbessern, sind eine Verringerung der Abtastzeit T_a oder die Verwendung eines höherwertigen Diskretisierungsverfahren. Beides würde zusätzlichen numerischen Aufwand bedeuten. In [5] wird für ASM gezeigt, dass die Qualität des zeitdiskreten Modells nicht nur von dem Diskretisierungsverfahren abhängt, sondern auch maßgeblich von dem zeitkontinuierlichen Modell beeinflusst wird, das der Diskretisierung zu Grunde liegt. Es hat sich als günstig erwiesen, zunächst die Diskretisierung in dem der Maschine

eigenen statorfesten Koordinatensystem durchzuführen, und erst danach die für eine feldorientierte Regelung nötige Park-Transformation in dem schon zeitdiskret vorliegenden Modell vorzunehmen.

Das durch Gl. (6.8) gegebene, zeitdiskrete Streckenmodell ergibt sich aus dem Diskretisierungsverfahren nach Euler 1. Ordnung angewendet auf die ständerfeste Differentialgleichung (3.2).

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta}[k+1] = \underline{\Psi}_{\alpha\beta}[k] + T_a(\underline{u}_{\alpha\beta}[k] - R_s i_{\alpha\beta}[k]) \quad (6.8)$$

Die Transformation von Gl. (6.8) ins rotorfeste d -, q -Koordinatensystem und die Korrektur von systematischen Diskretisierungsfehlern im stationären Betrieb ist im Anhang A dargestellt. Das Ergebnis ist folgendes zeitdiskretes Streckenmodell in rotorfesten Koordinaten:

$$\underline{\Psi}_{dq}[k+1] = \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{\Psi}_{dq}[k] + T_a \underline{u}_{dq}[k]) - T_a R_s i_{dq}[k] \quad (6.9)$$

wobei $\Delta\varepsilon_{RS}[k]$ der elektrische Winkel ist, der im Abtastintervall k , das zwischen den Abtastpunkten k und $k+1$ liegt, vom Rotor überstrichen wird.

$$\Delta\varepsilon_{RS}[k] = \varepsilon_{RS}[k+1] - \varepsilon_{RS}[k] \quad (6.10)$$

Bei Gl. (6.9) handelt es sich um eine Differenzgleichung im Flussvektor $\underline{\Psi}_{dq}$, wobei die Kenntnis des Stromvektors i_{dq} zur Beschreibung der ohmschen Spannungsabfälle nötig ist. Sie ist insbesondere auch für Maschinen mit stark ausgeprägten Sättigungseffekten gültig. Für den Entwurf einer Stromregelung muss Gl. (6.9) in eine äquivalente Differenzgleichung im Stromvektor i_{dq} überführt werden. Hierzu muss die vektorielle Funktion $i_{dq} = f_{dq}^{-1}(\underline{\Psi}_{dq})$ aus Gl. (3.18) zumindest näherungsweise bekannt sein. Unter Vernachlässigung der Eisensättigungseffekte und Berechnung der Flüsse aus den Strömen nach

$$\underline{\Psi}_{dq} = \underline{\Psi}_P + \underline{L}_{dq} i_{dq} \quad (3.6)$$

ergibt sich folgende Differenzgleichung für den Strom

$$\begin{aligned} i_{dq}[k+1] &= \underline{L}_{dq}^{-1} \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{L}_{dq} i_{dq}[k] + T_a \underline{u}_{dq}[k]) - R_s T_a \underline{L}_{dq}^{-1} i_{dq}[k] \\ &\quad + \underline{L}_{dq}^{-1} (\underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k]) - \underline{E}) \underline{\Psi}_P \end{aligned} \quad (6.11)$$

Wird Gl. (6.11) so umgestellt, dass die rotatorisch induzierten Spannungen $\underline{u}_{ind,rot,dq}[k]$ als Summe des auf den Permanentfluss und des auf die Ankerrückwirkungen zurückgehenden Anteils isoliert werden, so resultiert Gl. (6.12).

$$i_{dq}[k+1] = i_{dq}[k] - R_s T_a \underline{L}_{dq}^{-1} i_{dq}[k] + T_a \underline{L}_{dq}^{-1} \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{u}_{dq}[k] - \underline{u}_{ind,rot,dq}[k]) \quad (6.12)$$

Die rotatorisch induzierten Spannungen abhängig von $\underline{\Psi}_{dq}$ sind hierbei gegeben durch:

$$\underline{u}_{ind,rot,dq}[k] = T_a^{-1} (\underline{Q}^{-1}(\Delta\varepsilon_{RS}[k]) - \underline{E}) \underline{\Psi}_{dq}[k] \quad (6.13)$$

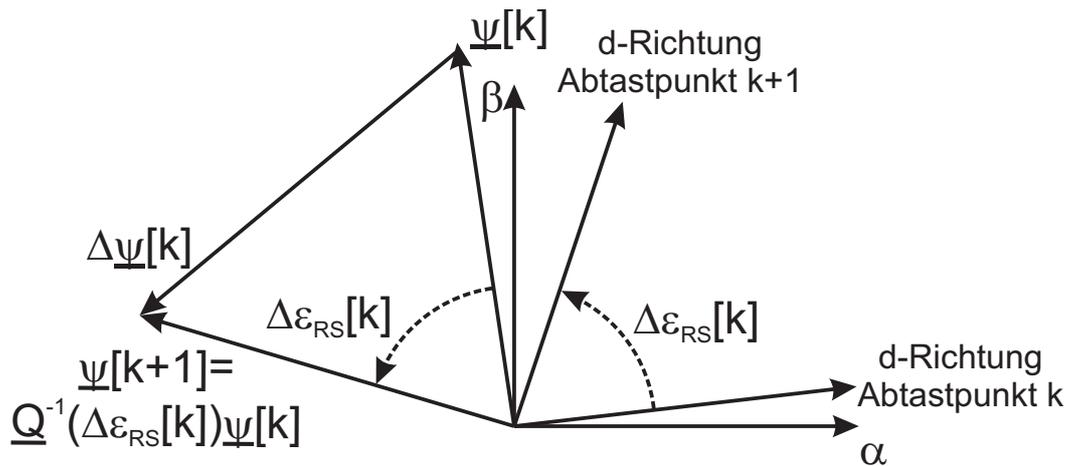


Bild 6.4: Zeigerbild der Gesamtflussverkettung an zwei aufeinander folgenden Abtastpunkten im stationären Betrieb

$$\underline{u}_{ind, rot, dq}[k] = \frac{\Delta\underline{\psi}_{dq}[k]}{T_a} \quad (6.14)$$

6.3.1 Eisen-Sättigungseffekte

Bei der Herleitung des zeitdiskreten Streckenmodells in Gl. (6.12) sind Eisen-Sättigungseffekte vernachlässigt worden. Hat man es allerdings mit hoch ausgenutzten Maschinen zu tun, so ist eine solche Vernachlässigung in der Regel nicht zulässig. Wie in Gl. (3.18) geschehen, lassen sich Eisensättigungseffekte in Form einer nichtlinearen Abhängigkeit der Gesamtflussverkettung von den Statorströmen $\underline{\psi}_{dq} = f_{dq}(i_{dq})$ modellieren. Betrachtet man die Differenzgleichung des Stromes (6.12), so wirken sich die Sättigungseffekte aus auf:

- Die rotatorisch induzierten Spannungen $\underline{u}_{ind, rot, dq}$
- Die inverse Induktivitätsmatrix \underline{L}_{dq}^{-1}

Die rotatorisch induzierten Spannungen lassen sich unter Verwendung von Gl. (6.13) mit dem Flusszeiger $\underline{\psi}_{dq}$ unabhängig von eventuell auftretenden Sättigungseffekten berechnen. Voraussetzung für die Verwendung von Gl. (6.13) in der Regelung ist aber, dass $\underline{\psi}_{dq}$ bekannt ist.

Auf die Induktivitätsmatrix wirken sich Sättigungseffekte dahingehend aus, dass die Induktivitäten nicht länger konstant, sondern abhängig vom Arbeitspunkt i_{dq} sind. In diesem Fall ist zwischen absoluten und differentiellen Induktivitäten zu unterscheiden, wobei für die inverse Induktivitätsmatrix aus Gl. (6.12) die differentiellen Induktivitäten, wie sie in Gl. (3.19) definiert werden, maßgeblich sind. Die Abhängigkeit der differentiellen Induktivitäten vom Arbeitspunkt führt dazu, dass sich die Zeitkonstante des Verzögerungsgliedes 1. Ordnung in dem in Bild 6.3 dargestellten Wirkungsplan arbeitspunktabhängig ändert. Dar-

über hinaus können Eisen-Sättigungseffekte dazu führen, dass sich der Strom in der einen Raumrichtung auf den Fluss in der jeweils anderen Raumrichtung auswirkt. In diesem Fall nehmen die differentiellen Kreuzkoppelinduktivitäten bzw. die Nebendiagonalelemente von \underline{L}_{dq}^{-1} Werte ungleich Null an. Dieses Phänomen wird in der Literatur als dynamische Kreuzkopplung bezeichnet und verursacht eine zusätzliche, drehzahlunabhängige Kopplung zwischen den Stromdynamiken in d - und q -Richtung [58].

In Bild 6.6 sind die Gesamtflussverkettungen abhängig von den Statorströmen $\underline{\Psi}_{dq} = \underline{f}_{dq}(i_{dq})$ für die in dieser Arbeit betrachtete Maschine dargestellt, wobei die den Bildern zu Grunde liegenden Daten durch Vermessung der Maschine generiert worden sind. Bild 6.5 zeigt die in Gl. (3.19) definierten differentiellen Induktivitäten, die den Steigungen der in Bild 6.6 dargestellten Gesamtflussverkettungen in d - und q -Richtung entsprechen. Die differentiellen Selbstinduktivitäten $L_{dd, diff}$ und $L_{qq, diff}$ sind nicht konstant und die differentiellen Kreuzkoppelinduktivitäten nehmen Werte ungleich Null an. Betrachtet man nur den in Kap. 5.3.4 eingeführten sinnvollen Arbeitsbereich der Maschine so variiert die differentielle Selbstinduktivität in d -Richtung zwischen 0,225 - 0,275 mH und die differentielle Selbstinduktivität in q -Richtung zwischen 0,25 - 0,36 mH. Die Kreuzkoppelinduktivitäten sind etwa um den Faktor 10 kleiner als die Selbstinduktivitäten.

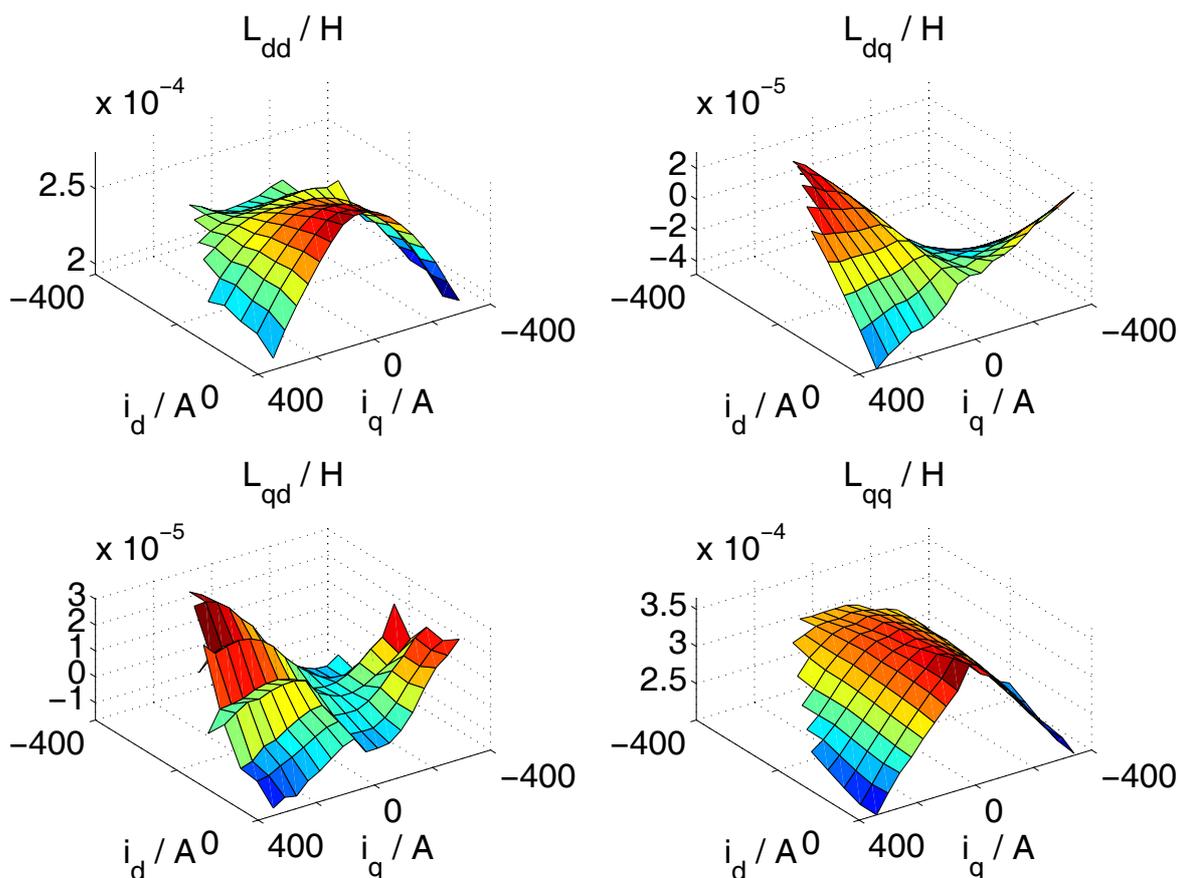


Bild 6.5: Differentielle Induktivitäten $\underline{L}_{dq}(i_{dq})$

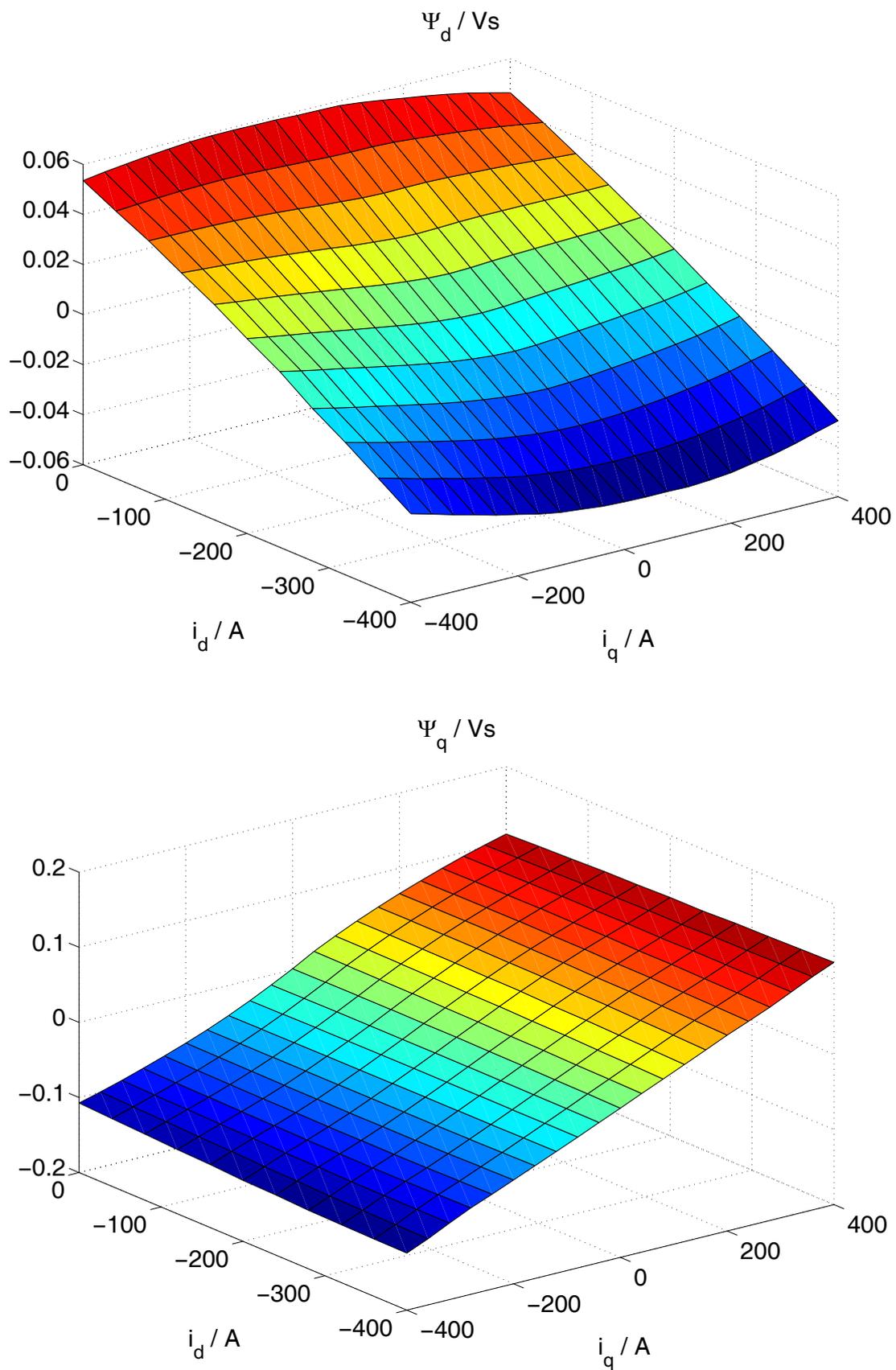


Bild 6.6: Gesamtflussverkettungen abhängig von dem Statorströmen

6.3.2 Simulationsmodell der Maschine unter Berücksichtigung von Eisen-Sättigung

Unter Verwendung des in Bild 6.6 dargestellten funktionalen Zusammenhangs zwischen Gesamtflussverkettung und Statorströmen $\underline{\psi}_{dq} = f_{dq}(i_{dq})$ ist es möglich, die Strom- und Drehmomentdynamik der elektrischen Maschine unter Berücksichtigung der Eisensättigungseffekte zu modellieren. Simulationsrechnungen, denen ein solches Maschinenmodell zu Grunde liegt, ermöglichen eine Abschätzung, in welchem Ausmaß sich die Eisen-Sättigungseffekte auf die Performanz der Regelung auswirken. In dem Software Simulationspaket Matlab/Simulink ist ein solches Maschinenmodell implementiert worden und dient hier als Strecke, auf die der zeitdiskret zu implementierte Regelalgorithmus arbeitet. Das Maschinenmodell wird zeitkontinuierlich implementiert. Ihm liegt die Differentialgleichung (3.5) in rotorfesten Koordinaten zu Grunde, aus der sich der in Bild 3.7 dargestellte Wirkungsplan ergibt. Der Fluss in der Maschine wird durch die von außen angelegten Spannungen \underline{u}_{dq} , die rotatorisch induzierten Spannungen $\omega_{RS} J \underline{\psi}_{dq}$ und die ohmschen Spannungsabfälle bestimmt. Zur Ermittlung der ohmschen Spannungsabfälle muss i_{dq} bekannt sein, das sich aus den Gesamtflussverkettungen mit der Funktion $i_{dq} = f_{dq}^{-1}(\underline{\psi}_{dq})$ errechnet. f_{dq}^{-1} wird aus den in Bild 6.6 dargestellten Messdaten offline ermittelt und dann in Kennfeldern abgelegt. Eine ähnliche Vorgehensweise bei der Simulation hoch ausgenutzter PMSM unter Berücksichtigung von Sättigungseigenschaften wird in [13] vorgestellt. Dort werden IPMSM für Starter-Generator-Anwendungen betrachtet, wobei die Sättigungscharakteristik nicht durch Vermessung der Maschine sondern durch FEM-Rechnungen ermittelt wird.

6.4 Regelungsentwurf

Ziel der feldorientierten Stromregelung ist es, von der Drehmomentsteuerung vorgegebene Sollströme i_d^* und i_q^* in die Maschine einzuprägen. Hierzu sind zwei Stromregelkreise für i_d und i_q zu entwerfen. Die Sollströme sollen möglichst dynamisch eingeregelt werden, wobei die Stellgröße der beiden Stromregelkreise jeweils die zugehörige Spannungskomponente u_d bzw. u_q ist. Um einen unabhängigen Entwurf der Stromregelkreise in den beiden Raumrichtungen durchführen zu können, ist es zunächst einmal notwendig, die Stromdynamiken von d - und q -Richtung zu entkoppeln. Erst in einem zweiten Schritt erfolgt dann der eigentliche Stromreglerentwurf.

6.4.1 Streckenseitige Verkopplung der Stromdynamiken und Entkopplungsmaßnahmen

In Bild 6.7 ist der dem Reglerentwurf zu Grunde liegende zeitdiskrete Wirkungsplan einer IPMSM in vektorieller Form dargestellt, in dem die streckenseitigen Kopplungen zwischen den Stromdynamiken in d - und q -Richtung durch graue Schattierungen markiert sind.

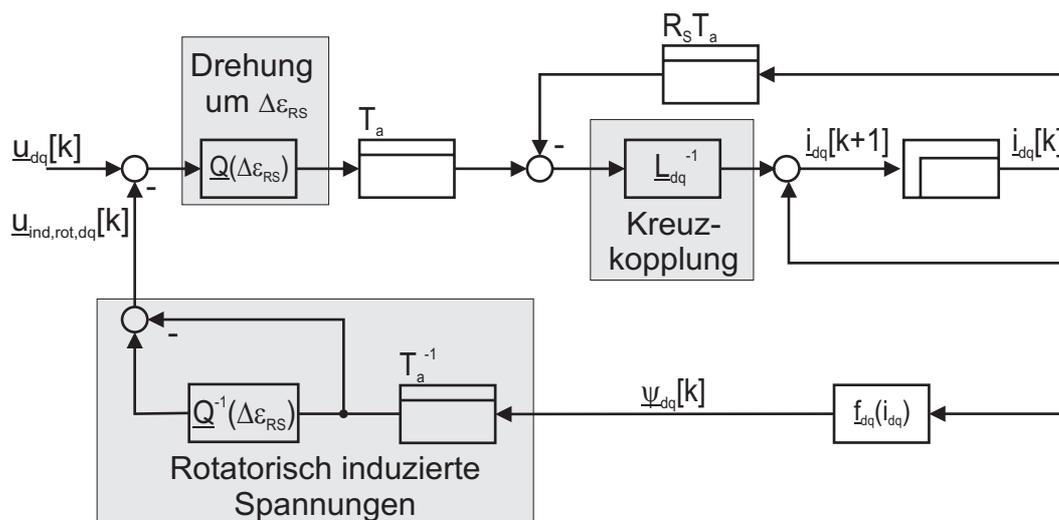


Bild 6.7: Streckenseitige Kopplungen im zeitdiskreten Wirkungsplan

Kopplungen machen sich in dem dargestellten Wirkungsplan in Form von Matrizen bemerkbar, die keine Diagonalfom aufweisen. Im Folgenden werden die vorliegenden Koppelmechanismen und geeignete Entkopplungsmaßnahmen aufgezeigt.

Drehtransformation im Wirkungspfad der Statorspannungen

Die Drehtransformation $\underline{Q}(\Delta\epsilon_{RS})$ im Wirkungspfad von \underline{u}_{dq} bzw. $\underline{u}_{ind,rot,dq}$ ist durch die zeitdiskrete Modellierung bedingt, wie sie in Anhang A erfolgt, und beschreibt die Drehung des rotorfesten d -, q -Koordinatensystems während des Abtastintervalls k um den Winkel $\Delta\epsilon_{RS}$. Bei einer Drehzahl ungleich Null ist $\underline{Q}(\Delta\epsilon_{RS})$ im Allgemeinen voll besetzt. Eine Kompensation kann durch entsprechende Korrektur der Sollspannungen am Reglerausgang durch die inverse Drehtransformation $\underline{Q}^{-1}(\Delta\epsilon_{RS})$ erfolgen.

Verkopplung über die rotatorisch induzierten Spannungen

Die streckenseitige Kopplung der Stromdynamiken von d - und q -Richtung über die rotatorisch induzierten Spannungen ist bei feldorientiert geregelten Drehfeldmaschinen allgemein bekannt. In der hergeleiteten zeitdiskreten Modellierung macht sich diese Kopplung durch die Drehtransformation $\underline{Q}^{-1}(\Delta\epsilon_{RS})$ bei der Berechnung der rotatorisch induzierten Spannungen bemerkbar.

Zur Entkopplung werden die rotatorisch induzierten Spannungen nach Gl. (6.13) am Reglerausgang vorgesteuert. Die Vorsteuerung erfolgt hierbei auf Basis der Gesamtflussverkettung $\underline{\psi}_{dq}$ und wird somit durch Sättigungseffekte nicht beeinflusst.

Verkopplung durch Kreuzsättigung

Bei hoch ausgenutzten Maschinen liegt eine weitere streckenseitige Kopplung der Stromdynamiken in d - und q -Richtung vor, wenn die Kreuzkoppelinduktivitäten (Nebendiagonalelemente der Induktivitätsmatrix \underline{L}_{dq}) Werte ungleich Null annehmen. In diesem Fall beeinflusst der Strom in der einen Raumrichtung den Fluss in der jeweils anderen Raumrichtung. Dies wird in der Literatur als Kreuzsättigung bezeichnet [58], [65]. In [58] werden

diese Effekte für verschiedene Maschinen untersucht und es wird eine Möglichkeit für die exakte Kompensation der Kreuzkopplungseffekte aufgezeigt. Die Vorgehensweise bei der Kompensation der Kreuzkopplungseffekte wird in Anhang C erläutert. Da eine solche Maßnahme numerisch aufwendig ist, ist im Einzelfall abzuwägen, ob eine Implementierung erfolgt oder ob die Störungen, die auf dynamische Kreuzkopplungseffekte zurückgehen, hingenommen werden. In dieser Arbeit wird auf eine Kompensation verzichtet.

Bild 6.8 zeigt die Struktur der beiden geschlossenen Regelkreise in vektorieller Darstellung mit den oben beschriebenen Entkopplungsmaßnahmen. Die Regelungsstruktur beinhaltet weiterhin einen Stromprädiktor, der den durch das „Regular Sampling“ bedingten einen Abtastschritt Totzeit im geschlossenen Regelkreis kompensiert und in Kap. 6.4.3 vorgestellt wird.

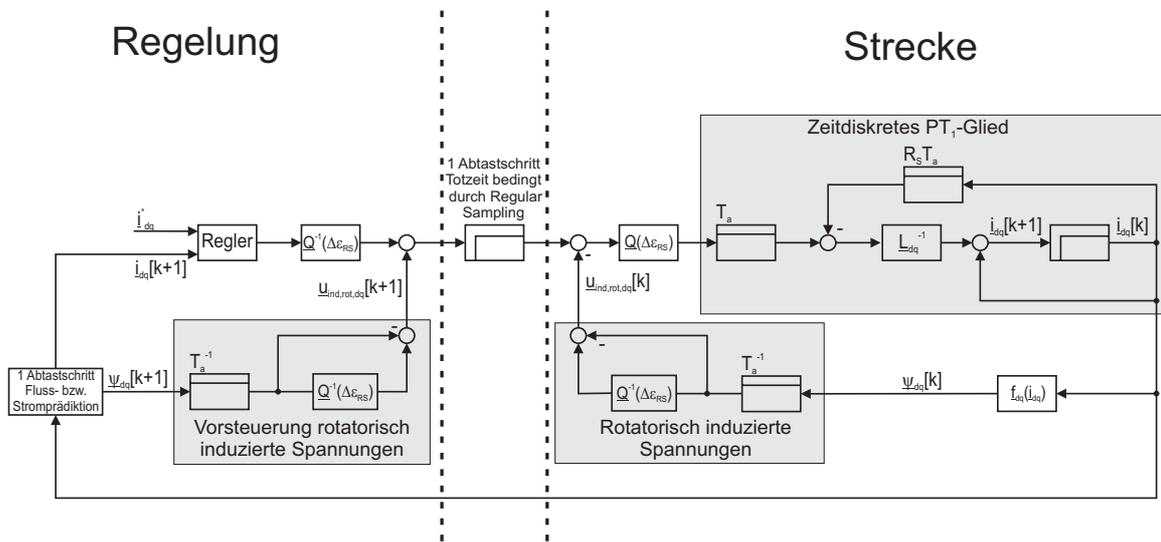


Bild 6.8: Struktur der FOR mit Entkopplungsmaßnahmen in vektorieller Darstellung mit zeitdiskretem Streckenmodell

6.4.2 Stromreglerentwurf und Führungsübertragungsfunktion

Nach erfolgter Entkopplung können die Stromregelkreise für i_d und i_q getrennt voneinander entworfen werden. Die zeitdiskreten Übertragungsfunktionen der Strecken in den beiden Raumrichtungen sind gegeben durch:

$$\begin{aligned}
 i_d[z] &= G_{S,d}[z] u_d[z] & i_q[z] &= G_{S,q}[z] u_q[z] \\
 G_{S,d}[z] &= \frac{R_S^{-1}}{\frac{L_{dd,diff}(z-1)}{T_a R_S} + 1} & G_{S,q}[z] &= \frac{R_S^{-1}}{\frac{L_{qq,diff}(z-1)}{T_a R_S} + 1} \quad (6.15)
 \end{aligned}$$

Die zeitdiskrete Modellierung der Streckendynamik der nun entkoppelten Stromregelkreise für d - und q -Richtung entspricht jeweils einem zeitkontinuierlichen Verzögerungsglied 1.

Ordnung mit den Zeitkonstanten τ_d bzw. τ_q aus Gl. (6.16), das mit dem Euler-Verfahren 1. Ordnung diskretisiert wird.

$$\tau_d = \frac{L_{dd,diff}}{R_S} \quad \tau_q = \frac{L_{qq,diff}}{R_S} \quad (6.16)$$

Bei der Wahl der Regelungsstruktur bietet sich ein PI-Regler mit Sollwertvorsteuerung an, da es diese Regelungsstruktur erlaubt, alle Pol- und Nullstellen der Führungsübertragungsfunktion durch geeignete Wahl der Reglerparameter vorzugeben. Die Übertragungsfunktion von PI-Regler und Sollwertvorsteuerung sind in Gl. (6.17) gegeben

$$\begin{aligned} G_{R,d}[z] &= K_{P,d} + \frac{K_{I,d}}{z-1} & G_{R,q}[z] &= K_{P,q} + \frac{K_{I,q}}{z-1} \\ G_{V,d}[z] &= K_{V,d} & G_{V,q}[z] &= K_{V,q} \end{aligned} \quad (6.17)$$

Die entkoppelten, geschlossenen Stromregelkreise in d - und q -Richtung haben jeweils die in Bild 6.9 dargestellte Struktur.

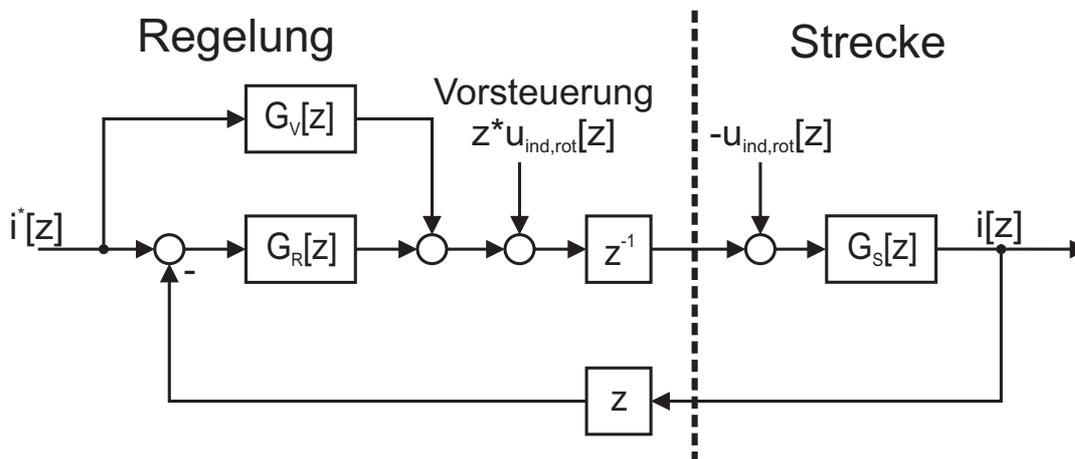


Bild 6.9: Jeweilige Struktur der entkoppelten Stromregelkreise in d - und q -Richtung

Die Dynamiken der beiden Regelkreise können durch Parametrierung des jeweiligen Reglers unabhängig voneinander gewählt werden. Am Ausgang des Reglers manifestiert sich der durch das Regular Sampling bedingte eine Abtastschritt Totzeit durch den Term z^{-1} . Die Stromprädiktion wird mit der Übertragungsfunktion z im Rückführzweig modelliert, so dass Prädiktionsfehler vernachlässigt werden und die Totzeit im geschlossenen Regelkreis durch den Prädiktor kompensiert wird. Die Auswirkungen eines Prädiktionsfehlers werden im Rahmen der Betrachtungen zur Störungsübertragungsfunktion in Kap. 6.4.4 näher untersucht. Die Führungsübertragungsfunktion $G_w[z]$ des Reglers hat unter den gemachten Annahmen folgende Form:

$$G_w[z] = K_w \frac{(z-\beta)}{(z-\alpha_1)(z-\alpha_2)z}, \text{ wobei } K_w = \frac{(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}{(1-\beta)} \quad (6.18)$$

$G_w[z]$ besitzt drei Polstellen und eine Nullstelle. Eine der drei Polstellen liegt fest bei $z = 0$. Die Lage der Nullstelle und der übrigen beiden Polstellen kann über geeignete

Wahl der drei Reglerparameter K_V , K_P und K_I festgelegt werden. Durch den Integralanteil ist sichergestellt, dass - falls die Regelung stabil ist - der stationäre Regelfehler Null wird ($G_w[1] = 1$), wobei die Regelung genau dann stabil ist, wenn die beiden Polstellen innerhalb des offenen Einheitskreises um den Ursprung der komplexen Ebene liegen. Wird eine Pol-Nullstellenkompensation z.B. durch Wahl von $\alpha_2 = \beta$ durchgeführt, so zeigt die Führungsübertragungsfunktion $G_w[z]$ abgesehen von dem einen Abtastschritt Totzeit ein Verzögerungsverhalten 1. Ordnung, so dass bei einer sprungförmigen Stromsollwertänderung kein Überschwingen auftritt.

Die Führungsübertragungsfunktion ist in diesem Fall gegeben durch:

$$G_w[z] = \frac{1 - \alpha_1}{z(z - \alpha_1)} \quad (6.19)$$

In einem Abtastschritt wird ein Anteil von $(1 - \alpha_1)$ des durch Sollwertänderungen bedingten Regelfehlers kompensiert. Eine Wahl von $\alpha_1 = 0$ würde ein Dead-Beat-Verhalten der Regelung bedeuten. Die Dynamik der Regelung wird somit von dem Parameter α_1 und der Abtastzeit der Regelung T_a bestimmt. Übertragen in den zeitkontinuierlichen Bereich entspricht $G_w[z]$ einem Verzögerungsverhalten 1. Ordnung mit der Zeitkonstanten:

$$\tau = -\frac{T_a}{\ln(\alpha_1)} \quad (6.20)$$

6.4.3 Stromprädiktion

Bedingt durch die zeitdiskrete Regelung nach dem Prinzip des „Regular Sampling“ existiert unabhängig vom Reglerentwurf eine Totzeit von einem Abtastschritt, die als Teil der Regelstrecke interpretiert werden kann. Diese Totzeit ist aus regelungstechnischer Sicht unerwünscht, da sie die Dynamik der Stromregelung verringert und sich negativ auf die Stabilität des Regelkreises auswirkt.

Die Regelungsstruktur beinhaltet daher einen Prädiktor, der zum Abtastpunkt k die Werte sowohl der Gesamtflussverkettung $\underline{\psi}_{dq}$ als auch des Iststromes i_{dq} für den folgenden Abtastpunkt $k + 1$ prädiziert. Der Flussprädiktionswert wird benötigt, um den einen Abtastschritt Totzeit bei der Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen zu kompensieren. Die Prädiktion des Iststromes ermöglicht die Totzeitkompensation im geschlossenen Stromregelkreis. Da der Stromsollwert aber nicht prädiziert werden kann, verschwindet die Totzeit nicht ganz aus der Führungsübertragungsfunktion, sondern macht sich in dieser als Polstelle bei $z = 0$ bemerkbar.

Fluss- und Stromprädiktion basieren auf Gl. (6.9):

$$\underline{\psi}_{dq}[k + 1] = \underline{Q}(\Delta \varepsilon_{RS}[k])(\underline{\psi}_{dq}[k] + T_a \underline{u}_{dq}[k]) - T_a R_S i_{dq}[k]$$

Zur Auswertung dieser Gleichung ist zunächst aus den Stromistwerten $i_{dq}[k]$ zum Abtastpunkt k die zugehörige Gesamtflussverkettung $\underline{\psi}_{dq}[k]$ zu ermitteln. Bei Maschinen mit schwach ausgeprägten Eisen-Sättigungseffekten kann die Abbildung des Stromvektors auf

den Flussvektor durch Auswertung von Gl. (3.6) erfolgen, während bei Maschinen mit stark ausgeprägter Eisensättigung dieser Zusammenhang zwischen Strom und Fluss z.B. in einem Kennfeld $\underline{\psi}_{dq}[k] = f_{dq}(i_{dq}[k])$ vorgehalten werden kann. Auf Basis von Gl. (6.9) kann dann die Gesamtflussverkettung $\underline{\psi}_{dq}[k+1]$ prädiziert werden, die ihrerseits eindeutig mit einem Statorstrom $i_{dq}[k+1] = f_{dq}^{-1}(\underline{\psi}_{dq}[k+1])$ einhergeht.

Damit etwaige Stromprädiktionsfehler nicht zu stationären Stromregel Fehlern führen, wird der Stromprädiktionswert nur auf den P-Anteil des Stromreglers geschaltet. Der I-Anteil wird weiterhin mit dem Stromistwert beaufschlagt. Die Dynamik des Führungsverhaltens der Stromregelung wird hierdurch nicht beeinflusst.

6.4.4 Störverhalten

Das Störverhalten der Regelung hängt davon ab, welche Störungen auftreten und wie die Regelung auf diese Störungen reagiert. Die Beantwortung dieser beiden Fragen erfolgt in den beiden folgenden Unterkapiteln. In Kap. 6.4.4.1 werden die Ursachen und die charakteristischen Eigenschaften der verschiedenen auftretenden Störeinflüsse erläutert und in Kap. 6.4.4.2 wird die Störübertragungsfunktion hergeleitet.

6.4.4.1 Störeinflüsse

Die entworfene Regelungsstruktur ist folgenden Störeinflüssen ausgesetzt:

Fehler bei der Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen

Die Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen erfolgt auf Basis der Gesamtflussverkettungen $\underline{\psi}_{dq}$, die abhängig von den Istströmen i_{dq} ermittelt werden. Die Temperaturabhängigkeit des Permanentmagnetmaterials wird vernachlässigt, so dass abhängig von ϑ_{PM} die Entkopplung der beiden Stromregelkreise nur unvollständig gelingt. Während die PI-Regler im stationären Zustand in der Lage sind, diesen Fehler zu kompensieren, kann er sich störend auf das transiente Verhalten der Regelung auswirken.

Vereinfachungen durch Verwendung des Grundwellenmodells

Bei der Modellierung des Antriebs wurden Vereinfachungen getroffen, die zu einer ungenauen Modellstruktur führen. Die Regelung basiert auf einem Grundwellenmodell der Maschine. Die in Kap. 3.6 thematisierten Flussharmonischen werden beim Reglerentwurf in Kap. 6.4 nicht berücksichtigt und machen sich in Form einer Störspannung bemerkbar, die im d -, q -Koordinatensystem vornehmlich in Form einer 6. Harmonischen auftritt und sich als Wechselgröße auch im stationären Betrieb auswirkt. Bei geringer Pulszahl im oberen Drehzahlbereich reicht die Dynamik der Stromregelung nicht mehr aus, um diese Störung auszuregeln.

Parametrierungsfehler im entkoppelten Streckenmodell

Das zeitdiskrete Streckenmodell der entkoppelten Regelkreise ist durch Gl. (6.15) gegeben und hat die Form eines Verzögerungsgliedes 1. Ordnung. Die Parameter dieses Modells sind der Statorwiderstand R_S und die differentiellen Selbstinduktivitäten $L_{dd,diff}$ und $L_{qq,diff}$. Wie in Kap. 3.5 erläutert, ändern sich insbesondere bei hoch ausgenutzten Maschi-

nen bedingt durch Sättigungseffekte die differentiellen Induktivitäten der Maschine abhängig von den Istströmen i_{dq} . Der ohmsche Widerstand der Statorwicklungen R_S ist, wie in Kap. 3.7 beschrieben, abhängig von der Wicklungstemperatur ϑ_S . Während R_S sowohl die Verstärkung wie auch die Zeitkonstante des Verzögerungsgliedes 1. Ordnung bestimmt, wirken sich die Induktivitäten lediglich auf die Zeitkonstante aus. Die Dynamiken, mit denen sich beide Parameter ändern, sind sehr unterschiedlich. Während sich R_S mit der relativ langsamen Dynamik der Wicklungstemperatur ändert, ändern sich die arbeitspunkt-abhängigen Induktivitäten mit der hohen Dynamik der Statorströme. Parametrierungsfehler im entkoppelten Streckenmodell wirken sich nur auf das transiente Verhalten der Regelung aus. Im stationären Betrieb sind die PI-Regler in der Lage, ihre Einflüsse zu kompensieren, sofern die Regelung stabil bleibt.

Stellgrößenbegrenzung

Die Spannungs- bzw. Stellgrößenbegrenzung stellt eine Nichtlinearität dar, die beim Entwurf der Stromregelung nicht berücksichtigt wird. Ein Erreichen der Spannungsgrenze ist beim Anregen großer Solldrehmomentsprünge aber keine Seltenheit, so dass das Verhalten der Stromregelung in diesem Fall nicht mehr durch die hergeleitete Führungsübertragungsfunktion beschrieben wird. Im Flussschwäcbereich wird die Maschine definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben und die Stellgrößenbegrenzung wird schon im stationären Betrieb erreicht.

Messfehler

Die messtechnisch erfassten Größen sind in der Regel fehlerbehaftet.

6.4.4.2 Störübertragungsfunktion

Bild 6.10 zeigt den geschlossenen Stromregelkreis für i_d , wobei der Stromregelkreis für i_q die gleiche Struktur hat. Die in Kap. 6.4.4.1 diskutierten Störeinflüsse können als Störgröße $e[z]$ interpretiert werden, die den entworfenen Regelkreis über zwei Wirkungswege beeinflussen. Zunächst kann $e[z]$ als Spannung interpretiert werden, die direkt auf die Strecke $G_S[z]$ wirkt. Da die Störgröße $e[z]$ bei der Stromprädiktion nicht berücksichtigt wird, wird sich darüber hinaus ein Stromprädiktionsfehler $e_{\text{pred}}[z]$ einstellen, der durch Gl. (6.21) beschrieben wird.

$$e_{\text{pred,d}}[z] = -\frac{T_a}{L_d} e_d[z] \qquad e_{\text{pred,q}}[z] = -\frac{T_a}{L_q} e_q[z] \qquad (6.21)$$

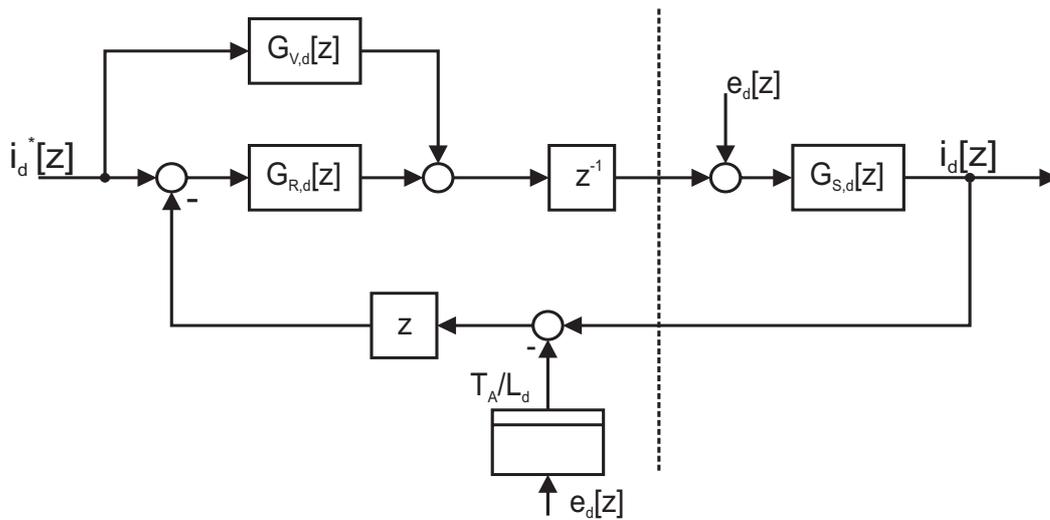


Bild 6.10: Zeitdiskreter Wirkungsplan des Stromregelkreises in d-Richtung mit Berücksichtigung der Störgröße $e[z]$

Unter Berücksichtigung dieses Prädiktionsfehlers lauten die Störübertragungsfunktionen in den beiden Raumrichtungen:

$$G_{e,d}[z] = V_{e,d} \frac{(z - \beta_{e,d})}{(z - \alpha_1)(z - \alpha_2)} \quad G_{e,q}[z] = V_{e,q} \frac{(z - \beta_{e,q})}{(z - \alpha_1)(z - \alpha_2)} \quad (6.22)$$

mit folgenden Nullstellen β_e und Verstärkungen V_e :

$$\beta_{e,d} = \frac{T_a/\tau_d + \alpha_1\alpha_2 - 2}{T_a/\tau_d + \alpha_1 + \alpha_2 - 3} \quad \beta_{e,q} = \frac{T_a/\tau_q + \alpha_1\alpha_2 - 2}{T_a/\tau_q + \alpha_1 + \alpha_2 - 3} \quad (6.23)$$

$$V_{e,d} = \frac{T_a(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{L_d(1 - \beta_{e,d})} \quad V_{e,q} = \frac{T_a(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{L_q(1 - \beta_{e,q})} \quad (6.24)$$

Die Polstellen der Störungsübertragungsfunktion entsprechen denen der Führungsübertragungsfunktion, so dass bei einer stabilen Führungsübertragungsfunktion auch die Störungsübertragungsfunktion stabil ist. Eine Polkompensation in der Führungsübertragungsfunktion hat allerdings keine Auswirkungen auf die Störungsübertragungsfunktion, die stets beide Polstellen aufweist. Die Störungsübertragungsfunktion hat eine Nullstelle, die abhängig von der Lage der beiden Polstellen α_1 und α_2 , der Abtastzeit der Regelung T_a und den Streckenzeitkonstanten aus Gl. (6.16) ist. Die stationäre Verstärkung der Störübertragungsfunktion ist ungleich Null, so dass ein Gleichanteil in der Störgröße zu einem stationären Regelfehler führt:

$$G_{e,d}[z=1] = \frac{T}{L_d}, \quad G_{e,q}[z=1] = \frac{T}{L_q} \quad (6.25)$$

Gl. (6.22) basiert auf der Annahme, dass die prädizierten Ströme auch auf den I-Anteil des Reglers geschaltet werden. Dadurch, dass lediglich der P-Anteil der Regelung mit dem prädizierten Strom beaufschlagt wird, kann in beiden Raumrichtungen eine Störübertragungs-

funktion mit der Eigenschaft $G_e[z=1] = 0$ erzwungen werden, so dass Fehler bei der Stromprädiktion nicht zu stationären Regelfehlern führen.

6.4.5 Simulations- und Messschriebe der Stromregelung

Im Folgenden sind Messschriebe dargestellt, die Sprungantworten der entworfenen Stromregelkreise zeigen. Hierzu werden die Stromregler ohne überlagerte Drehmomentsteuerung betrieben. Die Stromsollwerte werden stattdessen direkt vorgegeben. Bei den in Bild 6.11 und Bild 6.12 dargestellten Messschrieben wird jeweils ein Sprung von i_q^* von 0 A auf 300 A betrachtet während i_d^* konstant bei 0 A gehalten wird. Der in Bild 6.11 dargestellte Messschrieb wurde bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} , der in Bild 6.12 dargestellte bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} aufgezeichnet. Dargestellt sind die Ist- und Sollströme in d - und q -Richtung sowie die Summe der vom eigentlichen Stromregler und der Vorsteuerung geforderten Ausgangsspannungen u_d^* und u_q^* . In die Darstellung des Messschriebs für den i_q -Strom ist zusätzlich der theoretisch erwartete Stromverlauf entsprechend der Übertragungsfunktion aus Gl. (6.19) eingefügt worden. Hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen dem tatsächlichen und dem erwarteten Stromverlauf. Die kleineren Abweichungen in Bild 6.12 sind darauf zurückzuführen, dass während des transienten Vorgangs die Spannungsgrenze erreicht wird.

Die Messschriebe bestätigen, dass die Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen wie gewünscht zu einer guten Entkopplung der beiden Regelkreise führt. Die vorgesteuerten Spannungen entsprechen - abgesehen von den ohmschen Spannungsabfällen - relativ genau dem tatsächlichen Spannungsbedarf der Maschine, wodurch die Genauigkeit der verwendeten Kennfelder bestätigt wird.

Auffällig ist das verstärkte Auftreten der 6. Harmonischen sowohl auf i_d wie auch auf i_q in Bild 6.12, nachdem der Sollstrom in die Maschine eingepreßt worden ist. Die Auswertung weiterer Messschriebe hat gezeigt, dass das Einprägen eines Statorstromzeigers i_{dq} beliebiger Orientierung die beobachteten Harmonischen deutlich verstärkt. Die Amplitude der 6. Harmonischen steigt mit der Stromzeigerlänge $|i_{dq}|$. Eine Erklärung hierfür sind Induktivitätsharmonische, wie sie in Kap. 3.6.2 vorgestellt werden. Sie bewirken nichtsinusförmige Ankerrückwirkungen, auch wenn die Stromverläufe selbst sinusförmig sind. Bei höheren Drehzahlbeträgen reicht die Stromreglerdynamik nicht aus, um die durch die Spannungsharmonischen hervorgerufenen Stromharmonischen auszuregeln.

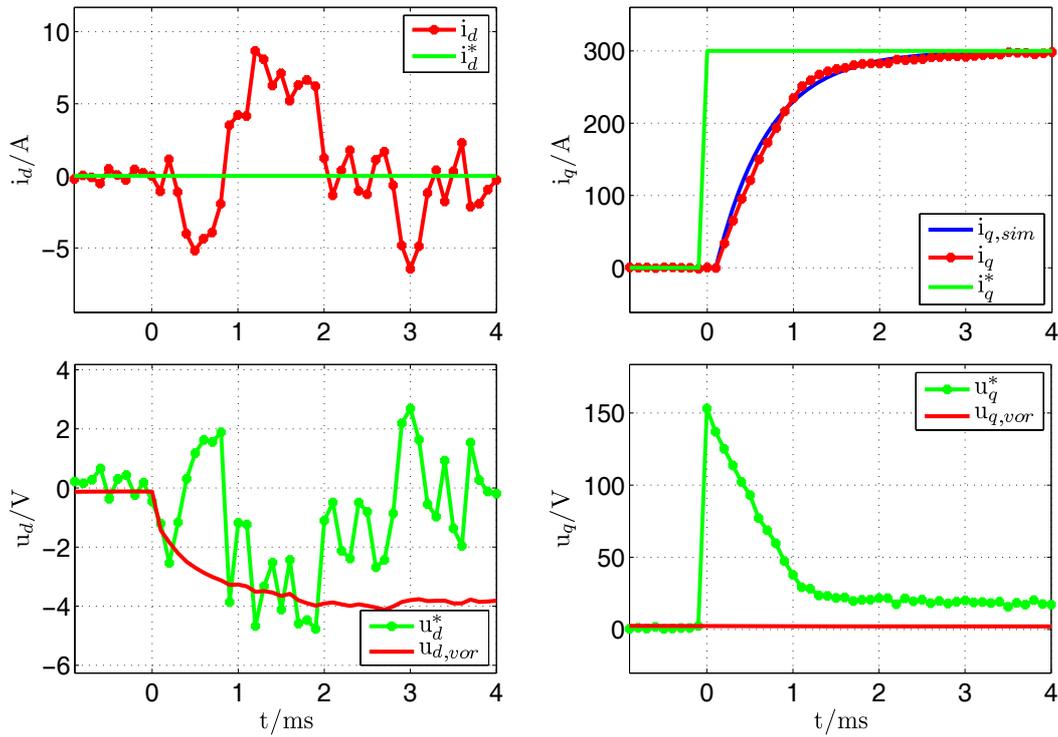


Bild 6.11: Messschrieb: Sprungantwort der Stromregelung bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} , Sprung von i_q^* von 0 A auf 300 A

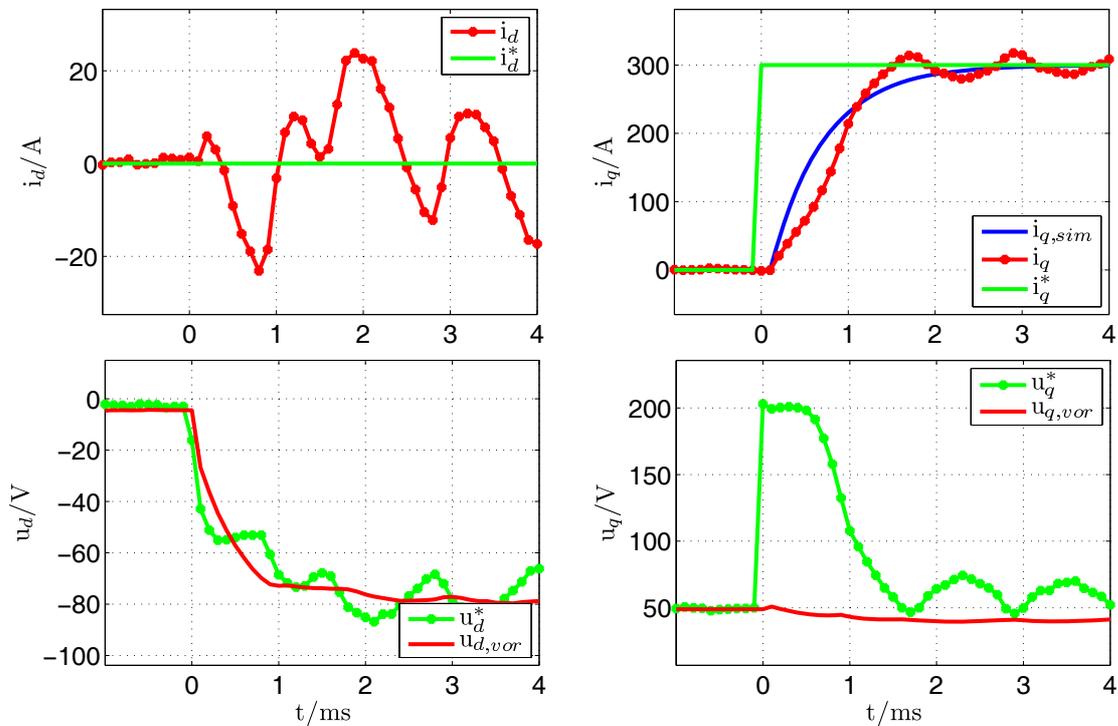


Bild 6.12: Messschrieb: Sprungantwort der Stromregelung bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} , Sprung von i_q^* von 0 A auf 300 A

6.5 Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung im Ankerstellbereich

Bild 6.14 und Bild 6.15 zeigen Messschriebe, die im Ankerstellbereich mit der in Bild 6.13 dargestellten Struktur der Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung aufgezeichnet worden sind. Es wird ein Drehmomentsollwertsprung von $T^* = 0 \text{ Nm}$ auf Bemessungsdrehmoment betrachtet. Der in Bild 6.14 dargestellte Messschrieb wurde bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} , der in Bild 6.15 dargestellte Messschrieb bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} aufgezeichnet. Die Messschriebe belegen, dass das Zusammenspiel von unterlagerter Stromregelung und überlagerter Drehmomentsteuerung im Ankerstellbereich wie gewünscht funktioniert. Der Sprung im Drehmomentsollwert geht mit einer simultanen Änderungen von i_d^* und i_q^* einher. Bei beiden betrachteten Drehzahlen sind die Stromregler in der Lage, die geforderten Sollströme mit hoher Dynamik in die Maschine einzuprägen, obwohl während des transienten Vorgangs die Stellgrößenbegrenzung erreicht wird. In dem in Bild 6.15 dargestellten Messschrieb, der bei 1000 min^{-1} aufgezeichnet worden ist, treten die schon in Kap. 6.4.5 beobachteten Schwingungen auf beiden Iststromkomponenten auf, die hauptsächlich auf die 6. Harmonische zurückgehen.

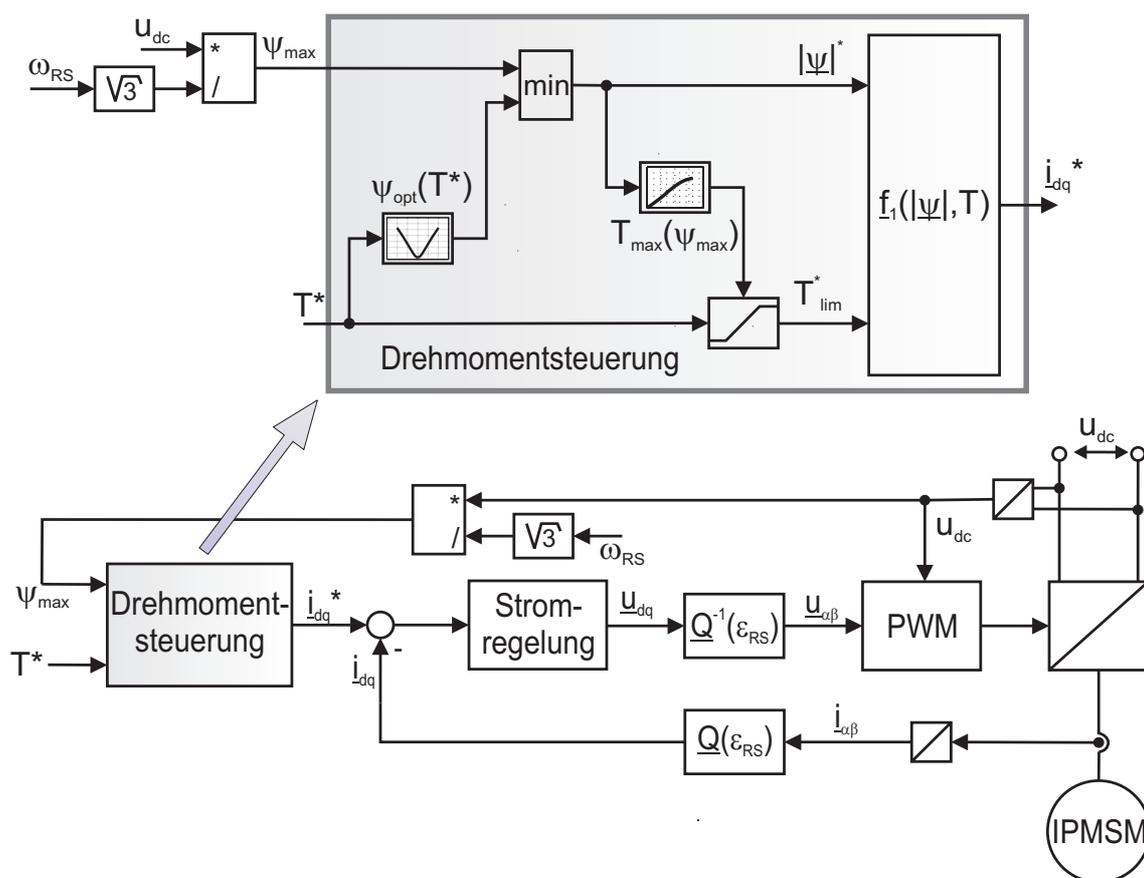


Bild 6.13: Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung

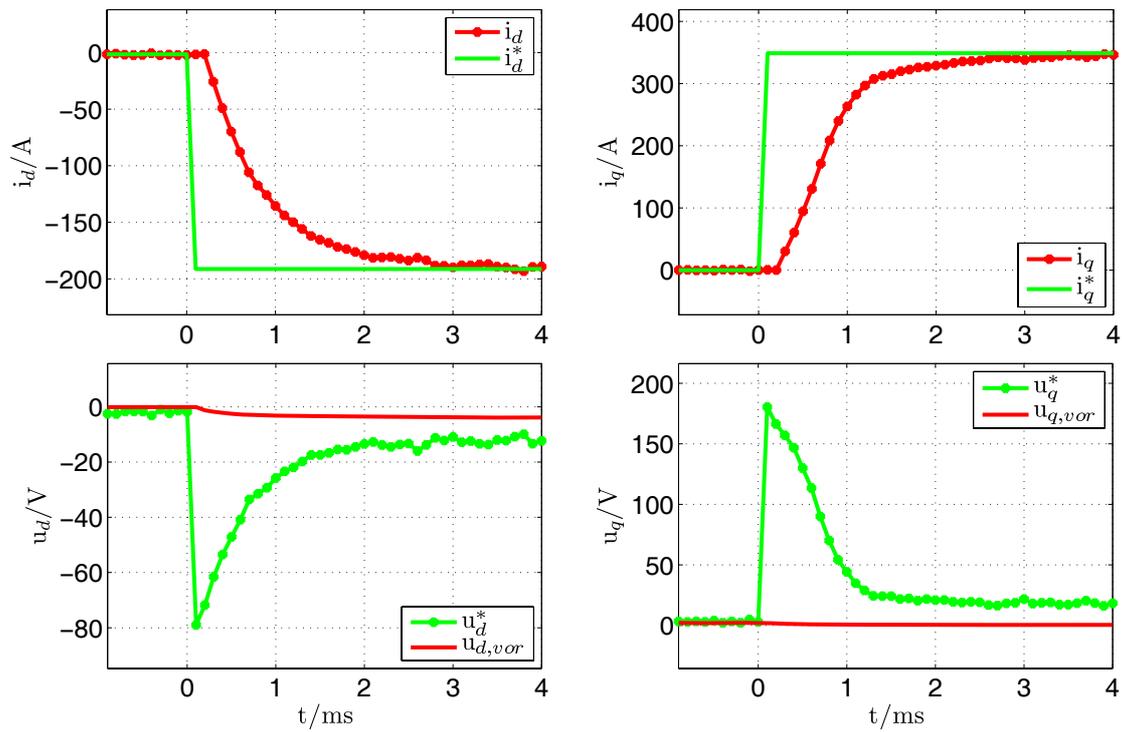


Bild 6.14: Messschrieb: Sprungantwort der Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung bei 50 min^{-1} , Sprung von $T^* = 0$ auf Bemessungsdrehmoment

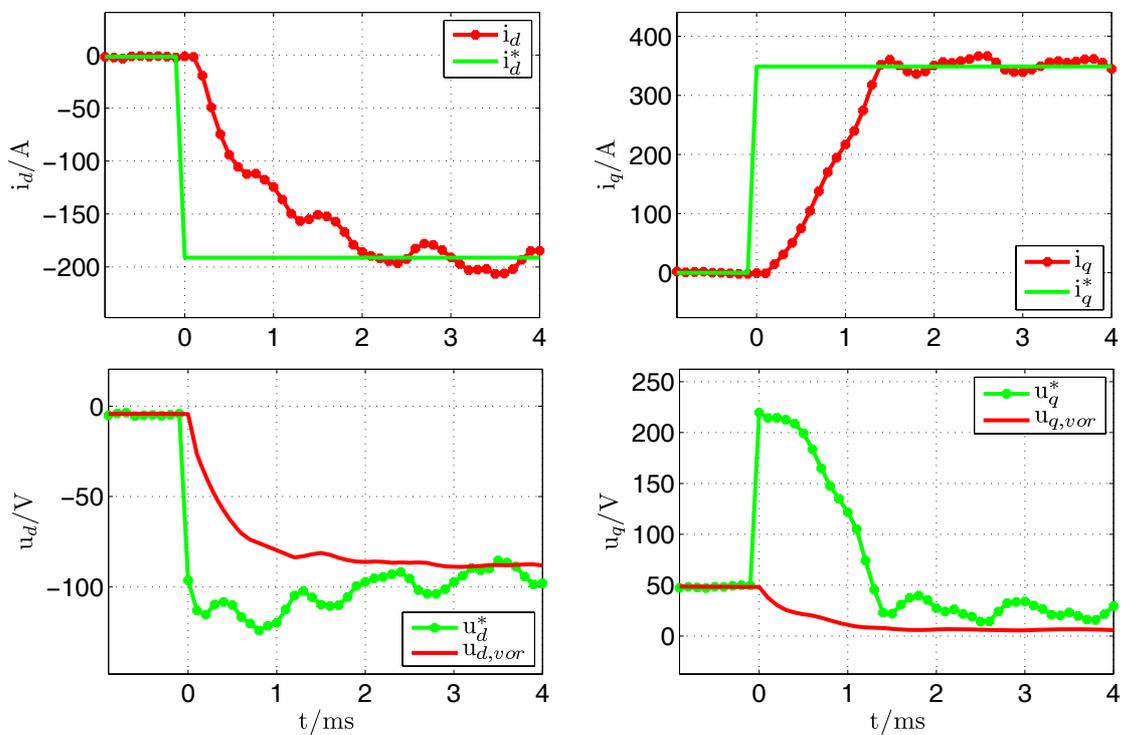


Bild 6.15: Messschrieb: Sprungantwort der Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung bei 1000 min^{-1} , Sprung von $T^* = 0$ auf Bemessungsdrehmoment

6.6 Stromregelung mit überlagerter Drehmomentsteuerung im Flussschwächbereich

In Kap. 6.1 wurde schon auf die grundsätzliche Problematik beim Betrieb einer feldorientierten Stromregelung im Flussschwächbereich hingewiesen:

Im Flussschwächbereich führt eine bessere Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung zu einem höheren Wirkungsgrad bzw. zu einer höheren Drehmomentausbeute bei gegebener Drehzahl und damit zu einer höheren Leistung des elektrischen Antriebs. Die in Kap. 5 hergeleitete Drehmomentsteuerung gibt daher im Flussschwächbereich Arbeitspunkte mit einer Flusszeigerlänge

$$\Psi_{max} = \frac{u_{dc}}{\omega_{RS}\sqrt{3}} \quad (3.14)$$

vor, so dass der Antrieb näherungsweise an der Spannungsgrenze betrieben wird. Bei dieser Näherung werden allerdings folgende Effekte vernachlässigt:

- Ohmsche Spannungsabfälle
- Betrachtung gilt nur im stationären Betrieb

Zudem ist mit Ungenauigkeiten in den abgelegten Kennfeldern zu rechnen, die unter anderem auf die temperaturabhängigen Eigenschaften des Permanentmagnetmaterials zurückgehen.

Die Stromregelung arbeitet mit dem Spannungsvektor \underline{u}_{dq} als Stellgröße. Damit ihre Funktionalität unter allen Umständen gewährleistet ist, muss ihr stets ein Mindestmaß an Spannungsreserve garantiert werden. Dies kann mit einer reinen Vorsteuerungsstruktur, wie sie in Form der Drehmomentsteuerung vorliegt, aber nur gewährleistet werden, wenn ein großer Sicherheitsabstand zur tatsächlichen Spannungsgrenze eingehalten wird. Die Spannungsausnutzung ist dann aber in den meisten Arbeitspunkten unbefriedigend. Aus diesem Grund beinhaltet die Regelungsstruktur einen Spannungs- bzw. Aussteuerungsregler, der der Stromregelung überlagert wird und eine bessere Spannungsausnutzung ermöglicht.

6.6.1 Aussteuerungsregler

Da die Zwischenkreisspannung während des Betriebs der Maschine nicht als konstant angenommen werden kann, wird nicht auf den Betrag der Sollspannung $|\underline{u}^*|$ sondern auf den Sollaussteuerungsgrad a^* geregelt, wobei a^* der auf die Zwischenkreisspannung normierte Betrag der Sollspannung ist.

$$a^* = \frac{|\underline{u}^*|}{u_{dc}} \quad (6.26)$$

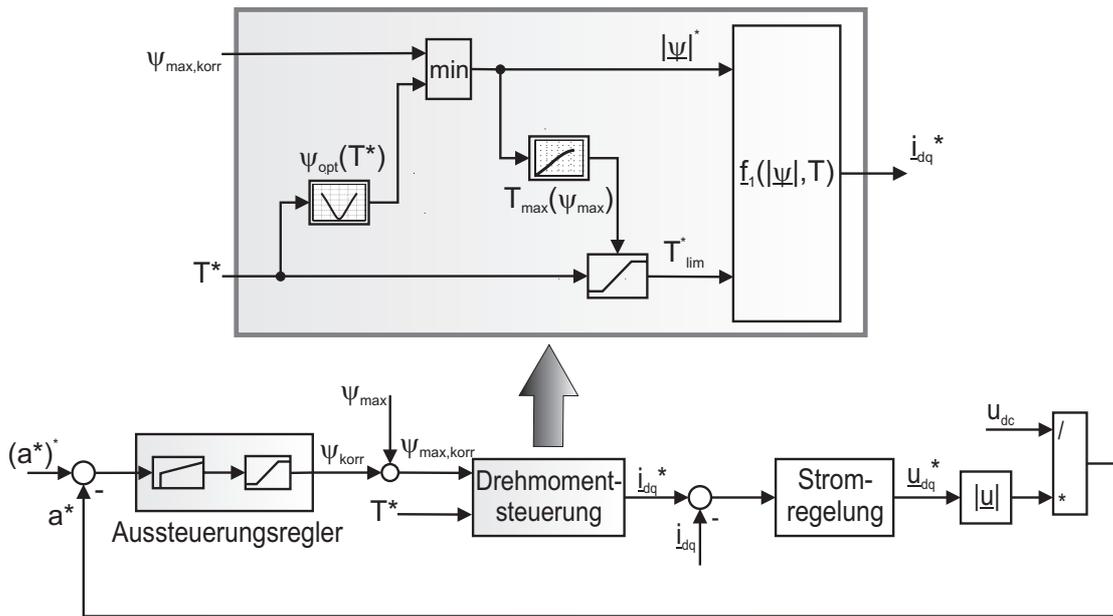


Bild 6.16: Struktur des Aussteuerungsregelkreises

Bild 6.16 zeigt die Struktur des Spannungs- bzw. Aussteuerungsregelkreises. Stellgröße dieses Regelkreises ist der Flusskorrekturwert ψ_{korr} , der dem nach Gl. (3.14) vorgesteuerten Flussbetrag ψ_{max} überlagert wird, so dass die Drehmomentsteuerung mit dem resultierenden Flussbetragswert $\psi_{max,korr}$ beaufschlagt wird. Über ψ_{korr} werden die Sollströme i_{dq}^* so beeinflusst, dass sich der gewünschte Spannungsbedarf ergibt. Im stationären Betrieb, wenn der Flussbetrag $\psi_{max,korr}$ in die Maschine eingeregelt ist, stellt sich näherungsweise folgender Spannungsbedarf unter Vernachlässigung der ohmschen Verluste ein:

$$|\underline{u}_{ind,rot}| = \omega_{RS} \psi_{max,korr} \quad (6.27)$$

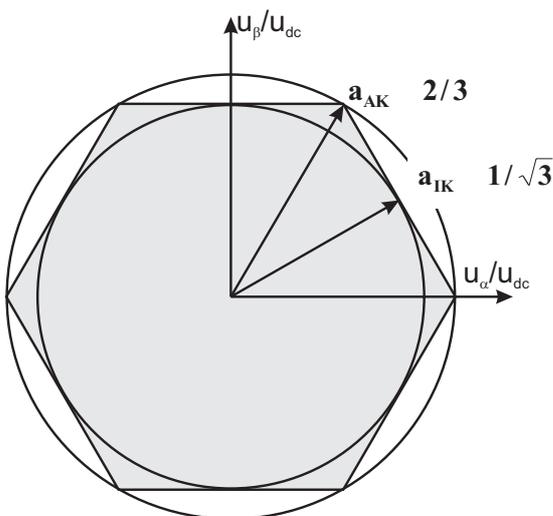


Bild 6.17: Erreichbarer Aussteuerungsgrad abhängig von der Raumrichtung

Mit dem Sollaussteuerungsgrad a^* als Indikator für Spannungsreserve bzw. die Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung ist zu beachten, dass mit einem dreiphasigen Umrichter nur Arbeitspunkte realisiert werden können, die sich innerhalb und auf der Umrandung des in Bild 6.17 dargestellten Hexagons befinden. Der erreichbare Aussteuerungsgrad ist somit von der Raumrichtung der zu stellenden Spannung $u_{\alpha\beta}^*$ abhängig. Ein Aussteuerungsgrad $a = a_{IK} = 1/\sqrt{3}$ stellt sich auf dem Innenkreis des Hexagons ein, und ist die größtmögliche Aussteuerung, die in beliebiger Raumrichtung erreicht werden kann. Eine sinusförmige Speisung der Maschine ist mit Aussteuerungsgraden $a^* > a_{IK}$ nicht möglich. Der maximale Aussteuerungsgrad $a = a_{AK} = 2/3$ kann auf dem Aussenkreis des Hexagons nur in den 6 diskreten Raumrichtungen der aktiven Spannungszeiger erreicht werden.

Die Wahl des Sollwertes für den Aussteuerungsregelkreis $(a^*)^*$ bestimmt die Spannungsreserve des Stromreglers im Flussschwächbereich im stationären Betrieb. Da der Aussteuerungsregelkreis auf eine funktionierende, unterlagerte Stromregelung angewiesen ist, muss zur Gewährleistung ihrer Funktionalität ein Mindestmaß an Spannungsreserve vorhanden sein, was die Wahl von $(a^*)^*$ nach oben begrenzt. Mit der in diesem Kapitel vorgestellten Regelungsstruktur lässt sich an dem in Kap. 4 vorgestellten Versuchsstand ein stabiler Betrieb mit Sollwerten für den Aussteuerungsregelkreis von $(a^*)^* = a_{IK}$ und sogar geringfügig größeren Sollwerten $(a^*)^* > a_{IK}$ realisieren. Die mit der verwendeten Wechselrichtertopologie theoretisch maximal mögliche Spannungsausnutzung, die sich bei Grundfrequenztaktung einstellt, ist mit der vorgestellten Regelungsstruktur aber prinzipiell nicht erreichbar.

Die Strecke des Aussteuerungsregelkreises ist durch eine Vielzahl von Nichtlinearitäten (Drehmomentsteuerung mit Kennfeldern, Stromregelung mit Stellgrößenbegrenzung, etc.) geprägt, so dass eine analytische Beschreibung kaum oder nur mit unverhältnismäßig großem Aufwand möglich ist. Aus diesem Grund erfolgt auch die Auslegung des Aussteuerungsreglers nicht analytisch. Eine Streckenidentifikation mit Hilfe von Simulationsrechnungen hat ergeben, dass das Übertragungsverhalten der Strecke mit guter Genauigkeit durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung angenähert werden kann, dessen Verstärkung nach Gl. (6.27) proportional zur Drehzahl ist. Für den Aussteuerungsregler hat sich eine PI-Struktur als vorteilhaft erwiesen.

Bei der Implementierung des Aussteuerungsreglers muss dem Umstand Rechnung getragen werden, dass nur im Flussschwächbereich eine Sollaussteuerung von $(a^*)^*$ angestrebt wird, während der Antrieb im Ankerstellbereich mit kleineren Aussteuerungsgraden betrieben wird. Die Umschaltung des Flussbetragssollwertes beim Übergang zwischen Ankerstell- und Flussschwächbereich wird über den Minimum-Block in der Drehmomentsteuerung bewerkstelligt, der den Flussbetragssollwert

$$|\psi|^* = \min(\psi_{opt}(T^*), \psi_{max, korr}) \quad (6.28)$$

durchschaltet. Auf diese Weise kann ein hartes Umschalten zwischen verschiedenen Arbeitspunkten beim Übergang zwischen Ankerstell- und Flussschwächbereich vermieden werden. Gleichzeitig ist sichergestellt, dass der Aussteuerungsregler den Sollflussbetrag im Ankerstellbereich nicht beeinflusst. Um ein Davonlaufen (Windup) des I-Anteils des Aussteuerungsreglers beim Betrieb im Ankerstellbereich zu verhindern, ist eine Begrenzung der Stellgröße ψ_{korr} mit Anti-Reset Windup (ARW)-Maßnahme im Aussteuerungsregelkreis

nötig. Dies wird in Bild 6.16 durch den Sättigungsblock am Ausgang des Aussteuerungsreglers angedeutet.

6.6.2 Stellgrößenbegrenzung der Stromregelkreise und Anti-Reset Windup (ARW)

Bedingt durch Drehmomentsollwertsprünge oder den Einfluss von Störgrößen kann auch bei implementiertem Aussteuerungsregelkreis nicht verhindert werden, dass die Stromregelung transient die Stellgrößenbegrenzung überschreitet. In diesem Fall stellt sich zum einen die Frage, wie der Sollspannungszeiger \underline{u}_{dq}^* auf den zulässigen Bereich begrenzt wird. Sie wird in Kap. 6.6.2.1 thematisiert.

Darüber hinaus kann ein solches Erreichen bzw. Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung bei Regelungsstrukturen mit I-Anteil zu Schwingungen bis hin zur Instabilität des Reglers führen [24], [27]. Der Grund hierfür liegt in einem „Windup“-Effekt, das heißt einem Davonlaufen des I-Anteils bei dauerhaft anliegendem Regelfehler, während die Stellgröße selbst in der Begrenzung verharrt. Um dies zu verhindern, wird bei Regelstrukturen mit I-Anteil im Allgemeinen eine so genannte „Anti-Reset Windup (ARW)“-Maßnahme vorgesehen. Da der Antrieb im Flussschwäcbereich möglichst nah an der Spannungs- und somit an der Stellgrößenbegrenzung betrieben werden soll und mit einem häufigen Überschreiten der Spannungsgrenze, verursacht z.B. durch Soll Drehmomentsprünge und Störungseinflüsse, zu rechnen ist, kommt der ARW-Maßnahme in den Stromregelkreisen besondere Bedeutung zu. Ein dauerhaftes Überschreiten der Spannungsgrenze ist unter allen Umständen zu verhindern, da es dazu führt, dass die Stromregler ihre Funktionalität einbüßen und die geforderten Sollströme nicht mehr einregeln können. In diesem Fall ist auch die Spannungsregelung wirkungslos, da diese auf eine funktionierende Stromregelung angewiesen ist. Stellgrößen der beiden Stromregelkreise sind die beiden Spannungskomponenten u_d und u_q , während die Stellgrößenbegrenzung, wie in Bild 6.18 dargestellt, in Form einer raumrichtungsabhängigen maximalen Spannungszeigerlänge $|\underline{u}|$ vorliegt. Somit ist die geometrische Summe der Stellgrößen beider Stromregelkreise begrenzt, was dazu führt, dass für beide Stromregelkreise eine gemeinsame ARW-Maßnahme zu entwerfen ist. Die Realisierung der ARW-Maßnahme wird in Kap. 6.6.2.2 thematisiert

6.6.2.1 Verkoppelte Spannungsbegrenzung

In Bild 6.18 ist auf der linken Seite die Spannungsbegrenzung eines dreiphasigen Umrichters, der mit der Zwischenkreisspannung u_{dc} betrieben wird, in u_d -, u_q -Koordinaten dargestellt. Es können nur Spannungen innerhalb und auf dem Rand des grau schattierten Hexagons gestellt werden. Wird von der Regelungsstruktur ein Spannungszeiger außerhalb des Hexagons gefordert, so ist die geforderte Sollspannung nicht stellbar und muss auf den zulässigen Bereich begrenzt werden. Diese Begrenzung der Sollaussteuerung auf das Hexagon lässt sich mit geringem numerischem Aufwand im dreiphasigen Koordinatensystem realisieren.

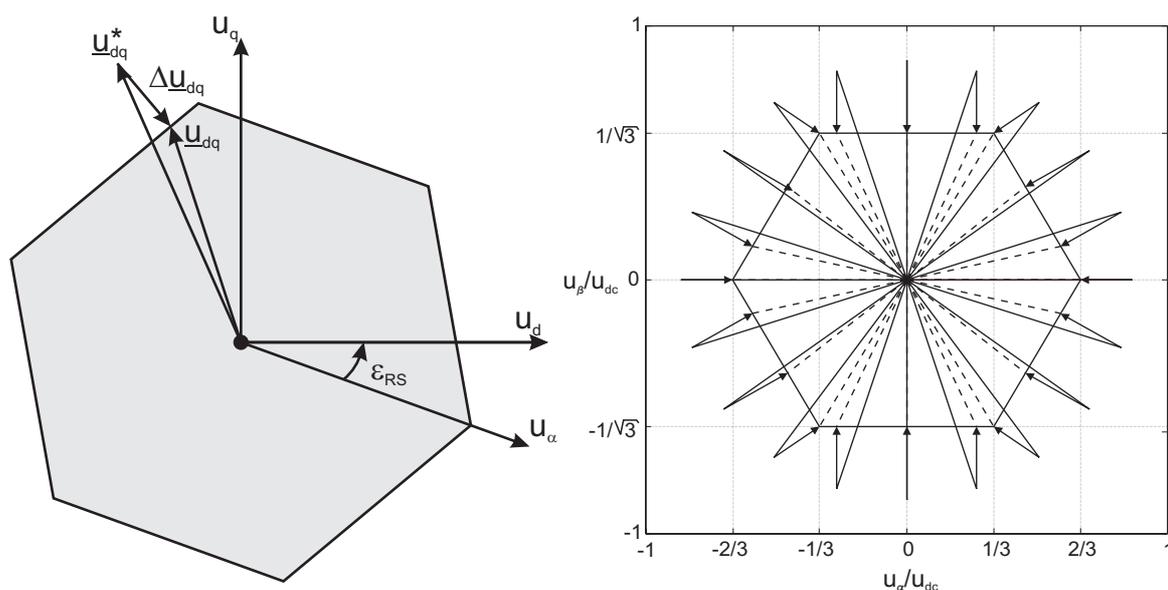


Bild 6.18: Stellgrößenbegrenzung der Sollspannungen

Die Sollaussteuerung in den drei Phasen sei definiert durch:

$$a_i^* = \frac{u_i^*}{u_{dc}}, \quad i \in [a, b, c] \quad (6.29)$$

Für den in Bild 6.19 dargestellten idealisierten Umrichter kann die Aussteuerung in jeder der drei Phasen dann Werte im geschlossenen Intervall $[-0,5, 0,5]$ annehmen, so dass die Spannungsbegrenzung in den drei Strängen sehr einfach nach Gl. (6.30) unabhängig von den jeweils anderen beiden Strängen erfolgen kann.

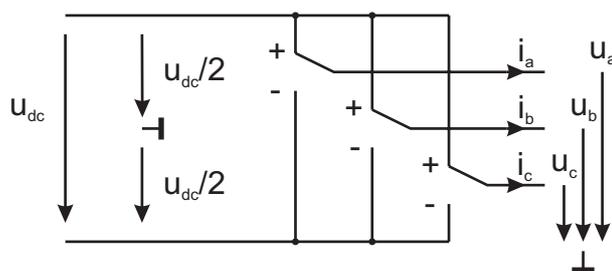


Bild 6.19: Idealisierter Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis

$$a_i = \begin{cases} a_i^* & \text{für } |a_i^*| \leq 0,5 \\ 0,5 \cdot \text{sign}(a_i^*) & \text{für } |a_i^*| > 0,5 \end{cases}, \quad i \in [a, b, c] \quad (6.30)$$

Diese Art der Spannungsbegrenzung lässt sich geometrisch als rechtwinklige Projektion des Sollspannungsvektors \underline{u}_{dq} auf die Umrandung des Hexagons interpretieren, wie sie in Bild 6.18 links exemplarisch für den Sollspannungszeiger \underline{u}_{dq}^* dargestellt ist. Für den Fall, dass die Projektion nicht mehr auf die zugehörige Kante des Hexagons trifft, wird der Spannungszeiger auf die Ecke des Hexagons, d.h. auf einen der 6 Elementarzeiger projiziert. Bild 6.18 rechts illustriert die Funktionsweise der Begrenzung in verschiedenen Raumrichtungen.

6.6.2.2 Realisierung der ARW-Maßnahme

Es gibt verschiedene Möglichkeiten die ARW-Maßnahme umzusetzen, das heißt auf die Zustandsgrößen der Stromregler Einfluss zu nehmen, wenn sich \underline{u}_{dq}^* außerhalb der Stellgrößenbegrenzung befindet. In [24] wird eine ARW-Maßnahme vorgeschlagen, die als „Back-Calculation-Methode“ bezeichnet wird und aus zwei Schritten besteht: Im ersten Schritt wird die vom Stromregler geforderte Sollspannung \underline{u}_{dq}^* auf einen Spannungszeiger \underline{u}_{dq} innerhalb bzw. auf der Umrandung des Hexagons begrenzt. Falls \underline{u}_{dq}^* außerhalb der Stellgrößenbegrenzung liegt, das heißt $\underline{u}_{dq}^* \neq \underline{u}_{dq}$, wird auf einen fiktiven Stromregelfehler Δi_{dq} zurückgerechnet, der zu der begrenzten Sollspannung \underline{u}_{dq} geführt hätte, und die Zustandsgrößen der Integratoren werden auf Basis dieses fiktiven Stromregelfehlers Δi_{dq} aktualisiert.

Die ARW-Maßnahme hat entscheidenden Einfluss darauf, dass die Stromregelung beim Betrieb an der Stellgrößenbegrenzung funktionsfähig bleibt [24]. Bei fehlenden oder ungeeigneten ARW-Maßnahmen kann die Stromregelung unter Umständen in einen stationären Zustand kommen, in dem bei vorliegendem Stromregelfehler Sollspannungen \underline{u}_{dq}^* außerhalb der Stellgrößenbegrenzung ausgegeben werden. Ein solcher Zustand, in dem die Stromregelung dauerhaft jegliche Stellgrößenreserve einbüßt und nicht mehr in der Lage ist, die geforderten Sollströme einzuregeln, soll im Folgenden als „Verklemmen“ der Stromregelung an der Spannungsgrenze bezeichnet werden. Tritt ein solches Verklemmen auf, so bleibt auch die überlagerte Spannungsregelung wirkungslos. Es muss daher unter allen Umständen verhindert werden.

Auf Grund der Vielzahl von Nichtlinearitäten ist es aber kaum möglich, die Stabilität der implementierten Regelungsstruktur analytisch nachzuweisen. Mit Hilfe von Simulationsrechnungen kann versucht werden, ein Verklemmen der Stromregelung zu provozieren. Dies ist z.B. durch eine Verstimmung der Zustandsgrößen der Stromregler oder der Parameter des simulierten Maschinenmodells möglich. Die Eignung verschiedener ARW-Maßnahmen, ein Verklemmen der Stromregelung unter diesen Umständen zu vermeiden, kann dann untersucht und miteinander verglichen werden. Auf diese Weise lässt sich die Stabilität der Regelkreise aber immer nur falsifizieren, niemals verifizieren. Daher werden in den Simulationsrechnungen beim Betrieb der Maschine mit maximaler Drehzahl im Flussschwäcbereich extreme Szenarien betrachtet, die ein „Verklemmen“ der Regelungsstruktur provozieren sollen:

- Sprungförmige Änderung der Zustandsgröße der Stromregler um mehrere 1000%
- Signifikante Verstimmung der Motorparameter

In Bild 6.20 ist die Struktur einer ARW-Maßnahme dargestellt, mit der es nicht gelungen ist, ein Verklemmen der Stromregelung zu provozieren. Sie kommt ohne Strukturumschaltung aus und der benötigte numerische Aufwand ist im Gegensatz zu der oben erwähnten „Back-Calculation-Methode“ zu vernachlässigen. Die Funktionalität des ARW lässt sich wie folgt beschreiben:

Unabhängig davon, ob die vom Regler geforderte Sollspannung \underline{u}_{dq}^* innerhalb oder außerhalb des Hexagons liegt, wird der Stromregelfehler auch auf den I-Anteil der Stromregler geschaltet. Zusätzlich wird der gewichtete Differenzvektor $\Delta \underline{u}_{dq} = \underline{u}_{dq}^* - \underline{u}_{dq}$ zwischen der geforderten und begrenzten Ausgangsspannung auf den I-Anteil der Stromregler

geschaltet. Befindet sich die Stromregelung nicht in der Stellgrößenbegrenzung, so ist $\Delta \underline{u}_{dq} = 0$ und die ARW-Maßnahme ist inaktiv. Wenn sich der Stromregler hingegen in der Stellgrößenbegrenzung befindet, ist $\Delta \underline{u}_{dq} \neq 0$ und der I-Anteil des Stromreglers wird durch die ARW-Maßnahme in Richtung des Spannungsdifferenzvektors $\Delta \underline{u}_{dq}$ in den stellbaren Bereich zurückgeführt.

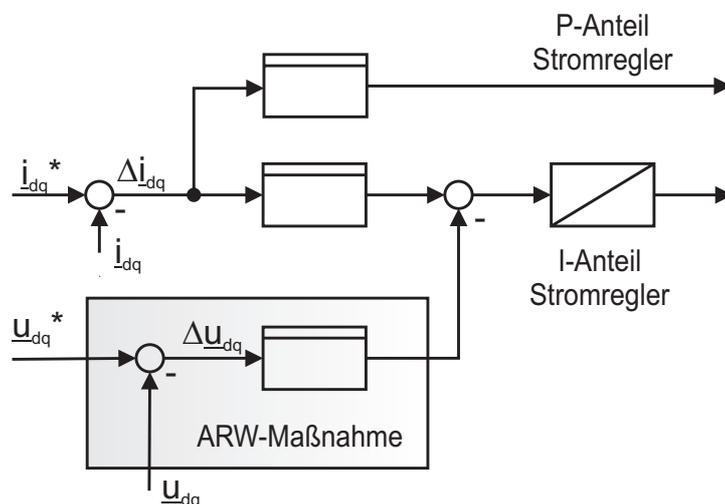


Bild 6.20: Struktur der verwendeten ARW-Maßnahme

6.6.3 Messschriebe im Flussschwächbereich

In Bild 6.21 und Bild 6.22 sind Messschriebe im Flussschwächbereich dargestellt, in denen das Soll Drehmoment T^* von 0 auf Nenndrehmoment springt. Die Drehmomentsteuerung begrenzt T^* auf das bei gegebener Zwischenkreisspannung und Drehzahl maximal stellbare Drehmoment T^*_{lim} und gibt die zugehörigen Sollströme für die unterlagerte Stromregelung vor. Die Messschriebe sind bei einer Zwischenkreisspannung von 250 V und Drehzahlen von 4500 min^{-1} bzw. 6000 min^{-1} aufgezeichnet worden. Dargestellt sind jeweils die Ist- und Sollströme in d - und q -Richtung. Darüber hinaus sind $u_{max} = u_{dc}/\sqrt{3}$, der Betrag der am Reglerausgang geforderten Sollspannungen $|\underline{u}^*|$ sowie der Flusskorrekturwert ψ_{korr} als Stellgröße des Aussteuerungsreglers dargestellt. Die Sollaussteuerung $a^* = 1/\sqrt{3}$ ist so gewählt, dass auf einen Spannungsbedarf $|\underline{u}^*| = u_{max}$ geregelt wird. Die Messschriebe machen deutlich, dass das Zusammenspiel der implementierten Regelungsstruktur bestehend aus Drehmomentsteuerung, Stromregelung mit ARW-Maßnahme sowie Aussteuerungsregler funktioniert. Die Istströme folgen den Sollströmen mit einer Dynamik, die mit derjenigen vergleichbar ist, die im Ankerstellbereich erreicht wird. Während des transienten Vorgangs liegen die am Ausgang der Regelungsstruktur geforderten Sollspannungen $|\underline{u}^*|$ außerhalb des stellbaren Bereichs. Dieser für die Stromregelung kritische Zustand kann durch die Regelungsstruktur sicher gehandhabt werden, so dass sich nach relativ kurzer Zeit von ca. 10 ms wieder ein neuer stationärer Zustand mit der gewünschten Aussteuerung a^* einstellt. Wie aus dem Verlauf von u_{max} hervorgeht, bricht während des Anregelvorgangs des Drehmoments die Zwischenkreisspannung um ca. 15% ein, was von der Regelungsstruktur problemlos gehandhabt werden kann.

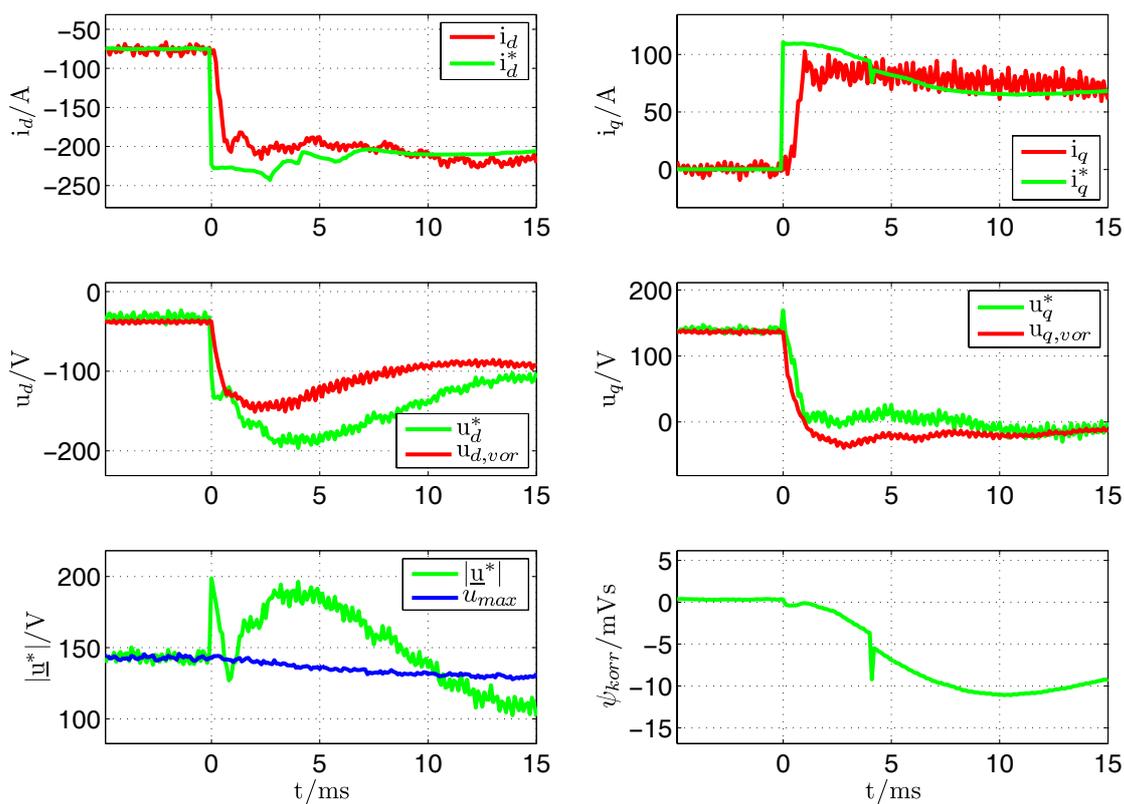


Bild 6.21: Solldrehmomentsprung im Flusschwächbereich bei 4500 min⁻¹

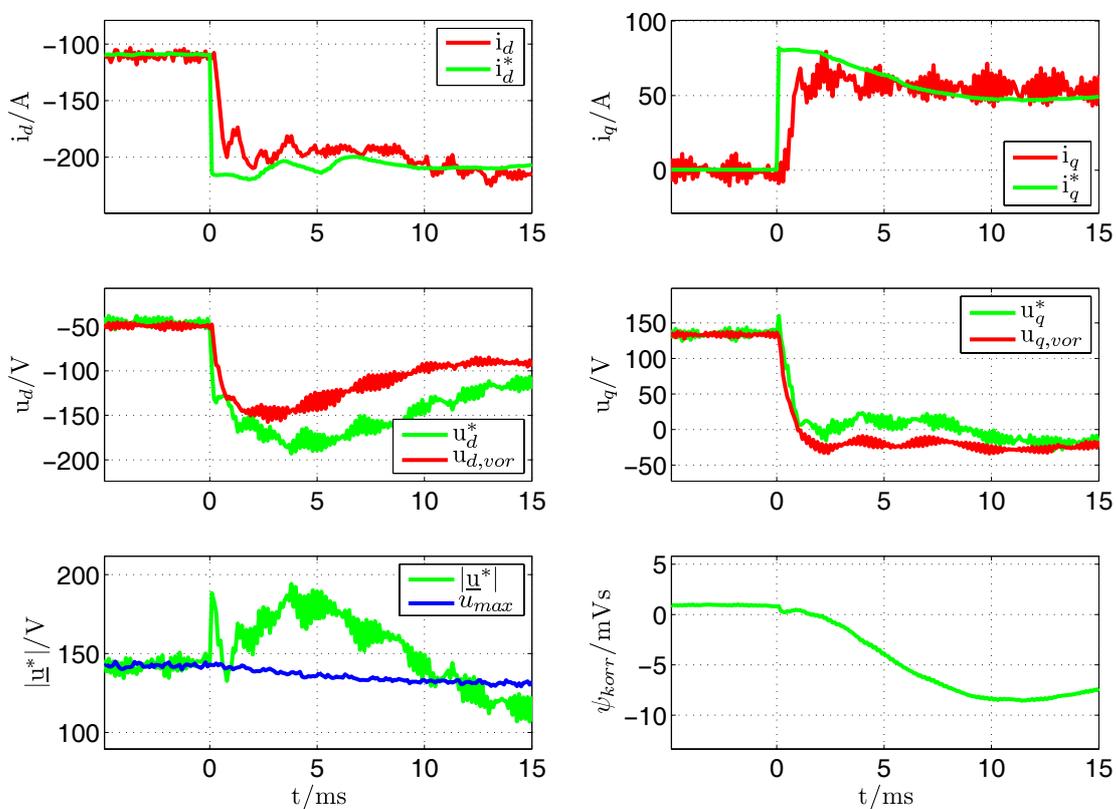


Bild 6.22: Solldrehmomentsprung im Flusschwächbereich bei 6000 min⁻¹

Die in Bild 6.21 und Bild 6.22 dargestellten Messschriebe zeigen exemplarisch, dass die Regelungsstruktur ein stabiles Verhalten über den gesamten Arbeitsbereich aufweist. Allerdings erkennt man eine deutliche Welligkeit, die nicht nur die Istströme betrifft und zu einer entsprechenden Drehmomentwelligkeit führt, sondern die gesamte Regelungsstruktur erfasst. Sie ist insbesondere auch auf dem Spannungsbedarf $|\underline{u}^*|$ zu beobachten und verhindert eine höhere Ausnutzung der verfügbaren Zwischenkreisspannung, was zu einer Verringerung des stellbaren Drehmoments bzw. der stellbaren Leistung führt. Die Performanz der gesamten Regelungsstruktur wird hierdurch empfindlich gestört.

Zur Untersuchung der auftretenden Unruhe ist der stationäre Betrieb der Regelung im Flussschwäcbereich näher betrachtet worden. In Bild 6.23 und Bild 6.25 sind Messschriebe dargestellt, die im stationären Betrieb bei einer Zwischenkreisspannung von 250 V und Drehzahlen von 4500 min^{-1} bzw. 6000 min^{-1} aufgezeichnet worden sind. Um alle Störungen auszublenden, die auf das Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung zurückgehen, wird die Sollspannung auf 90% des Radius des Innenkreises des Hexagons reduziert, so dass im stationären Betrieb keine Sollspannungen außerhalb der Stellgrößenbegrenzung mehr gefordert werden. Bei gefordertem Nenndrehmoment wird von der Drehmomentsteuerung das bei der vorgegebenen Spannungsgrenze (Sollaussteuerung) und Drehzahl maximal mögliche Drehmoment gestellt.

Offensichtlich gehen die in Bild 6.21 und Bild 6.22 auftretenden Störungen nicht auf das Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung zurück. Sie treten nicht nur auf den Stromregelkreisen auf, sondern erfassen auch den Aussteuerungsregler und die überlagerte Drehmomentsteuerung. Eine Fourieranalyse von Strömen, Drehzahl und Spannungsbedarf der aufgezeichneten Messschriebe ist in Bild 6.24 bzw. Bild 6.26 dargestellt. Da der Fourieranalyse die Abtastwerte der Stromregelung mit der Abtastzeit $T_a = 100 \mu\text{s}$ zu Grunde liegen, können bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} und der Polpaarzahl 8 noch Oberschwingungen bis zur Ordnungszahl 8,33 aufgelöst werden. Bei einer Drehzahl von 6000 min^{-1} reduziert sich die maximale Auflösung auf Oberschwingungen mit der Ordnungszahl 6,25. Die dargestellten Frequenzspektren sind jeweils auf den Gleichanteil normiert. Man erkennt, dass neben der erwartet ausgeprägten 6. Oberschwingung ein relativ breit verschmiertes Band an Störungen auftritt. Das Auftreten der 6. Harmonischen ist schon im unteren Drehzahlbereich beobachtet worden und ist durch die nichtsinusförmigen rotatorisch induzierten Spannungen bedingt, die auf die in Kap. 3.6 thematisierte nicht sinusförmige Permanentflussverteilung und die Induktivitätsharmonischen zurückgeht.

Bei den hier dargestellten Messungen im oberen Drehzahlbereich, insbesondere bei dem in Bild 6.25 dargestellten Messschrieb, der bei 6000 min^{-1} aufgezeichnet worden ist, fällt auf, dass die auftretende Welligkeit anscheinend amplitudenmoduliert mit einer Periodendauer von 2,5 ms auftritt, während die Grundschwingungsdauer bei der gefahrenen Drehzahl von 6000 min^{-1} 1,25 ms beträgt. Es liegt also ein subharmonischer Effekt vor.

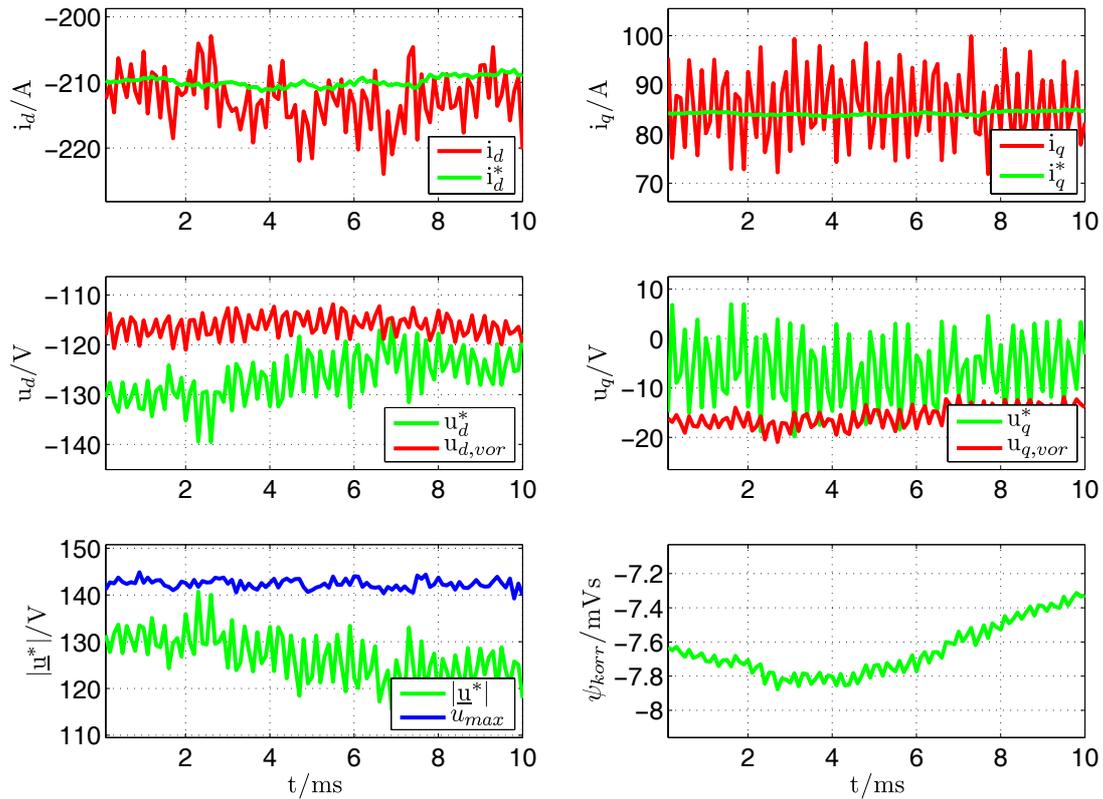


Bild 6.23: Messschrieb im stationären Betrieb bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} und bei Stellen des maximal möglichen Drehmoments

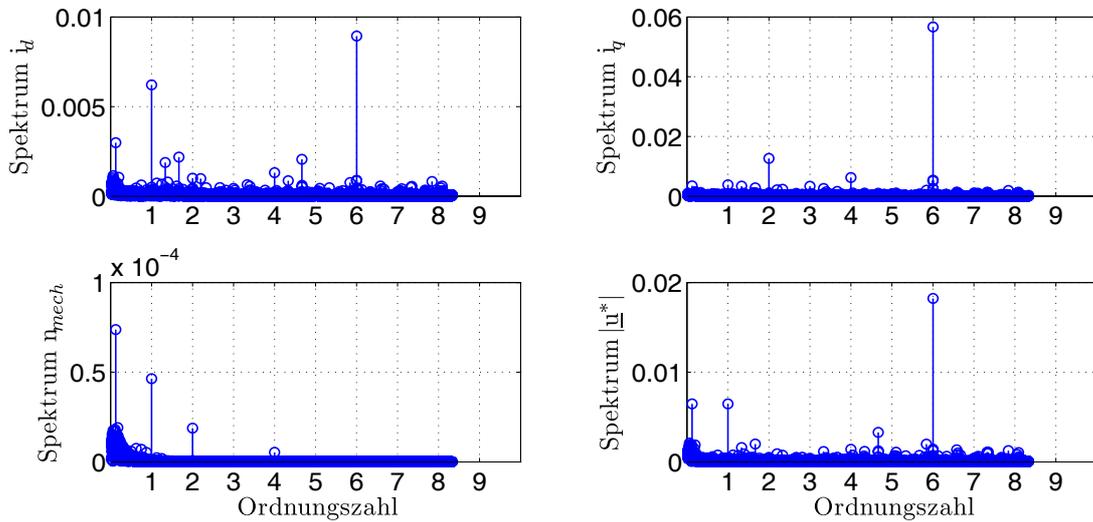


Bild 6.24: Frequenzspektren von Strömen, Drehzahl und Spannungszeigerlänge des in Bild 6.23 dargestellten Messschriebs, auf den jeweiligen Gleichanteil normiert

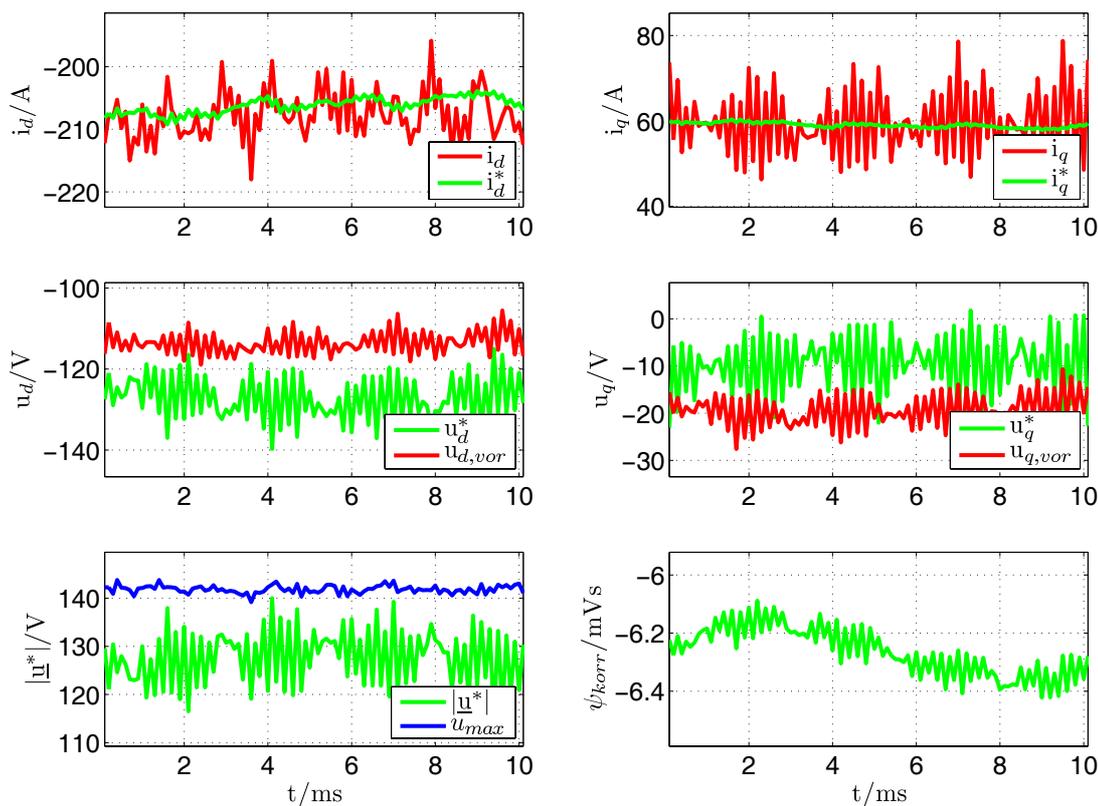


Bild 6.25: Messschrieb im stationären Betrieb bei einer Drehzahl von 6000 min^{-1} und bei Stellen des maximal möglichen Drehmoments

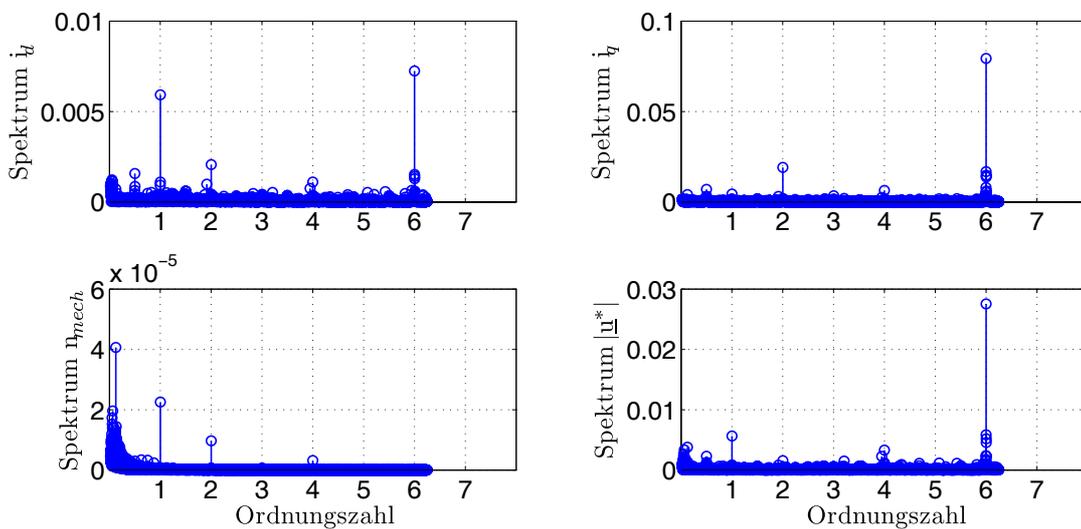


Bild 6.26: Frequenzspektren von Strömen, Drehzahl und Spannungszeigerlänge des in Bild 6.25 dargestellten Messschriebs, auf den jeweiligen Gleichanteil normiert

6.6.4 Ursache der Störungen auf den Stromregelkreisen

Es ist bekannt, dass nicht synchronisierte Pulsverfahren subharmonische Schwebungen hervorrufen können. Ist die Pulszahl n_p , definiert durch den Quotienten von Pulsfrequenz (Frequenz des Dreiecksignals) f_p und Grundfrequenz f_1

$$n_p = \frac{f_p}{f_1} \quad (6.31)$$

nicht ganzzahlig, so verschieben sich die Abtastpunkte über die Grundschwingungsperiode und durch die Überlagerung von Grundschwingung und pulsfrequenten Anteilen kommt es zu subharmonischen Effekten. Bei den bisher dargestellten Messschrieben ist die Regelung mit einer nicht synchronisierten, konstanten Pulsfrequenz von 10 kHz betrieben worden, so dass sich die Pulszahl kontinuierlich mit der Drehzahl ändert und nur bei diskreten Drehzahlwerten ganzzahlig wird. Damit sich die entstehenden Unterschwingungen nicht nachteilig in Form von Schwebungen auswirken, sollte die Pulszahl im nicht synchronisierten Betrieb in der Praxis nicht kleiner als 10 werden [60]. Bei dem in Bild 6.25 dargestellten Messschrieb beträgt die Grundfrequenz bei maximaler Drehzahl 800 Hz, so dass eine nicht ganzzahlige Pulszahl von 12,5 resultiert.

Nun weist die Maschine eine ausgeprägte 6. Harmonische in der Flussverteilung und somit in den induzierten Spannungen auf und bei einer Pulszahl von 12,5 entfallen auf eine Periode der 6. Harmonischen noch ca. 2,08 Abtastpunkte. Da die Dynamik der Stromregelung hier keinesfalls mehr ausreicht, um die Auswirkungen der nichtsinusförmigen rotorisch induzierten Spannungen auszuregulieren, stellt sich eine 6. Harmonische auf den Istströmen ein, die sich direkt als Stromregelfehler Δi_{dq} bemerk-

bar macht. Die Größe des von der zeitdiskreten Stromregelung identifizierten Regelfehlers ist stark abhängig von der Lage der Abtastpunkte in Bezug auf die Oberschwingung. In Bild 6.27 ist qualitativ ein Stromregelfehler in Form der 6. Harmonischen im stationären Betrieb bei 6000 min^{-1} dargestellt. Es ist zu beachten, dass Δi_d und Δi_q um 90° gegeneinander phasenverschoben sind. Die Punkte auf den Stromverläufen markieren exemplarisch die Abtastpunkte der Regelung. Sie verschieben sich langsam relativ zur 6. Harmonischen und bestimmen so den Stromregelfehler, der von der zeitdiskreten Regelung identifiziert wird. Nach 5 ms haben sich die Abtastpunkte über eine volle Periode der 6. Oberschwingung verschoben, was die beobachteten Schwebungseffekte in Bild 6.25 erklärt.

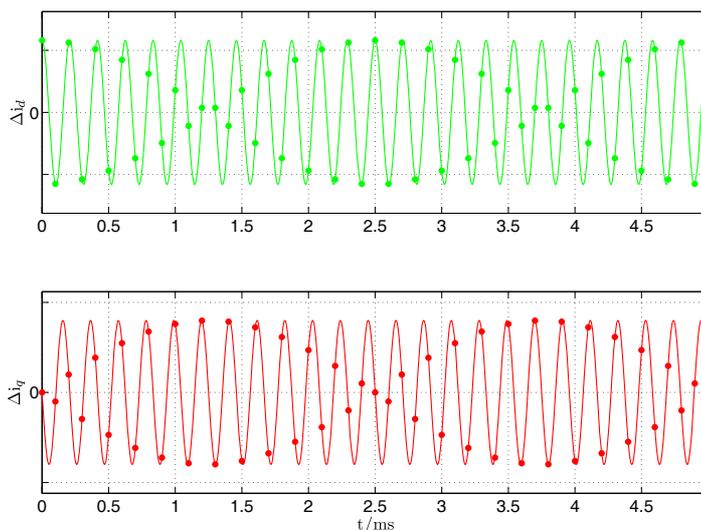


Bild 6.27: Lage der Abtastpunkte der Regelung in Bezug auf die 6. Harmonische bei 6000 min^{-1}

Bild 6.28 zeigt die Ergebnisse einer Simulationsrechnung der gesamten Regelungsstruktur, in der die nicht sinusförmige Permanentflussverteilung, wie sie in Bild 3.9 dargestellt ist, berücksichtigt wird. Bei der Simulationsrechnung wird eine konstante Drehzahl von 6000 min^{-1} unterstellt, wie sie auch bei dem in Bild 6.25 dargestellten Messschrieb gefahren worden ist. Man erkennt, dass mit Berücksichtigung der nichtsinusförmigen EMK auch in der Simulation die amplitudenmodulierten Schwebungen auf den Istströmen auftreten, was als gegenseitige Bestätigung von Simulationsrechnungen und Messschrieben interpretiert werden kann.

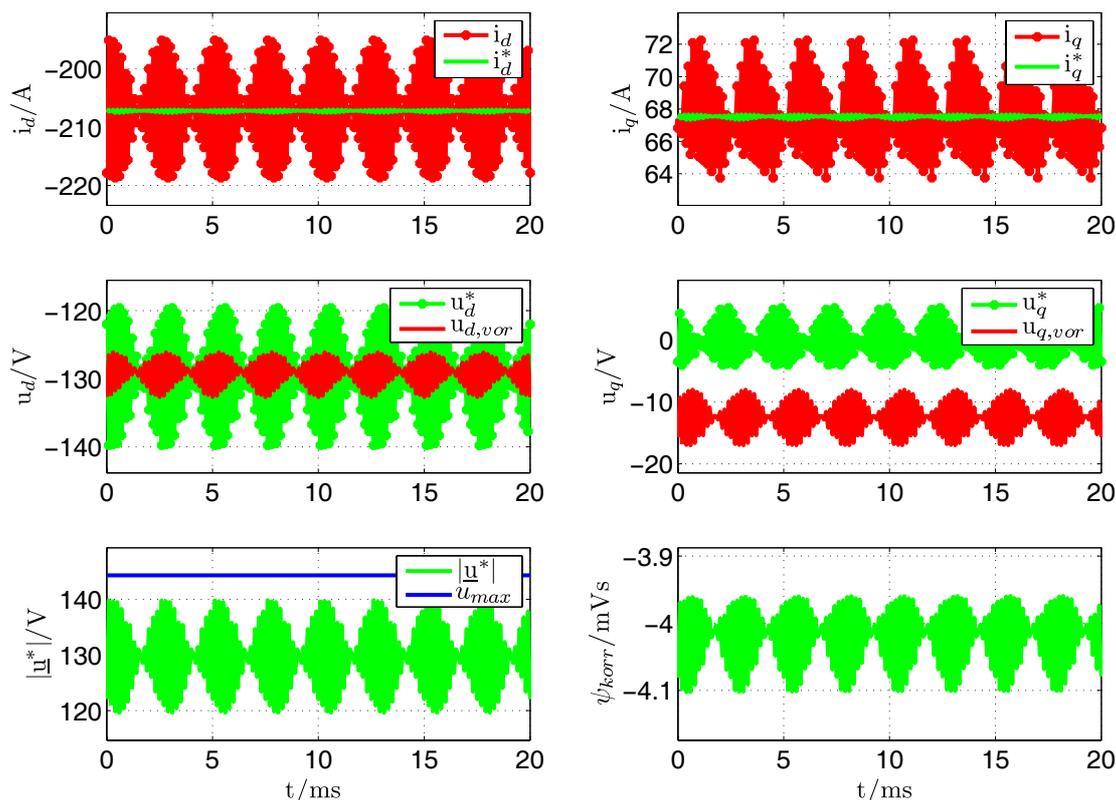


Bild 6.28: Simulationsrechnung bei einer Drehzahl von 6000 min^{-1} und Stellen des maximal möglichen Drehmoments bei nicht synchronisierter Pulsung

6.7 Synchronisierte Pulsung

Die beobachteten Störungen sind in Kap. 6.6.4 auf eine Kombination von zwei Ursachen zurückgeführt worden

- Nichtsinusförmige rotatorisch induzierte Spannungen $u_{ind,rot}$
- Geringe Pulszahl n_p

Sie beeinträchtigen die Performanz der gesamten Regelungsstruktur erheblich und führen neben Harmonischen auf dem Drehmoment auch zu einer Unruhe auf dem Spannungsbe-

darf, der die Ausnutzung der verfügbaren Zwischenkreisspannung im Flussschwäcbereich merklich einschränkt. In [31] wird ein Überblick über Arbeiten gegeben, die sich mit den Auswirkungen der nichtsinusförmigen EMK auf Drehmomentüberschwingungen beschäftigen. Zur Minimierung der Drehmomentüberschwingungen werden auch den Sollströmen Überschwingungen aufgeprägt, die im Zusammenspiel mit der nichtsinusförmigen Flussverteilung zu einem konstanteren Drehmomentverlauf führen, verglichen mit demjenigen, der sich bei ideal sinusförmiger Bestromung einstellt. Voraussetzung für ein solches Vorgehen ist eine hinreichend schnelle Stromregelung, die es erlaubt, den Istströmen die durch die Sollströme vorgegebenen Harmonischen aufzuprägen.

Im vorliegenden Fall ist die Pulszahl im oberen Drehzahlbereich so gering, dass diese Voraussetzung nicht erfüllt ist. Die auf die nichtsinusförmigen rotatorisch induzierten Spannungen zurückgehenden Stromregelfehler können somit nicht ausgeregelt und müssen hingenommen werden. Ziel muss es daher sein, diese Stromregelfehler für die Regelung möglichst auszublenden, damit sie durch die Stromregelung nicht noch zusätzlich verstärkt werden. Dies minimiert zum einen die Drehmomentharmonischen und verstetigt zum anderen den Spannungsbedarf der Stromregelung, so dass eine höhere Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung im Flussschwäcbereich realisiert werden kann.

Durch die Synchronisierung der Regelung mit der Grundschiwingung wird eine ganzzahlige Pulszahl erzwungen, so dass subharmonische Schwebungen sicher vermieden werden. Durch eine geeignete Wahl der Lage der Abtastpunkte innerhalb der Grundschiwingungsperiode lassen sich ungünstige Abtastlagen vermeiden, in denen der durch die Harmonischen bedingte Stromregelfehler besonders groß wäre.

Eine Synchronisation der Regelung mit der Grundschiwingung ist von elektrischen Antrieben großer Leistung, wie z.B. Fahrtrieben für Lokomotiven, her bekannt, in denen die Wechselrichterstufe typischerweise nur eine Schaltfrequenz f_p von wenigen 100 Hz zulässt, so dass bei Grundfrequenzen f_1 von wenigen 10 Hz schon störende subharmonische Effekte auftreten, wenn auf eine synchronisierte Pulsung verzichtet wird. Bild 6.29 zeigt den Verlauf der Pulsfrequenz abhängig von der Grundfrequenz. Bei niedrigen Grundfrequenzen erfolgt die Pulsung weiterhin unsynchronisiert mit der maximal zulässigen Pulsfrequenz $f_{p,max}$ von 10 kHz, bis schließlich bei höheren Grundfrequenzen die synchronisierte Pulsung einsetzt. Die PWM wird dann mit der Grundfrequenz synchronisiert, so dass sich eine konstante Pulszahl (hier 24) einstellt. Mit weiter steigender Drehzahl steigt nun auch die Pulsfrequenz bis für $n_p = 24$ die maximal zulässige Pulsfrequenz erreicht wird. Das Erreichen von $f_{p,max}$ triggert dann die Synchronisierung auf eine kleinere Pulszahl. Über den gesamten Arbeitsbereich wird wie in Bild 6.29 dargestellt auf die Pulszahlen 24, 18 und 12 synchronisiert, was eine gute Ausnutzung der möglichen Schaltfrequenz erlaubt. Ein Abtastwinkelregler garantiert, dass die Abtastung bei gegebener Pulszahl, zu festen, wohl definierten Phasenlagen bezogen auf die Grundschiwingung erfolgt.

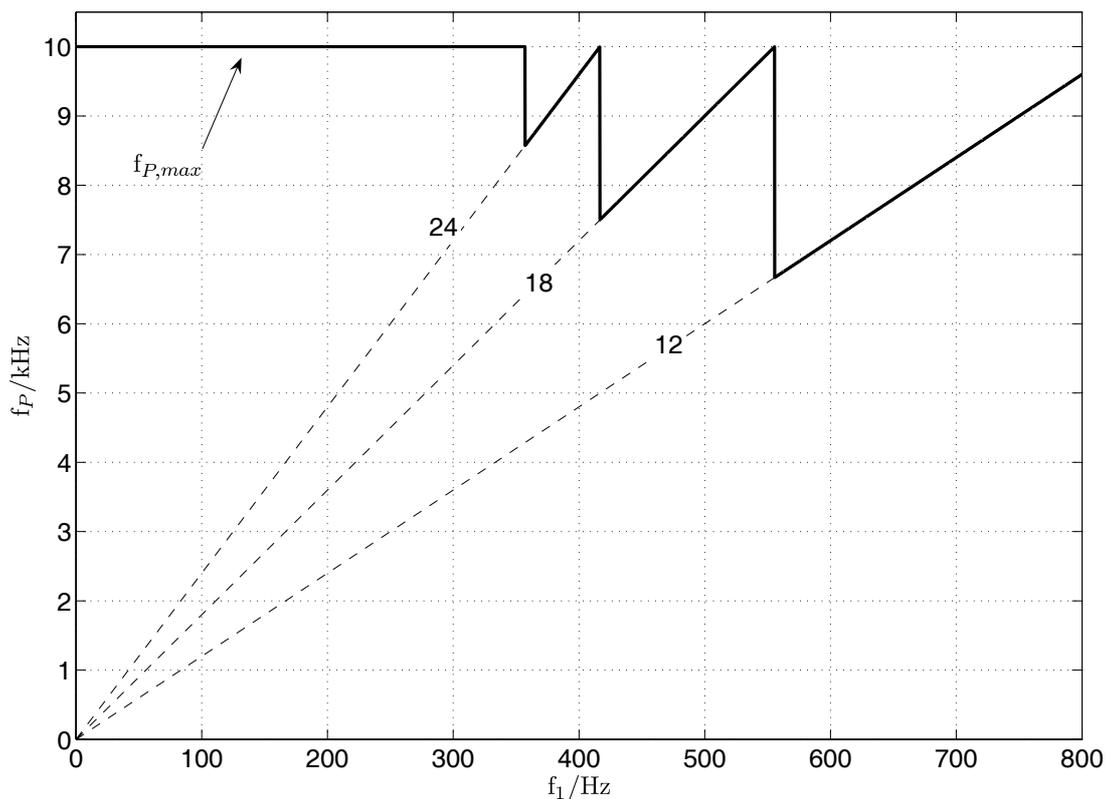


Bild 6.29: Pulsfrequenz abhängig von der Grundfrequenz

In Bild 6.30 und Bild 6.32 sind Messschriebe dargestellt, die mit synchronisierter Pulsung aufgezeichnet worden sind. Sie zeigen analog zu den in Bild 6.23 und Bild 6.25 dargestellten Messschrieben den stationären Betrieb bei 4500 min^{-1} bzw. 6000 min^{-1} , wobei die Sollsteuerung wieder auf 90% des Innenkreises des Hexagons begrenzt ist, so dass Störungen, die durch ein Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung bedingt sind, ausgeblendet werden. Bei beiden Messschrieben wird auf eine Pulszahl $n_p = 12$ synchronisiert.

Vergleicht man die Messschriebe mit und ohne synchronisierte Pulsung, so wird deutlich, dass durch die Synchronisierung die Unruhe auf der gesamten Regelungsstruktur, die in Kap. 6.6.4 auf eine Kombination von niedriger Pulszahl und nichtsinusförmigen, rotatorisch induzierten Spannungen zurückgeführt worden ist, signifikant reduziert wird. Die Welligkeit auf den Stromkomponenten in d -, und q -Richtung geht um ca. 40%-70%, die auf dem Spannungsbedarf sogar um 75% gegenüber der Regelung mit nicht synchronisierter Pulsung zurück. Die Stromüberschwingungen, die durch die nichtsinusförmigen rotatorisch induzierten Spannungen bedingt sind, können im oberen Drehzahlbereich nicht mehr ausgeregelt werden. Ihr störender Einfluss auf die Regelung wird aber signifikant reduziert, was sich aus der deutlichen Verstetigung des Spannungsbedarfes der Regelung ablesen lässt. Im Flussschwäcbereich führt dies zu einer besseren Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung. Die Fourieranalyse der Messschriebe aus Bild 6.30 und Bild 6.32 sind in Bild 6.31 bzw. Bild 6.33 dargestellt. Da beide Messschriebe mit einer Pulszahl $n_p = 12$ aufgenommen worden sind, können jetzt nur noch Oberschwingungen mit einer maximalen Ordnungszahl von 6 aufgelöst werden. Die Fourieranalyse bestätigt, dass die

ausgeprägte 6. Harmonische auf i_q und dem Spannungsbedarf $|\underline{u}^*|$ durch die synchronisierte Pulsung signifikant reduziert wird.

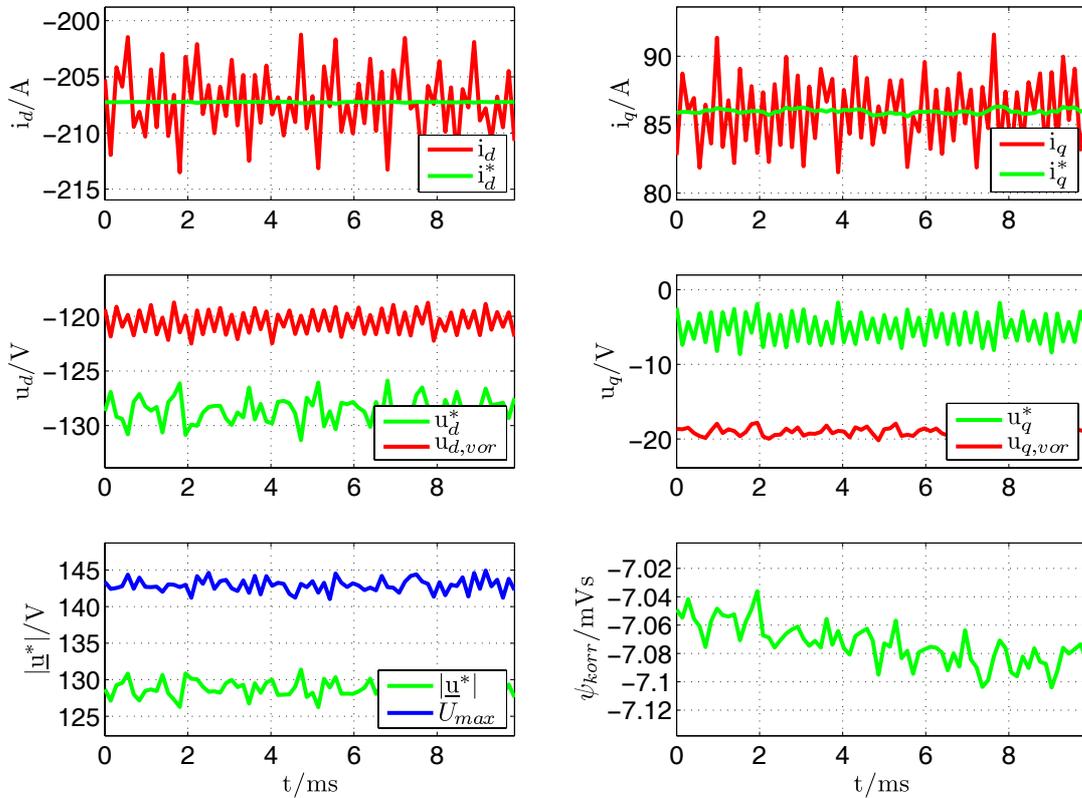


Bild 6.30: Messschrieb im stationären Betrieb bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} und Stellen des maximal möglichen Drehmoments bei synchronisierter Pulsung

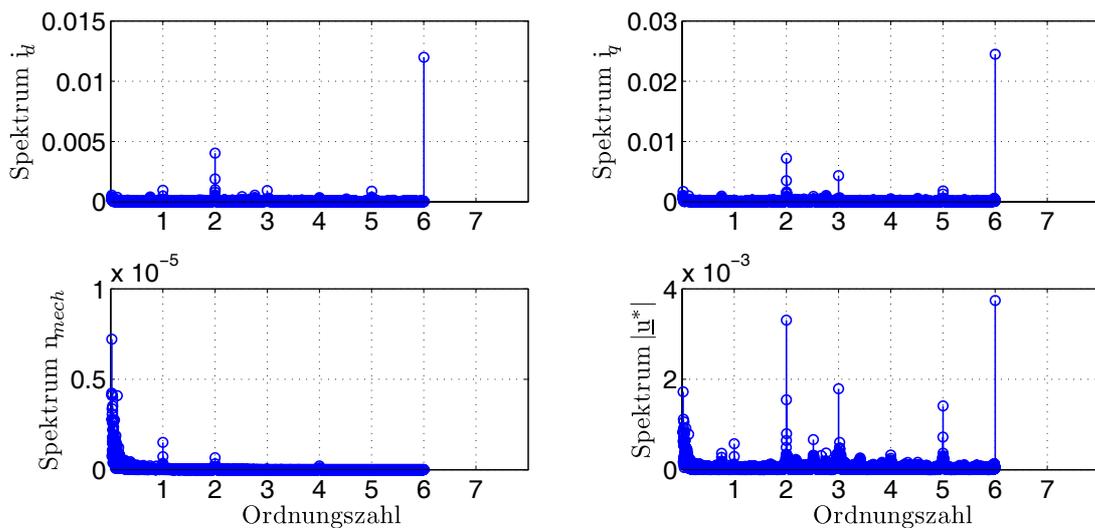


Bild 6.31: Frequenzspektren von Strömen, Drehzahl und Spannungszeigerlänge des in Bild 6.30 dargestellten Messschriebs normiert auf den jeweiligen Gleichanteil

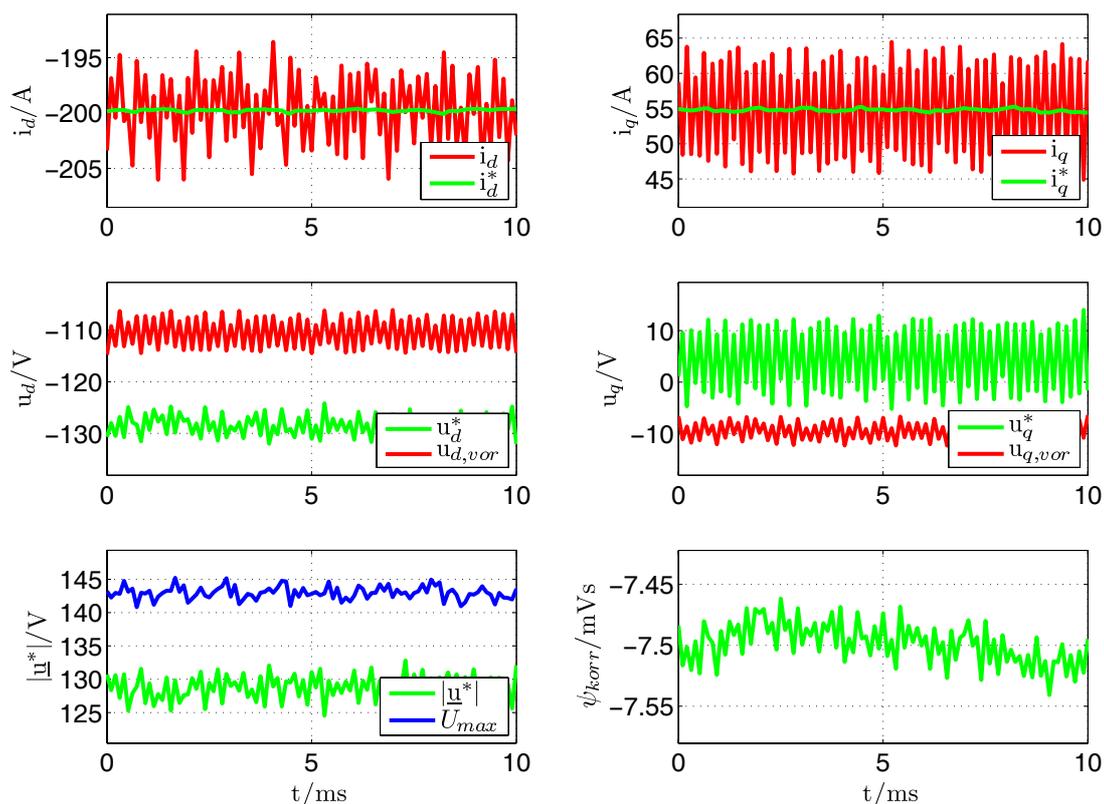


Bild 6.32: Messschrieb im stationären Betrieb bei einer Drehzahl von 6000 min^{-1} und Stellen des maximal möglichen Drehmoments bei synchronisierter Pulsung

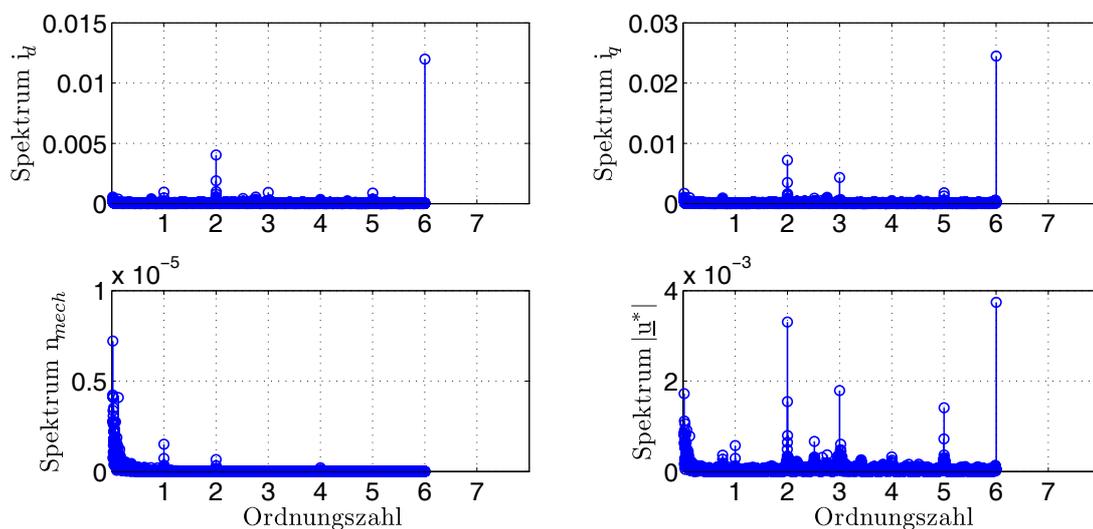


Bild 6.33: Frequenzspektren von Strömen, Drehzahl und Spannungszeigerlänge des in Bild 6.32 dargestellten Messschriebs normiert auf den jeweiligen Gleichanteil

In Bild 6.34 und Bild 6.35 ist der stationäre Betrieb der Regelung mit einer Sollaussteuerung $a^* = a_{IK}$ bei nicht synchronisierter (linke Seite) und synchronisierter Pulsung (rechte Seite) dargestellt. Bei Drehzahlen von 4500 min^{-1} und 6000 min^{-1} wird das größtmögliche Drehmoment T_{max} gestellt. Neben den Soll- und Istströmen in d -, und q -Richtung ist auch der Spannungsbedarf $|\underline{u}^*|$ die Spannung u_{max} , auf die der Spannungsbedarf bei der gewählten Sollaussteuerung geregelt wird, das erzeugte Drehmoment und die gefahrene Drehzahl dargestellt. Man erkennt deutlich, dass auch bei der erhöhten Sollaussteuerung die synchronisierte Pulsung zu einer Verstetigung des Spannungsbedarfs und zu einer Glättung des gestellten Drehmoments führt. Das maximal stellbare Drehmoment kann durch die synchronisierte Pulsung bei 4500 min^{-1} im Mittel um ca. 6% erhöht werden. Bei 6000 min^{-1} stellt sich immerhin noch eine Erhöhung des stellbaren Drehmoments um ca. 3% ein.

Bild 6.36 und Bild 6.37 zeigen Anregelvorgänge des Drehmoments von 0 auf T_{max} bei Drehzahlen von 4500 min^{-1} und 6000 min^{-1} . Man erkennt, dass auch bei synchronisierter Pulsung eine hohe Dynamik bei der Anregelung des Drehmoments erreicht wird. Allerdings fällt auf, dass die Dynamik bei der Anregelung des Drehmoments abhängig von der nun nicht mehr konstanten Abtastzeit der Regelung ist. Während bei einer Drehzahl von 6000 min^{-1} die synchronisierte Abtastzeit $T_a \approx 104,2 \mu\text{s}$ beträgt, beträgt sie bei 4500 min^{-1} lediglich $T_a \approx 139 \mu\text{s}$. Aus Gl. (6.20) geht hervor, dass mit der Abtastzeit auch die Dynamik der Stromregelung abnimmt. Dies wird durch die dargestellten Messschriebe bestätigt. Während die Bandbreite der Regelung bei 6000 min^{-1} noch ca. 160 Hz beträgt, geht sie bei 4500 min^{-1} auf ca. 110 Hz zurück.

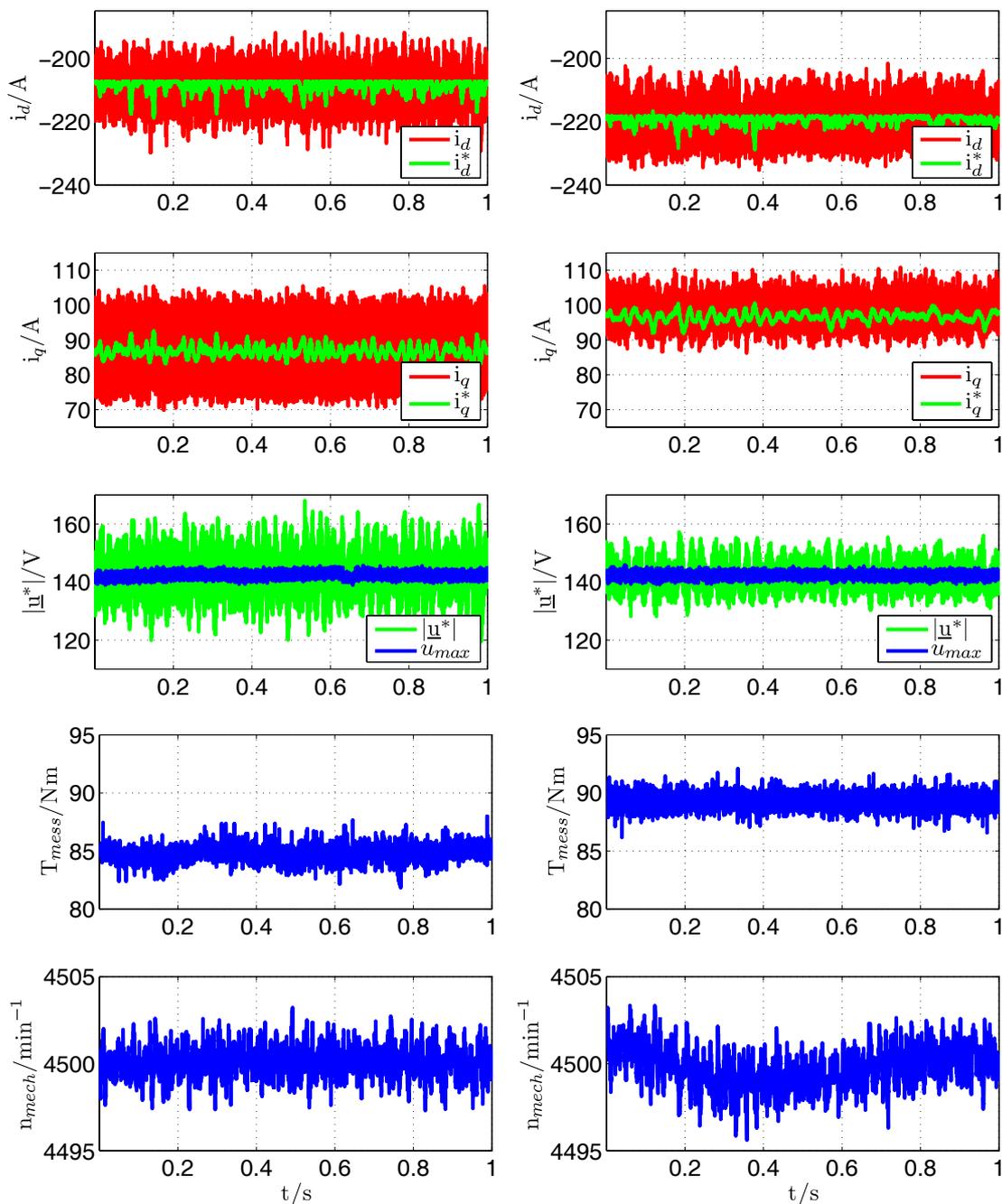


Bild 6.34: Stellen des maximal möglichen Drehmoments T_{max} bei 4500 min^{-1} bei einer Zwischenkreisspannung $u_{dc} = 250 \text{ V}$ und $a^* = a_{IK}$ ohne synchronisierte Pulsung (links) und mit synchronisierter Pulsung (rechts)

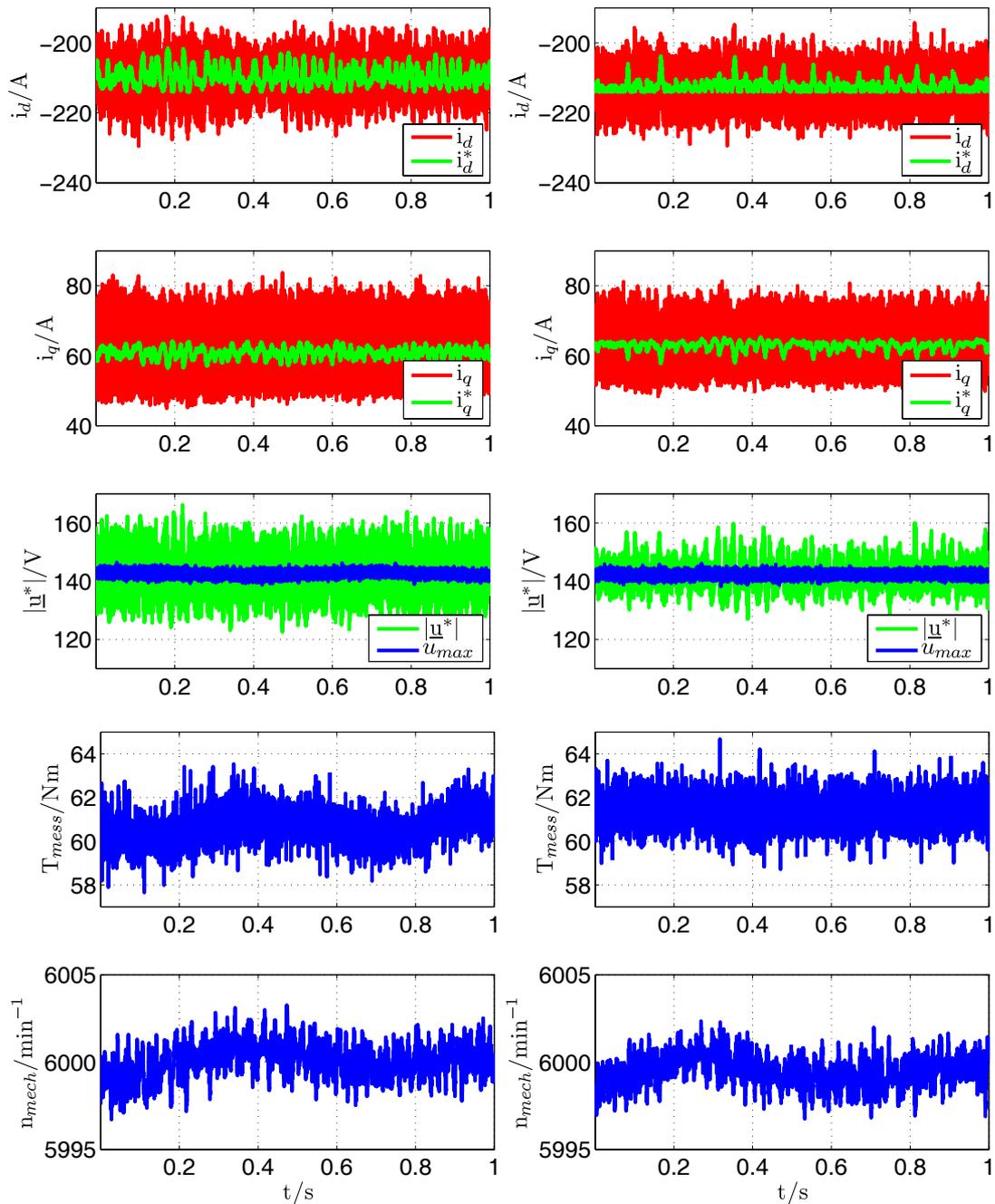


Bild 6.35: Stellen des maximal möglichen Drehmoments T_{max} bei 6000 min^{-1} bei einer Zwischenkreisspannung und $a^* = a_{IK}$ ohne synchronisierte Pulsung (links) und mit synchronisierter Pulsung (rechts)

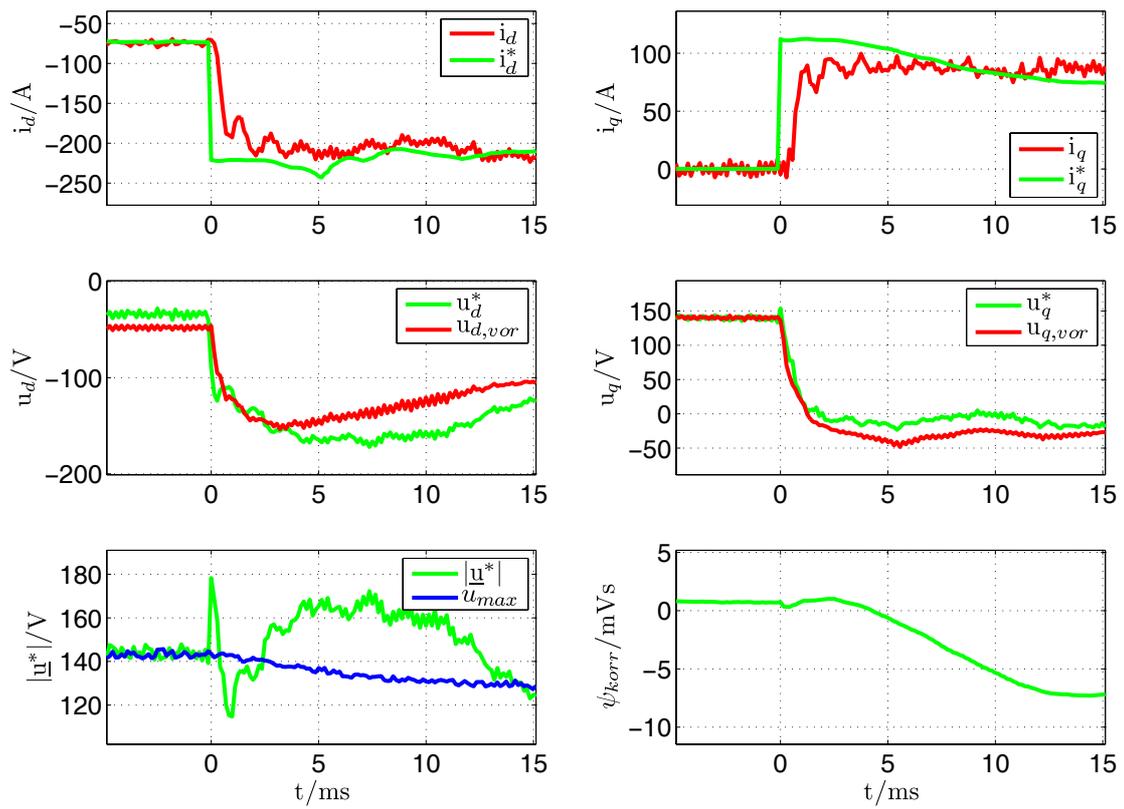


Bild 6.36: Soll Drehmomentsprung im Fluss schwächbereich bei 4500 min^{-1} und synchronisierter Pulsung

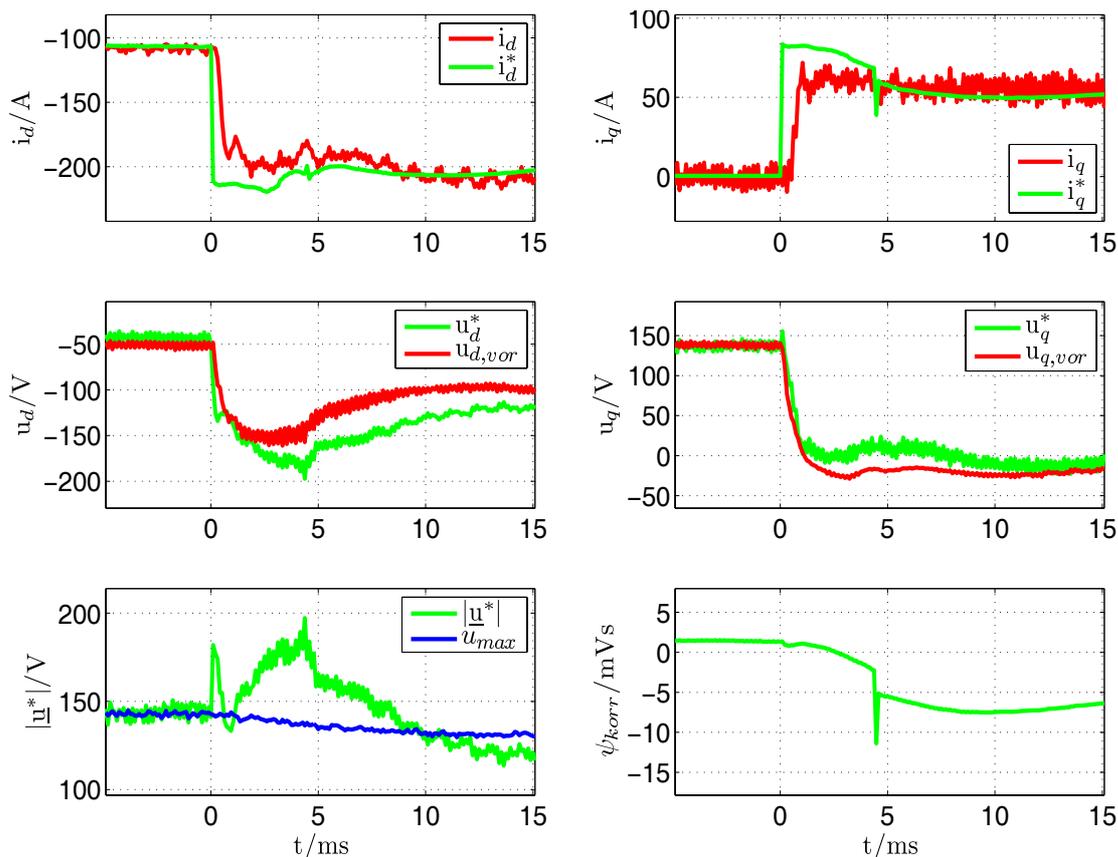


Bild 6.37: Soll Drehmomentsprung im Flusschwächbereich bei 6000 min^{-1} und synchronisierter Pulsung

Bild 6.38 zeigt zwei Oszilloskopschriebe von einem der Phasenströme der Maschine, die bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} aufgezeichnet worden sind. Einer der Oszilloskopschriebe ist bei eingeschalteter Regelungsstruktur und synchronisierter Pulsung aufgezeichnet worden. Die Reglereinstellungen sind dieselben, die bei dem in Bild 6.34 dargestellten Messschrieb verwendet werden und die Sollaussteuerung beträgt $a^* = a_{IK}$. Zum Vergleich dazu ist auf der rechten Seite von Bild 6.38 der Kurzschlussstrom dargestellt, der bei kurzgeschlossenen Motorklemmen gemessen worden ist, während die Lastmaschine dem Prüfling eine Drehzahl von 4500 min^{-1} einprägt. Im unteren Teil von Bild 6.38 ist jeweils die Fourieranalyse der beiden Stromverläufe dargestellt. Man erkennt, dass die Oberschwingungen auf den Phasenströmen im geregelten Betrieb etwa denjenigen entsprechen, die sich bedingt durch die nichtsinusförmige EMK auch auf den Kurzschlussströmen finden. Dies wird durch den THD-Wert (Total Harmonic Distortion) der beiden Signalverläufe bestätigt. Er ist im geregelten Betrieb nur geringfügig größer als beim dreiphasigen Kurzschluss. Da es aufgrund der geringen Pulszahl von ca. 12 bei der betrachteten Drehzahl nicht möglich ist, diese Oberschwingungen auszuregeln, kann im geregelten Betrieb kaum ein geringerer THD-Wert realisiert werden.

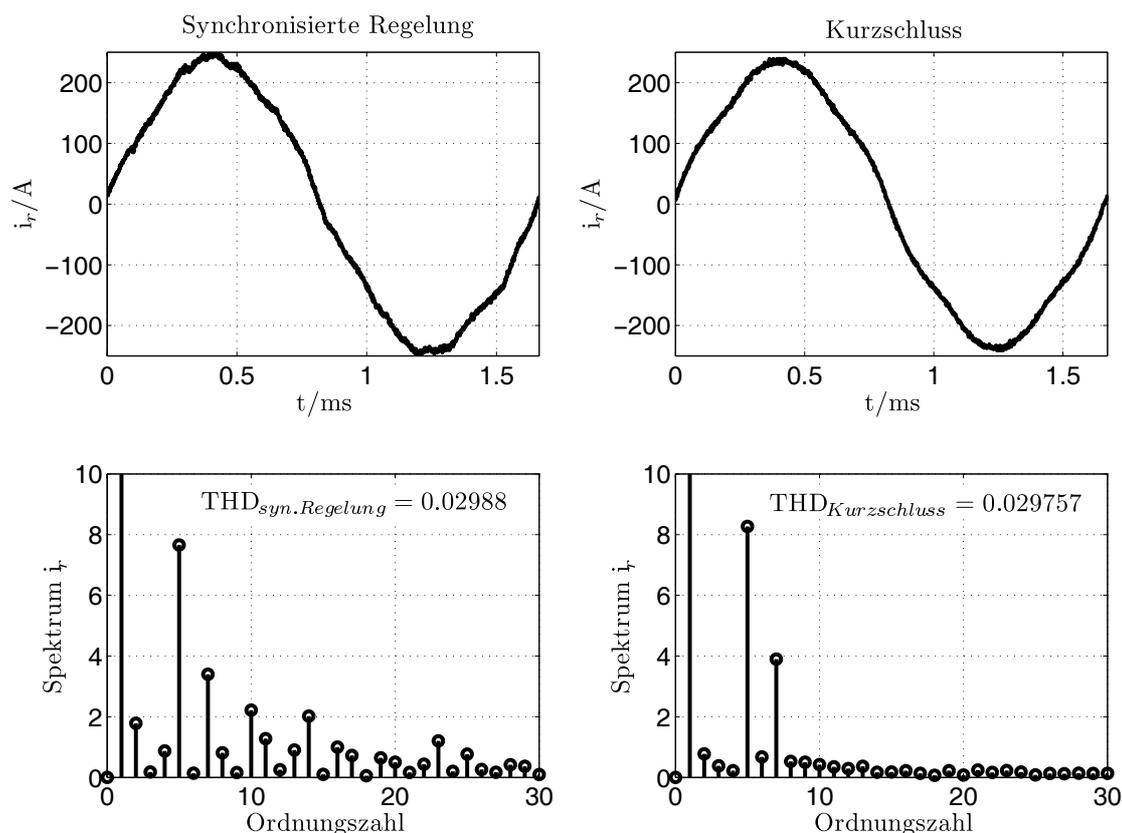


Bild 6.38: Analyse des Phasenstromverlaufs bei synchronisierter Pulsung und Stellen des maximalen motorischen Drehmoments bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1}

Bild 6.39 zeigt einen Hochlaufvorgang der Maschine beim Betrieb mit synchronisierter Pulsung aus dem Stillstand auf maximale Drehzahl von 6000 min^{-1} , wobei während des Hochlaufvorgangs das maximal mögliche Drehmoment T_{max} gestellt wird. Dargestellt sind neben den Ist- und Sollströmen, den Sollspannungen und den vorgesteuerten rotatorisch induzierten Spannungen, der Spannungszeigerlänge und der Spannungsgrenze auch die Abtastzeit der Regelung, das gestellte Drehmoment und die Drehzahl. Man erkennt, wie im Ankerstellbereich die Spannung mit der Drehzahl steigt. Nach Erreichen des Flussschwäcbereiches bleibt die Spannung konstant und das gestellte Drehmoment nimmt mit steigender Drehzahl ab. Weiterhin erkennt man, wie sich die Abtastzeit der Regelung mit der Drehzahl ändert, so dass die gewünschte Pulszahl resultiert.

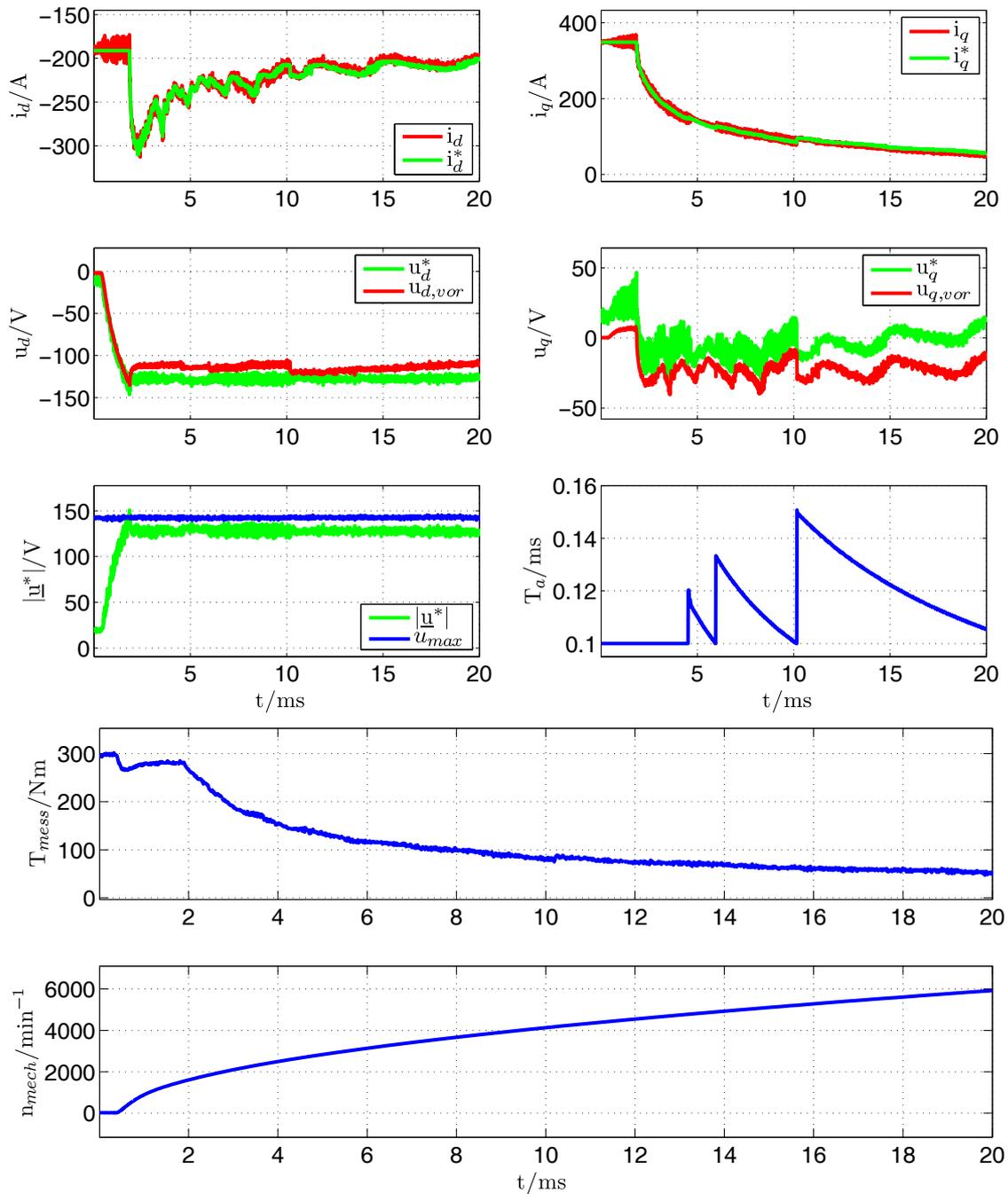


Bild 6.39: Betrieb der Regelung mit synchronisierter Pulsung:
Hochlaufvorgang vom Stillstand auf Maximaldrehzahl von 6000 min⁻¹
mit Stellen des maximal möglichen Drehmoments T_{max}

6.8 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel werden zunächst die Anforderungen an die der Arbeitspunktsteuerung unterlagerten Regelungsstruktur erläutert. Sie resultieren aus der Forderung nach einer hohen Drehmomentdynamik, dem bei Traktionsapplikationen geforderten Betrieb sowohl im Ankerstell- wie auch im Flussschwäcbereich und den speziellen Randbedingungen, die durch die Maschinen-Umrichter-Kombination gegeben sind. Hierzu zählen:

- Ausgeprägte Eisen-Sättigungseffekte
- Kleine Pulszahl
- Nichtsinusförmige EMK

Es wird ein Überblick über den Stand der Technik gegeben, der verdeutlicht, dass die Erfahrungen mit dem Einsatz von IPMSM in Traktionsapplikationen, etwa im Gegensatz zu ASM, eher gering sind.

Der Entwurf und die Implementierung der Stromregelung auf einem DSP nach dem Prinzip des "Regular Sampling" werden beschrieben. Besonders hervorzuheben ist in diesem Zusammenhang die Vorgehensweise bei der Herleitung des zeitdiskreten Modells, dass das Verhalten der elektrischen Maschine auch bei den geringen Pulszahlen im oberen Drehzahlbereich noch hinreichend genau für einen Stromreglerentwurf beschreibt. Hierbei hat es sich als vorteilhaft erwiesen, die zeitliche Diskretisierung im statorfesten Koordinatensystem durchzuführen und erst danach die für eine FOR nötige Parktransformation vorzunehmen.

Die verschiedenen Kopplungsmechanismen zwischen den Stromdynamiken in d - und q -Richtung, die aus dem hergeleiteten Modell hervorgehen, werden erläutert. Zur Entkopplung werden die rotatorisch induzierten Spannungen am Stromreglerausgang vorgesteuert, deren Berechnung auf Basis einer Gesamtflussverkettung mit Hilfe von Kennfeldern erfolgt. Auf eine Aufspaltung der Gesamtflussverkettungen in einen Permanentfluss- und einen Ankerrückwirkungsanteil wird hierbei bewusst verzichtet, da dies auf Grund der nichtlinearen Eisen-Sättigungseffekte nicht eindeutig möglich ist und bei steigendem numerischem Aufwand keinerlei Vorteil brächte. Nach erfolgter Entkopplung werden die beiden Stromregelkreise für i_d und i_q unabhängig voneinander entworfen. Sie werden jeweils als PI-Regler mit Sollwertvorsteuerung ausgeführt, da es diese Regelungsstruktur erlaubt, alle Pol- und Nullstellen der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises vorzugeben.

Die Notwendigkeit des Einsatzes einer Fluss- und Stromprädiktion zur Kompensation des einen Abtastschrittes Totzeit, der durch das „Regular Sampling“ bedingt ist, bei der Stromregelung und der Vorsteuerung der rotatorisch induzierten Spannungen wird motiviert und eine geeignete Strom- und Flussprädiktionsstruktur wird hergeleitet. Die Störungsübertragungsfunktion wird hergeleitet und die Ursachen und Auswirkungen verschiedener Störeinflüsse werden thematisiert. Ein Simulationsmodell der Maschine, das auch das dynamische Verhalten des IPMSM unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten beinhaltet, wird erstellt. Die entworfenen Stromregelalgorithmen werden in der Simulation und auf dem in Kap. 4 vorgestellten Versuchsstand implementiert und verifiziert, wobei sich die Ergebnisse der Simulationsrechnungen und die Messschriebe gegenseitig bestätigen. Das Zusammen-

spiel von überlagerter Arbeitspunktsteuerung und unterlagerter Stromregelung funktioniert im Ankerstellbereich wie erwartet: Die vorgesteuerten, rotatorisch induzierten Spannungen entsprechen, abgesehen von den ohmschen Spannungsabfällen, mit guter Genauigkeit dem tatsächlichen Spannungsbedarf der Maschine und bestätigen somit die Validität der verwendeten Kennfelder.

Auf die Problematik der schwindenden Stellgrößenreserve bei Verwendung einer Stromregelungsstruktur im Flussschwächbereich wird hingewiesen und die in diesem Zusammenhang zusätzlich getroffenen Maßnahmen, wie der Einsatz eines Aussteuerungsreglers und einer geeigneten ARW-Maßnahme, werden erläutert. Beim Betrieb der Regelungsstruktur im Flussschwächbereich hat sich gezeigt, dass die relativ geringe Pulszahl in Kombination mit der nichtsinusförmigen EMK zu Störungen führt, die sich durch Aliasing im Subharmonischen Bereich bemerkbar machen und die Performanz der Regelung empfindlich stören. Durch den Einsatz eines synchronisierten Pulsverfahrens konnte dieses Problem gelöst und der Spannungsbedarf des Antriebs deutlich verstetigt werden. Hierdurch kann der Antrieb im Flussschwächbereich näher an der Spannungsgrenze betrieben werden, so dass die Drehmomentausbeute in diesem Betriebsbereich um bis zu 6% im Vergleich mit dem nicht synchronisierten Pulsverfahren gesteigert werden konnte.

7 Alternatives Regelungskonzept: Direct Torque Control (DTC)

7.1 Direkte Regelungsstrukturen

Anfang der 80er Jahre haben Takahashi et al. und Depenbrock unabhängig voneinander Regelungskonzepte für Drehfeldmaschinen alternativ zur FOR entwickelt, die mit der Analogie zur Regelung von fremderregten Gleichstrommaschinen brechen. Das von Takahashi entwickelte Konzept ist unter dem Namen „Direct Torque Control (DTC)“ [66] und das von Depenbrock entwickelte Konzept unter dem Namen „Direkte Selbstregelung (DSR)“ [17], [18] bekannt geworden. Da sich bisher keine allgemein akzeptierte Terminologie durchgesetzt hat, sollen in dieser Arbeit Regelungskonzepte wie DTC oder DSR, die geschlossene innerste Regelkreise für Drehmoment und Flussbetrag aufweisen, als „direkte Regelungskonzepte“ bezeichnet werden. Direkte Regelungskonzepte zeichnen sich dadurch aus, dass auf eine Stromregelung und im Allgemeinen auch auf eine PWM verzichtet wird. Stattdessen werden die beiden Regelgrößen mit Hilfe von hysteresebefahenen Zweipunktreglern in ein Toleranzband um ihren jeweiligen Sollwert gezwungen. Auf Basis der am Ausgang der Hystereseregler vorliegenden Informationen wird dann direkt der elementare Spannungszeiger ausgewählt, der die beiden Regelgrößen in der gewünschten Art und Weise beeinflusst. Die Regelung wird in dem der Maschine eigenen statorfesten Koordinatensystem durchgeführt, so dass die numerisch aufwendige Koordinatentransformation in ein feldorientiertes Koordinatensystem entfällt. Bei Implementierung der Regelung auf einem DSP führt der geringe numerische Aufwand der direkten Regelungsalgorithmen in der Regel dazu, dass diese im Vergleich zu FOR-Algorithmen deutlich schneller abgearbeitet werden können. Die hierdurch mögliche kleinere Abtastzeit der Regelung T_a hat eine kleinere Totzeit in den Regelkreisen zur Folge und kommt somit einer höheren Drehmomentdynamik zu Gute.

Mit dem Flussbetrag als Regelgröße ist es mit direkten Regelungsstrukturen einfach möglich, den Antrieb mit einem gewünschten, konstanten Spannungsbedarf zu betreiben, so dass sich direkte Regelungsstrukturen besonders für einen Betrieb im Flusschwäcbereich eignen. Der Preis hierfür ist allerdings, dass die Ströme keine Regelgrößen sind und durch andere Maßnahmen gewährleistet werden muss, dass diese im zulässigen Bereich bleiben. Ursprünglich entwickelt wurden die direkten Regelungskonzepte für den Betrieb von ASM.

Sie lassen sich aber auch auf andere Drehfeldmaschinen und insbesondere auf PMSM übertragen [52] [54] [55] [59].

Die Vorteile von direkten Regelungen gegenüber der FOR lassen sich wie folgt zusammenfassen [12]:

- Einfache und robuste Regelungsstruktur
- Geringer numerischer Aufwand durch Verzicht auf Stromregelkreis, PWM und Koordinatentransformation
- Hohe Drehmomentbandbreite
- Niedrige Schaltfrequenz
- Mit dem Flussbetrag als Regelgröße gut geeignet für einen Betrieb mit konstanter Spannung
- Gut geeignet für drehgeberlosen Betrieb, bzw. für einen Betrieb mit Drehgebern geringer Auflösung

Den oben genannten Vorteilen direkter Regelungskonzepte stehen folgende Nachteile gegenüber:

- Abhängigkeit der Schaltfrequenz vom Arbeitspunkt des Antriebs sowie der Breite der Hysteresebänder
- Ripple auf Strom- und Drehmoment beim Übergang des Statorflusszeigers zwischen zwei Sektoren
- Keine direkte Kontrolle der Ströme
- Abhängigkeit der Regelgüte von der Qualität der Drehmoment- bzw. Flusschätzung

In diesem Kapitel wird untersucht, inwieweit die DTC geeignet ist, als unterlagerte Regelungsstruktur für die in Kap. 5 hergeleitete wirkungsgradoptimierte Arbeitspunktsteuerung zu dienen, und somit eine Alternative für die in Kap. 6 betrachtete FOR darstellt. Die Arbeitspunktsteuerung muss für den Betrieb mit einer unterlagerten DTC so modifiziert werden, dass die Arbeitspunkte in Form von Drehmoment und Flussbetrag vorgegeben werden.

7.2 Grundkonzept der DTC

Die FOR basiert auf einer Drehmomentgleichung der Form

$$T \sim \underline{\psi} \times \underline{i}, \quad (7.1)$$

in der das Drehmoment durch das Kreuzprodukt eines Fluss- und eines Stromzeigers ausgedrückt wird. Das Solldrehmoment wird erzeugt, in dem ein geeigneter Stromzeiger relativ zum Flusszeiger in die Maschine eingeprägt wird.

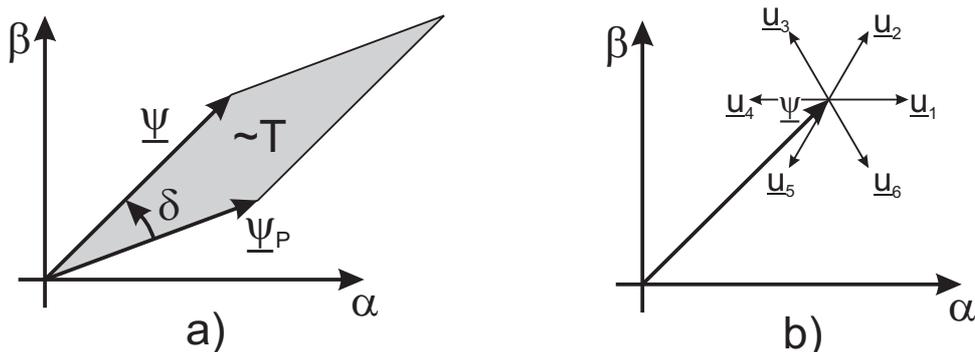


Bild 7.1: a) Geometrische Interpretation des erzeugten Drehmoments
b) Statorflussänderung durch Schalten eines aktiven Spannungszeigers

Die DTC hingegen basiert auf einer modifizierten Drehmomentgleichung, die das Drehmoment durch das Kreuzprodukt von Rotor- und Statorflusszeiger beschreibt. Bei PMSM ist der Rotorflusszeiger durch den Permanentflusszeiger $\underline{\psi}_p$ gegeben und unter Vernachlässigung des Reluktanzdrehmoments weisen PMSM eine Drehmomentgleichung der Struktur

$$T \sim \underline{\psi}_p \times \underline{\psi} \quad (7.2)$$

auf, wobei $\underline{\psi}$ der Statorflusszeiger ist. Gl. (7.2) ist in beliebig orientierten Koordinatensystemen K gültig, solange die beiden Flusszeiger in demselben Koordinatensystem ausgedrückt sind. Ausgehend von Gl. (7.2) kann das erzeugte Drehmoment T , wie in Bild 7.1a illustriert, geometrisch als Fläche interpretiert werden, die von Stator- und Permanentflusszeiger aufgespannt wird. T wird durch die Flussbeträge $|\underline{\psi}_p|$ und $|\underline{\psi}|$ sowie die relative Lage δ der beiden Flusszeiger bestimmt. Der Winkel δ wird im Folgenden als Lastwinkel bezeichnet. Die bei der DTC verfolgte Strategie besteht darin, den Lastwinkel bei gegebenen Flusszeigerlängen so einzustellen, dass das gewünschte Soll Drehmoment erzeugt wird. Voraussetzung für eine solche Vorgehensweise ist, dass das Drehmoment T in allen von der Regelung angefahrenen Arbeitspunkten eine streng monotone Funktion des Winkels δ ist und somit Gl. (7.3) gilt [59].

$$\text{sign}\left(\frac{dT}{d\delta}\right) = \text{konstant} \quad (7.3)$$

Anforderung (7.3) ist für Drehmomentgleichungen, die die Struktur (7.2) aufweisen, erfüllt, wenn nur solche Arbeitspunkte angefahren werden, für deren Lastwinkel gilt: $|\delta| < \pi/2$.

Zur Beeinflussung von Drehmoment und Flusszeigerlänge nutzt die DTC die Spannungsgleichung (3.2) in statorfesten Koordinaten, um durch Auswahl eines elementaren Spannungszeigers direkt eine Änderung des Statorflusszeigers herbeizuführen. In erster Näherung können die ohmschen Spannungsabfälle vernachlässigt werden, so dass Näherung (7.4) gilt.

$$\underline{u}_{\alpha\beta} \approx \dot{\underline{\psi}}_{\alpha\beta} \quad (7.4)$$

Das Schalten eines aktiven Spannungszeigers \underline{u}_i hat unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls eine Flussänderung

$$\dot{\underline{\psi}} = \underline{u}_i = \left(\frac{2}{3}u_{dc}\right)e^{j\rho_i} \quad (7.5)$$

zur Folge, wobei ρ_i die Raumrichtung des aktiven Spannungszeigers \underline{u}_i sei. Ein dreiphasiger Umrichter mit Spannungszwischenkreis hat 8 mögliche Schaltzustände, mit denen 7 verschiedene elementare Spannungszeiger realisiert werden können¹. Mit den 6 aktiven Spannungszeigern stehen 6 diskrete Raumrichtungen zur Verfügung, in die eine Änderung des Flusszeigers erzwungen werden kann und die in Bild 7.1b skizziert sind. Die Geschwindigkeit, mit der sich die Spitze des Flusszeigers bewegt, wird durch die Zwischenkreisspannung bestimmt und beträgt für die amplitudeninvariante Form der Raumzeigerdarstellung

$$|\dot{\underline{\psi}}| = |\underline{u}| = \frac{2}{3}u_{dc}. \quad (7.6)$$

Durch Schalten des Nullzeigers wird der Fluss näherungsweise an seiner aktuellen Position eingefroren. Die DTC wählt den elementaren Spannungszeiger aus, der $\underline{\psi}_{\alpha\beta}$ so beeinflusst, dass die Sollwerte von Drehmoment und Flussbetrag in die Maschine eingepreßt werden. Die Auswahl des Spannungszeigers erfolgt durch zwei Regler mit den Regelgrößen $|\underline{\psi}|$ und T , die die Aufgabe haben, die beiden Regelgrößen in ein Toleranzband um ihren jeweiligen Sollwert zu zwingen und an deren Ausgang 1 Bit breite Sollwerte erzeugt werden, die angeben, ob die zugehörige Regelgröße vergrößert oder verkleinert werden soll. Zur Auswahl des elementaren Spannungszeigers, der die Regelgrößen in der gewünschten Art und Weise beeinflusst, ist eine zusätzliche Information über die aktuelle Orientierung von $\underline{\psi}_{\alpha\beta}$ nötig. Hierzu wird die α -, β -Ebene in 6 Sektoren eingeteilt. Mit Kenntnis des Sektors, in dem sich $\underline{\psi}_{\alpha\beta}$ befindet, kann eindeutig der zu schaltende Spannungszeiger identifiziert werden. In jedem Sektor werden 4 aktive Spannungszeiger mit folgenden Auswirkungen auf die Regelgrößen identifiziert:

- $\dot{T} > 0, |\dot{\underline{\psi}}| > 0$
- $\dot{T} > 0, |\dot{\underline{\psi}}| < 0$
- $\dot{T} < 0, |\dot{\underline{\psi}}| > 0$
- $\dot{T} < 0, |\dot{\underline{\psi}}| < 0$

Diese Informationen werden in einer Schalttabelle abgelegt, mit der die Auswahl des Spannungszeigers erfolgt. Die Aufteilung der α - β -Ebene in die 6 Sektoren ist in Bild 7.2 dargestellt. Es zeigt weiterhin exemplarisch für Sektor II die Schalttabelle, die in Anhang E, Tabelle E.1 vollständig abgedruckt ist.

1. Sechs aktive Spannungszeiger und der Nullzeiger, der durch zwei Schaltzustände umgesetzt werden kann

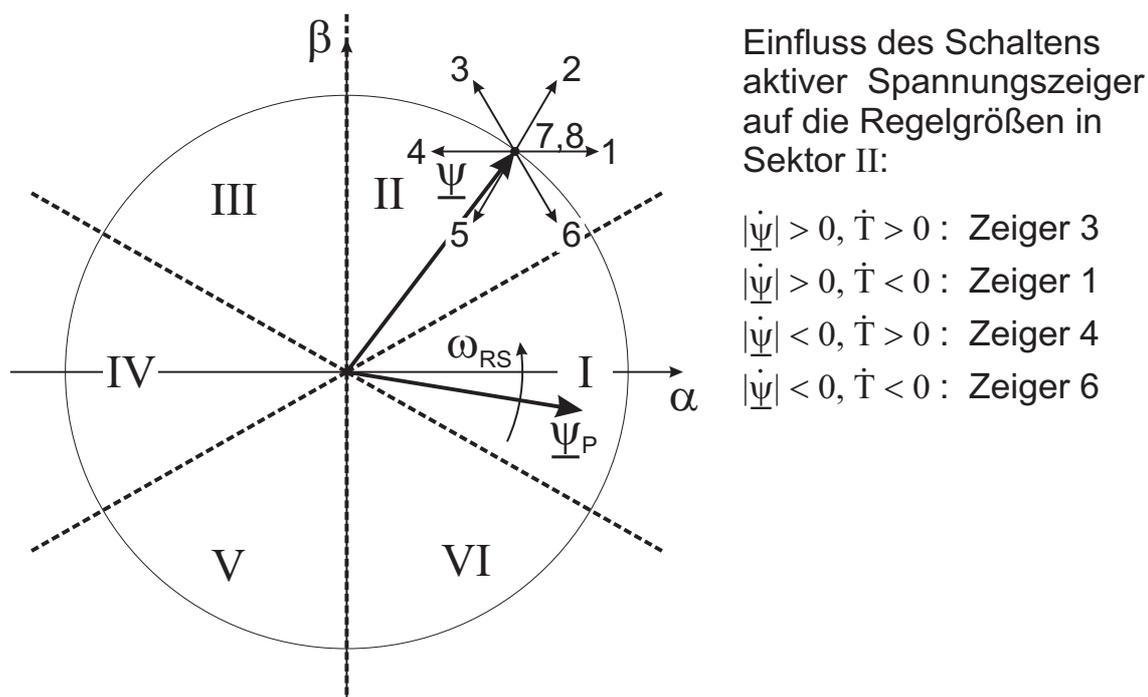


Bild 7.2: Sektoren für die DTC und exemplarische Darstellung der Schalttabelle für Sektor II

Ein Betrieb der DTC mit ausschließlich aktiven Spannungszeigern ist prinzipiell möglich. Der völlige Verzicht auf Nullzeiger führt aber insbesondere beim Betrieb im Ankerstellbereich zu einer unnötig und ggf. sogar unzulässig hohen Schaltfrequenz. Durch Schalten des Nullzeigers wird der Fluss näherungsweise an seiner aktuellen Position eingefroren und die Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}|$ bleibt konstant. Bei eingefrorenem $\underline{\psi}_{\alpha\beta}$ wird das Drehmoment durch die Entwicklung des Permanentflusszeigers $\underline{\psi}_P$ bestimmt. Bei konstanter Drehzahl rotiert $\underline{\psi}_P$ im statorfesten Koordinatensystem mit der Kreisfrequenz ω_{RS} . In diesem Fall bestimmt das Vorzeichen von ω_{RS} , also die Drehrichtung der Maschine, ob das Schalten des Nullzeigers zu einer Vergrößerung oder zu einer Verkleinerung des gestellten Drehmoments führt. Beim Betrieb der DTC unter Verwendung von Nullzeigern ist somit eine zusätzliche Information über die Drehrichtung der Maschine nötig, die durch Beobachtung der Drehmomententwicklung bei geschaltetem Nullzeiger gewonnen werden kann.

Die ohmschen Spannungsabfälle bewirken, dass der Spannungsflusszeiger nicht wirklich eingefroren wird, sondern sich in Gegenrichtung zum Statorstrom $\dot{i}_{\alpha\beta}$ ändert. Somit kann bei geschaltetem Nullzeiger also keine Beeinflussung der Flusszeigerlänge gemäß den Vorgaben aus dem Flussregler erfolgen. Dies ist akzeptabel, wenn die Schaltzeiten der aktiven Spannungszeiger ausreichen, um die vorgegebene Flusszeigerlänge in die Maschine einzuprägen. Die Schalttabelle unter Verwendung von Nullzeigern ist für eine positive und negative Drehrichtung durch Tabelle E.2 und Tabelle E.3 in Anhang E gegeben.

In Bild 7.3 ist die Struktur der DTC dargestellt. Aus den Soll- und Istwerten von Drehmoment und Statorflussbetrag werden die Regelabweichungen berechnet und auf zwei hysteresebefahene Zweipunktregler geschaltet, an deren Ausgang ein Befehl zum Erhöhen oder Verringern der jeweiligen Regelgröße vorliegt. Mit Hilfe der DTC-Schalttabelle wird ein geeigneter elementarer Spannungszeiger u_i ausgewählt. Hierzu müssen die Drehrichtung

der Maschine und der Sektor, in dem sich der Statorflussvektor aktuell befindet, bekannt sein. Diese beiden Informationen werden genauso wie die Istwerte von Drehmoment und Statorflussbetrag von einem Fluss- und Drehmomentbeobachter geschätzt.

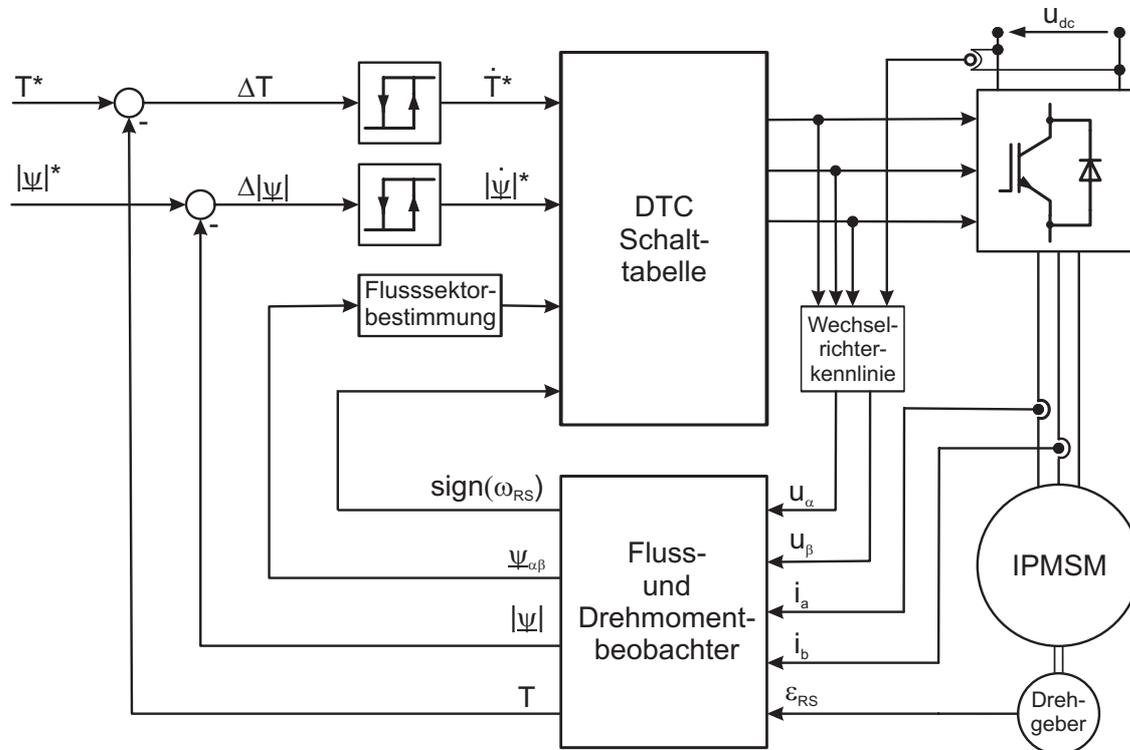


Bild 7.3: Struktur der DTC

Eine für den stationären Betrieb der DTC typische Statorflusstrajektorie ist in Bild 7.4 dargestellt. Der Statorflussbetrag wird innerhalb eines Toleranzbandes um seinen Sollwert gehalten. Die Punkte deuten das Schalten von Nullzeigern an, die durch den Drehmomentregler getriggert werden und dazu führen, dass der Fluss an seiner aktuellen Position eingefroren wird. Im Gegensatz zur DSR, deren Statorflusstrajektorie die Form eines Hexagons aufweist, ist sie bei der DTC näherungsweise kreisförmig, was mit einer sinusförmigen Speisung der Maschine einhergeht.

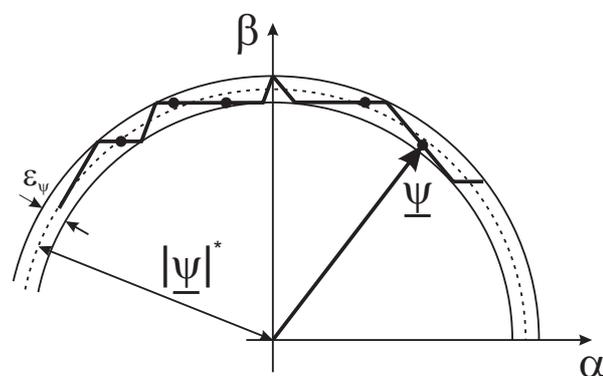


Bild 7.4: Für die DTC typische Flusstrajektorie

7.2.1 Fluss- und Drehmomentbeobachter

In Bild 7.3 werden die für die Regelung mit der DTC nötigen Istwerte für Drehmoment und Statorflussbetrag von einem „Fluss- und Drehmomentbeobachter“ geschätzt, der maßgeblich die Performanz der Regelung bestimmt. Es gibt verschiedene Möglichkeiten, solch einen Drehmomentbeobachter zu implementieren. Im Folgenden werden zwei Ansätze vorgestellt, die abhängig davon, ob der Fluss auf Basis des Verlaufs der induzierten Spannungen oder der aktuellen Ströme geschätzt wird, als Spannungs- und Strommodell bezeichnet werden.

7.2.1.1 Spannungsmodell

Das Spannungsmodell leitet den Statorflusszeiger aus dem Verlauf der induzierten Spannungen ab. Dies kann im statorfesten Koordinatensystem durch Auswertung von Gl. (7.7) erfolgen.

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta}(t) = \underline{\Psi}_{\alpha\beta}(t_0) + \int_{t_0}^t \underline{u}_{ind, \alpha\beta}(\tau) d\tau = \underline{\Psi}_{\alpha\beta}(t_0) + \int_{t_0}^t (\underline{u}_{\alpha\beta}(\tau) - R_S i_{\alpha\beta}(\tau)) d\tau \quad (7.7)$$

Eine Flussschätzung basierend auf Gl. (7.7) kommt ohne Koordinatentransformation aus und der numerische Aufwand ist gering. Der geschätzte Flusszeiger liegt direkt in α -, β -Koordinaten vor. Die bekannten Probleme bei dieser Art der Flussschätzung sind:

1. Empfindlichkeit gegenüber Parameterunsicherheit des Statorwiderstands
Die Statorflussschätzung reagiert empfindlich auf eine Fehlparametrierung des Statorwiderstands R_S , wobei sich R_S im laufenden Betrieb mit der Temperatur der Statorwicklungen signifikant ändert. Diese Temperaturabhängigkeit von R_S muss bei der Flussschätzung berücksichtigt werden, was z.B. durch den Einsatz eines Beobachters erfolgen kann, der die Statorströme schätzt und auf Basis der Abweichung zwischen geschätzten und gemessenen Strömen den Wert von R_S adaptiert [55].
2. Exakte Kenntnis der gestellten Spannungen erforderlich
Die Flussschätzung ist auf eine exakte Kenntnis der gestellten Spannungen angewiesen. Aus Kostengründen wird in der Regel auf eine Spannungsmessung verzichtet. Sie werden stattdessen aus der Zwischenkreisspannung und den Schaltzuständen des Wechselrichters abgeleitet. Hierzu muss die Wechselrichtercharakteristik mit guter Genauigkeit bekannt sein, die bedingt durch die Wechselsperzeiten und die Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern deutliche Nichtlinearitäten aufweist.
3. Instabilität der offenen Integration
Die Flussschätzung nach Gl. (7.7) erfolgt durch eine offene Integration der induzierten Spannungen, die sich aus der Differenz von gestellten Spannungen und ohmschen Spannungsabfällen berechnen. Fehler mit Gleichanteil bei der Strommessung und der Beschreibung von $\underline{u}_{\alpha\beta}$ sind in der Praxis unvermeidlich und führen dazu, dass der hierdurch bedingte Fehler bei der Flussschätzung durch die offene Integration mit der Zeit über alle Grenzen wächst und der Beobachter instabil wird. Zur Stabilisierung

des Flusschätzers gegenüber DC-Fehlern wird die offene Integration oft durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der Grenzfrequenz f_{grenz} ersetzt, das bei Frequenzen $f \gg f_{grenz}$ wie ein offener Integrator wirkt, während die Auswirkungen der DC-Fehler begrenzt werden. Problematisch wird diese Vorgehensweise bei sehr kleinen Drehzahlen, bei denen die Frequenz der Grundschwingung in den Bereich von f_{grenz} kommt, was zu einem Phasen- und Amplitudenfehler bei der Flusschätzung führt [55]. In diesem Fall sind weitere Maßnahmen zur Stabilisierung der Flusschätzung nötig.

7.2.1.2 Strommodell

Der Statorfluss wird durch den Permanentfluss und die Ankerrückwirkungen, das heißt durch den Rotorwinkel und die Statorströme bestimmt und kann somit aus ε_{RS} und $i_{\alpha\beta}$ abgeleitet werden. Aus Kap. 3 ist bekannt, dass im rotorfesten Koordinatensystem jedem Statorstromzeiger i_{dq} ein Statorflusszeiger $\underline{\psi}_{dq}$ zugeordnet werden kann. Gl. (3.6) beschreibt den Zusammenhang zwischen $\underline{\psi}_{dq}$ und i_{dq} unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten. In Gl. (3.18) ist die bijektive, vektorielle Funktion $\underline{\psi}_{dq} = f_{dq}(i_{dq})$ definiert worden, die den Zusammenhang zwischen Statorstrom und Statorflusszeiger allgemein beschreibt und somit insbesondere auch beim Auftreten von Sättigungseffekten gültig ist.

Für eine Schätzung des Statorflusszeigers $\underline{\psi}_{\alpha\beta}$ auf Basis des Statorstromzeigers $i_{\alpha\beta}$ ist zunächst eine Transformation des Stromzeigers ins rotorfeste Koordinatensystem nötig. Dem Statorstromzeiger i_{dq} kann dann mit Hilfe der vektoriellen Funktion f_{dq} , die bei vorliegenden Sättigungseffekten z.B. in Form von Kennfeldern vorgehalten werden kann, ein Statorflusszeiger $\underline{\psi}_{dq}$ in rotorfesten Koordinaten zugeordnet werden, der anschließend zurück ins statorfeste Koordinatensystem transformiert werden muss. Der numerische Aufwand für eine solche Vorgehensweise ist erheblich und die Genauigkeit wird durch die temperaturabhängigen Eigenschaften des Permanentmagnetmaterials und durch Flussharmonische eingeschränkt, was dazu führt, dass $\underline{\psi}_{dq}$ nicht nur abhängig von i_{dq} sondern auch eine Funktion von \mathfrak{G}_{PM} und ε_{RS} ist.

7.3 Wirkungsgradoptimierter Betrieb von PMSM mit DTC

Wie in Kap. 7.2 erläutert ist Voraussetzung für einen Betrieb der DTC, dass in allen angefahrenen Arbeitspunkten das Drehmoment eine streng monotone Funktion des Lastwinkels δ ist. Im Folgenden wird diskutiert, ob die in Kap. 5 eingeführte Arbeitspunktsteuerung nur solche Arbeitspunkte anfährt, in denen dies gewährleistet ist. Hierzu wird zunächst die für einen Betrieb mit einer unterlagerten DTC nötige Adaption der Arbeitspunktsteuerung aufgezeigt und ein Ausdruck für das Drehmoment abhängig von Statorflussbetrag und Lastwinkel hergeleitet. Im Anschluss wird diskutiert, in wie weit die Drehmomentcharakteristik von SPMSM und IPMSM für einen DTC-basierten Betrieb mit der in Kap. 5 eingeführten Arbeitspunktsteuerung geeignet ist.

7.3.1 Adaption der Arbeitspunktsteuerung für die DTC

Die in Kap. 5 vorgestellte Arbeitspunktsteuerung gibt den Arbeitspunkt für die FOR in Form von Sollströmen in d - und q -Richtung vor. Hierzu werden intern schon Sollwerte für Drehmoment und Flussbetrag berechnet. Diese Werte können direkt als Arbeitspunktvorgabe für eine unterlagerte DTC verwendet werden. Das heißt, dass die in Kap. 5 hergeleitete Arbeitspunktsteuerung unverändert übernommen werden kann. Da die Kennfelder $f_{11}(\psi, T)$ nicht gebraucht werden, verringert sich der numerische Aufwand für die Implementierung der Arbeitspunktsteuerung, wie sie in Bild 7.5 dargestellt ist, deutlich.

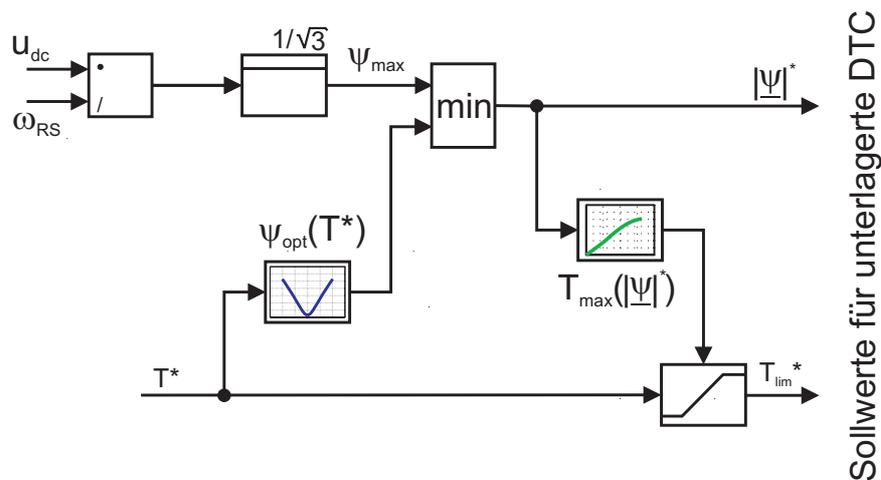


Bild 7.5: Arbeitspunktsteuerung für eine unterlagerte DTC

7.3.2 Drehmoment abhängig von Statorflussbetrag und Lastwinkel

Unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten folgt aus den Gleichungen (3.6), (3.7) und (3.9):

$$T = \frac{3}{2}p(\underline{\Psi}_{dq} \times i_{dq}) = \frac{3p}{2} \begin{pmatrix} \Psi_P + L_d i_d \\ L_q i_q \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (7.8)$$

Das Drehmoment lässt sich auf einen Haupt- und einen Reluktanzdrehmomentanteil zurückführen. Das Hauptdrehmoment geht auf die Wechselwirkung von Permanentfluss- und Statorstromzeiger zurück und wird durch Gl. (7.9) beschrieben, die die Struktur von Gl. (7.2) aufweist. Für SPMSM mit $L_d = L_q$ ist T_{haupt} die einzig auftretenden Drehmomentkomponente.

$$T_{haupt} = \frac{3p}{2} \begin{pmatrix} \Psi_P \\ 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{3p}{2L_q} \Psi_P \times \underline{\Psi} = \frac{3p}{2L_q} |\Psi_P| |\underline{\Psi}| \sin(\delta) \quad (7.9)$$

Das Reluktanzdrehmoment wird durch Gl. (7.10) beschrieben und geht auf eine Wechselwirkung zwischen dem Statorstromzeiger und dem durch ihn hervorgerufenen Flusszeiger

(Ankerrückwirkungen) zurück. Für $L_d < L_q$, wie es für IPMSM typisch ist, weisen beide Raumzeiger im Allgemeinen unterschiedliche Orientierungen auf, so dass bei geeigneter Bestromung ein Reluktanzdrehmoment erzeugt wird.

$$T_{Reluktanz} = \frac{3p}{2} \begin{pmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{3p(L_d - L_q)}{4L_d L_q} (|\underline{\psi}|^2 \sin(2\delta) - 2|\underline{\psi}_p||\underline{\psi}| \sin(\delta)) \quad (7.10)$$

Das von IPMSM erzeugte Gesamtdrehmoment als Summe von Haupt- und Reluktanzdrehmoment wird durch Gl. (7.11) beschrieben und weist nicht die Struktur von Gl. (7.2) auf.

$$T = T_{haupt} + T_{Reluktanz} = \frac{3p}{4L_d L_q} (2L_q |\underline{\psi}_p| |\underline{\psi}| \sin(\delta) + (L_d - L_q) |\underline{\psi}|^2 \sin(2\delta)) \quad (7.11)$$

7.3.3 Betrieb von SPMSM im Ankerstell- und Flussschwächbereich mit DTC

In Bild 7.6 ist das von SPMSM erzeugte Drehmoment abhängig vom Lastwinkel δ für zwei Statorflussbeträge ψ_1 und ψ_2 dargestellt. δ_{max} sei der Lastwinkel, der sich einstellt, wenn bei gegebener Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}|$ das maximal mögliche Drehmoment $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ erzeugt wird, das heißt:

$$T_{max}(|\underline{\psi}|) = T(|\underline{\psi}|, \delta_{max}), \quad (7.12)$$

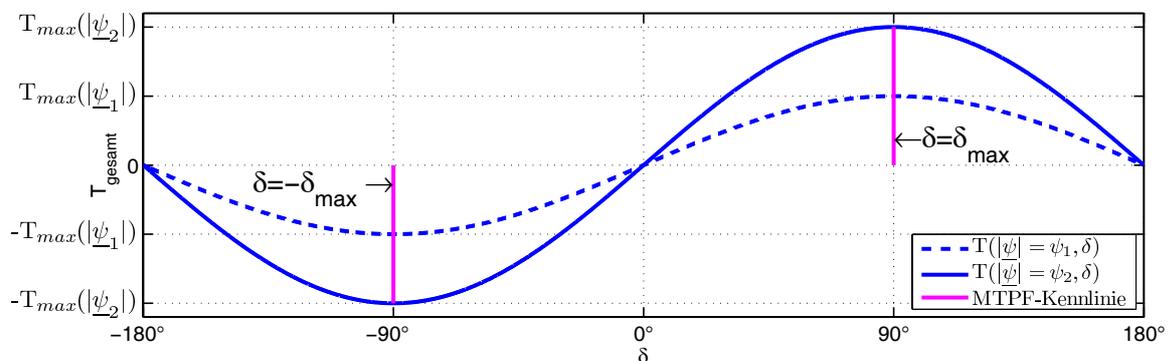


Bild 7.6: Drehmoment als Funktion des Lastwinkels δ für zwei Flusszeigerlängen $\psi_2 > \psi_1$

Für SPMSM ist δ_{max} konstant und beträgt unabhängig von $|\underline{\psi}|$

$$\delta_{max, SPMSM} = \frac{\pi}{2}. \quad (7.13)$$

Die Sollwerte für die DTC werden in Form einer Kombination von Sollflussbetrag und Soll Drehmoment ($|\underline{\psi}|^*$, T^*) vorgegeben. Ein sinnvoller Betrieb der Maschine kann nur in solchen Arbeitspunkten erfolgen, in denen der Flussbetrag $|\underline{\psi}|^*$ ausreicht, um das geforderte Drehmoment T^* stellen zu können. Durch Variation des Lastwinkels innerhalb

des geschlossenen Intervalls $[-\delta_{max}, \delta_{max}]$ lassen sich alle Drehmomentbeträge $|T^*| \leq T_{max}(|\underline{\psi}|^*)$ realisieren, die mit einem Flussbetrag von $|\underline{\psi}|^*$ in der Maschine möglich sind. Voraussetzung für einen stabilen Betrieb der DTC ist, dass das Drehmoment T in allen angefahrenen Arbeitspunkten eine streng monotone Funktion des Lastwinkels δ ist. Diese Voraussetzung ist im offenen Intervall $]-\delta_{max}, \delta_{max}[$ erfüllt, in dem gilt:

$$\frac{\partial T}{\partial \delta} > 0 \text{ für } \delta \in]-\delta_{max}, \delta_{max}[\quad (7.14)$$

Mit Lastwinkeln, die in dem offenen Intervall liegen, lassen sich alle Drehmomentbeträge stellen, die Ungleichung (7.15) genügen.

$$|T^*| < T_{max}(|\underline{\psi}|^*) \quad (7.15)$$

Für Lastwinkel mit einem Betrag von $|\delta| = \delta_{max}$ wird das das bei der Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}|^*$ maximal mögliche Drehmoment gestellt

$$|T^*| = T_{max}(|\underline{\psi}|^*), \quad (7.16)$$

Hier gilt

$$\left. \frac{\partial T}{\partial \delta} \right|_{|\delta| = \delta_{max}} = 0, \quad (7.17)$$

und die DTC befindet sich an ihrer Stabilitätsgrenze.

Die Menge aller Arbeitspunkte $(|\underline{\psi}|^*, T^*)$, die Gl. (7.16) genügen, bildet die in Kap. 5.3.3 definierte MTPF-Kennlinie. Sie weisen einen Lastwinkel mit einem Betrag von $|\delta| = \delta_{max}$ auf. In Bild 7.6 kann die MTPF-Kennlinie somit als der Verlauf von δ_{max} abhängig von $|\underline{\psi}|$ interpretiert werden. Sie bildet die Grenze des Arbeitsbereiches, in dem die DTC stabil betrieben werden kann. Soll im oberen Flussschwäcbereich ein maximaler Drehmomentbetrag gestellt werden, so gibt die in Kap. 5 eingeführte Arbeitspunktsteuerung der unterlagerten Regelungsstruktur Arbeitspunkte vor, die sich auf der MTPF-Kennlinie befinden. Diese können von der DTC aber nicht ohne weiteres in die Maschine eingepreßt werden, da die Gefahr besteht, dass der Betrag des Lastwinkels über δ_{max} hinaus erhöht wird, und der gestellte Drehmomentbetrag wieder sinkt. Die DTC ist dann nicht mehr in der Lage, das Drehmoment wie gewünscht zu beeinflussen. Dieser Betriebszustand soll im Folgenden als „Wegkippen“¹ der Maschine bezeichnet werden.

Um die in Kap. 5 eingeführte Arbeitspunktsteuerung mit einer unterlagerten DTC betreiben zu können, muss also sichergestellt werden, dass ein Mindestabstand zu Arbeitspunkten auf der MTPF-Kennlinie eingehalten wird. Dies kann z.B. dadurch geschehen, dass das Solldrehmoment im oberen Flussschwäcbereich gemäß Ungleichung (7.15) unter

1. Der Begriff „Wegkippen“ kommt ursprünglich vom Betrieb von SM oder ASM am starren Netz und beschreibt dort den Betriebszustand, in dem die Maschine über ihr „Kippdrehmoment“ hinaus belastet wird, was dazu führt, dass Rotor- und Statorflussfrequenz dauerhaft voneinander abweichen und kein unidirektionales Drehmoment mehr erzeugt wird.

Wahrung eines gewissen Sicherheitsabstandes zu dem Drehmomentbetrag, der auf der MTPF-Kennlinie erreicht wird, begrenzt wird.

7.3.4 Betrieb von IPMSM im Ankerstell- und Flussschwächbereich mit DTC

Bild 7.7 zeigt die Drehmomentcharakteristik eines IPMSM, wobei das erzeugte Haupt- und Reluktanzdrehmoment sowie das Gesamtdrehmoment über dem Winkel δ für verschiedene Statorflussbeträge $|\underline{\psi}|$ aufgetragen sind. Die MTPF-Kennlinie ist auch hier durch den Verlauf des Winkelbetrags δ_{max} gegeben, der bei verschiedenen Statorflussbeträgen zum Stellen eines maximalen Drehmomentbetrags $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ führt.

Vergleicht man die in Bild 7.6 dargestellten Kennlinien von SPMSM mit den in Bild 7.7 dargestellten Kennlinien von IPMSM, so fallen zwei Unterschiede auf:

Zum einen ist δ_{max} bei IPMSM nicht wie bei SPMSM konstant, sondern eine Funktion des Statorflussbetrags $|\underline{\psi}|$, die unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten durch Gl. (7.18) beschrieben wird.

$$\delta_{max} = \arccos\left(\frac{\Psi_P L_q \pm \sqrt{\Psi_P^2 L_q^2 + 8|\underline{\psi}|^2(L_q - L_d)^2}}{8|\underline{\psi}|(L_q - L_d)}\right) \quad (7.18)$$

Zum anderen ist bei IPMSM im Gegensatz zu SPMSM das Drehmoment T auf dem offenen Intervall $]-\delta_{max}, \delta_{max}[$ im Allgemeinen keine streng monotone Funktion des Lastwinkels δ . Dies führt dazu, dass nicht alle Arbeitspunkte, die Ungleichung (7.15) genügen, von der DTC auch gestellt werden können. Der Grund hierfür liegt in der Entwicklung des Reluktanzdrehmoments und soll anhand der in Bild 7.8 in i_d - i_q -Koordinaten dargestellten Isofluss- und Isodrehmomentkurven näher erläutert werden.

Die Isodrehmomentkurven sind Hyperbeln mit dem Mittelpunkt

$$\left(i_d = \frac{\Psi_P}{L_q - L_d}, i_q = 0\right)$$

wobei die Asymptoten der Hyperbeln in Bild 7.8 in rot dargestellt sind. Das Gesamtdrehmoment T als Funktion des Lastwinkels δ bei konstanter Flusszeigerlänge $|\underline{\psi}|$ kann aus den in Bild 7.8 dargestellten Kennlinien abgeleitet werden, indem der Arbeitspunkt auf der Isoflussellipse mit dem Betrag $|\underline{\psi}|$ verschoben wird. Der Lastwinkel errechnet sich hierbei durch

$$\delta = \operatorname{atan}\left(\frac{\Psi_q}{\Psi_d}\right) = \operatorname{atan}\left(\frac{L_q i_q}{\Psi_P + L_d i_d}\right) \quad (7.19)$$

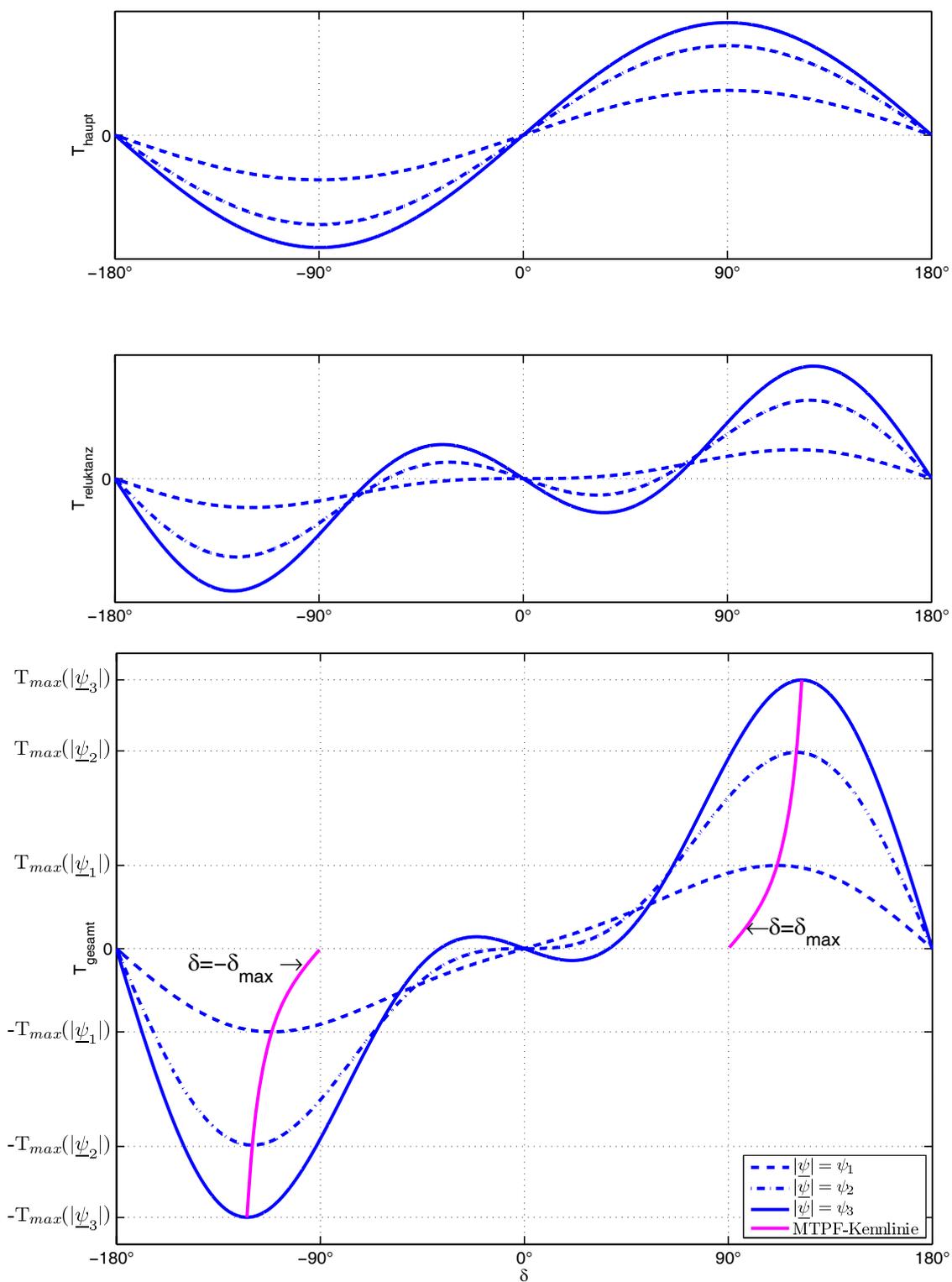


Bild 7.7: Kennlinien von Haupt-, Reluktanz und Gesamtdrehmoment eines IPMSM abhängig von δ bei verschiedenen Flusszeigerlängen

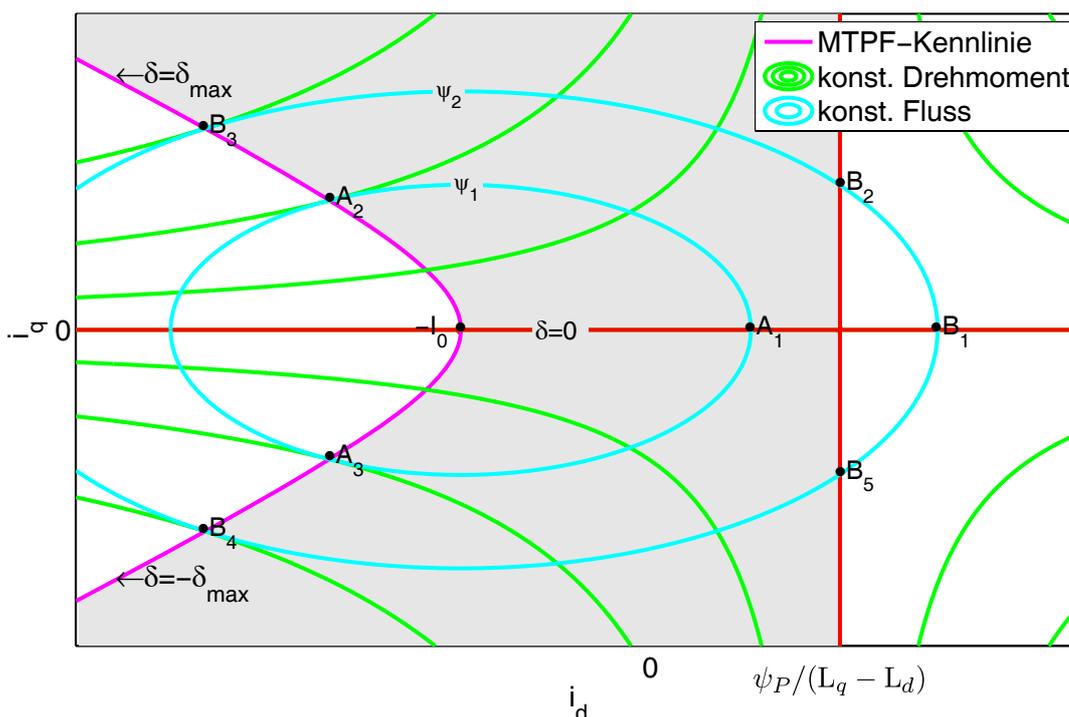


Bild 7.8: Kennlinien eines IPMSM in i_d -, i_q -Koordinaten

Ein Lastwinkel von 0 stellt sich demnach in Arbeitspunkten ein, in denen $i_q = 0$ und $i_d > -I_0$ ist. Eine Erhöhung des Lastwinkels geht mit einer Verschiebung des Arbeitspunktes auf der Isoflussellipse entgegen dem Uhrzeigersinn einher. Ein Lastwinkelbetrag $|\delta| = \delta_{max}$ wird auf der MTPF-Kennlinie erreicht.

Isoflussellipsen mit einem Flussbetrag

$$|\underline{\psi}| < \frac{\psi_p L_q}{L_q - L_d} \quad (7.20)$$

umfassen den Mittelpunkt der Hyperbeln nicht. In diesem Fall ist das Drehmoment auf dem Intervall $]-\delta_{max}, \delta_{max}[$ eine streng monotone Funktion des Lastwinkels δ .

Anders verhält es sich bei Isoflussellipsen mit einem Flussbetrag, der Ungleichung (7.20) verletzt. Sie umfassen den Mittelpunkt der Hyperbeln und schneiden ihre vertikale Asymptote. Dies ist in Bild 7.8 bei der mit ψ_2 bezeichneten Isoflussellipse der Fall, die die Asymptote in den Punkten B_2 und B_5 schneidet. Auf dem Abschnitt $B_5 - B_1 - B_2$ der Isoflussellipse ist das Drehmoment keine monotone Funktion des Lastwinkels, während dies auf den Ellipsenabschnitten $B_4 - B_5$ und $B_2 - B_3$ weiterhin der Fall ist.

Ausgedrückt in i_d -, i_q -Koordinaten ist in allen Arbeitspunkten, die zwischen der MTPF-Kennlinie und der vertikalen Asymptoten der Hyperbeln konstanten Drehmoments liegen, die geforderte strenge Monotonie des Drehmoments in Bezug auf den Lastwinkel gewährleistet. Dieser Bereich ist in Bild 7.8 grau schattiert dargestellt.

Da die in Kap. 5 vorgestellte, wirkungsgradoptimierte Arbeitspunktsteuerung nur Arbeitspunkte vorgibt, in denen $i_d < 0$ ist, kann die Arbeitspunktsteuerung in Verbindung mit einer

unterlagerten DTC stabil betrieben werden, solange ein Sicherheitsabstand zur MTPF-Kennlinie eingehalten wird. Diese Einschränkung gilt auch für SPMSM und geht nicht auf die durch das Reluktanzdrehmoment geprägte Drehmomentcharakteristik von IPMSM zurück. Die Notwendigkeit, einen Sicherheitsabstand zur MTPF einzuhalten, wird durch die in Bild 7.14 bis Bild 7.17 dargestellten Simulationsrechnungen bestätigt.

7.3.5 Schaltfrequenz und Hysteresebandbreite

Die Schaltfrequenz ist bei einer DTC nicht konstant, sondern ändert sich arbeitspunktabhängig. Sie wird maßgeblich durch die Breite der Hysteresebänder der schaltenden Regler für Fluss und Drehmoment bestimmt. Je enger die Hysteresebänder gewählt werden, desto geringer ist die Welligkeit von Fluss- und Drehmoment im laufenden Betrieb und desto größer ist die Schaltfrequenz. Die thermische Belastbarkeit des Umrichters erfordert, dass die Schaltfrequenz und damit die Schaltverluste einen zulässigen Maximalwert nicht dauerhaft überschreiten. Andererseits ist auch eine zu geringe Schaltfrequenz unerwünscht, da diese mit einer unnötig hohen Welligkeit auf den Regelgrößen Flussbetrag und Drehmoment einhergeht. Um unabhängig vom Arbeitspunkt eine möglichst geringe Welligkeit auf den Regelgrößen zu erzielen und die thermische Belastbarkeit des installierten Umrichters gut auszunutzen, ist eine Adaption der Hysteresebandbreite abhängig von der aktuellen Schaltfrequenz sinnvoll [7].

7.3.5.1 Implikationen zeitdiskret arbeitender Hystereseregler

Bei einer analog implementierten DTC sind die schaltenden Regler im stationären Betrieb und unter der Voraussetzung, dass die Zwischenkreisspannung ausreicht, um die Maschine im gegebenen Arbeitspunkt zu betreiben, in der Lage, die Regelgrößen in das vorgegebene Toleranzband zu zwingen. Wird die DTC hingegen auf einem DSP mit der festen Abtastzeit T_a implementiert, so ist dies im Allgemeinen nicht der Fall. Nur wenn die Ungleichungen (7.21) und (7.22) erfüllt sind, ist auch die zeitdiskret arbeitende DTC in der Lage, die Regelgrößen im stationären Betrieb näherungsweise innerhalb des Toleranzbandes zu halten.

$$\frac{dT}{dt} T_a \ll H_T \quad (7.21)$$

$$\frac{d|\psi|}{dt} T_a \ll H_\psi \quad (7.22)$$

Hierbei sind H_T und H_ψ die Breite der Toleranzbänder von Drehmoment und Flussbetrag. Bild 7.9a zeigt eine Folge von Schalthandlungen eines hysteresebehafteten Zweipunktreglers in analoger Arbeitsweise, Bild 7.9b in digitaler Arbeitsweise. Bei der analogen Variante können die Zeitabstände zwischen zwei Schalthandlungen beliebige Werte annehmen, während sie bei der digital implementierten DTC stets ganzzahlige Vielfache von T_a sind.

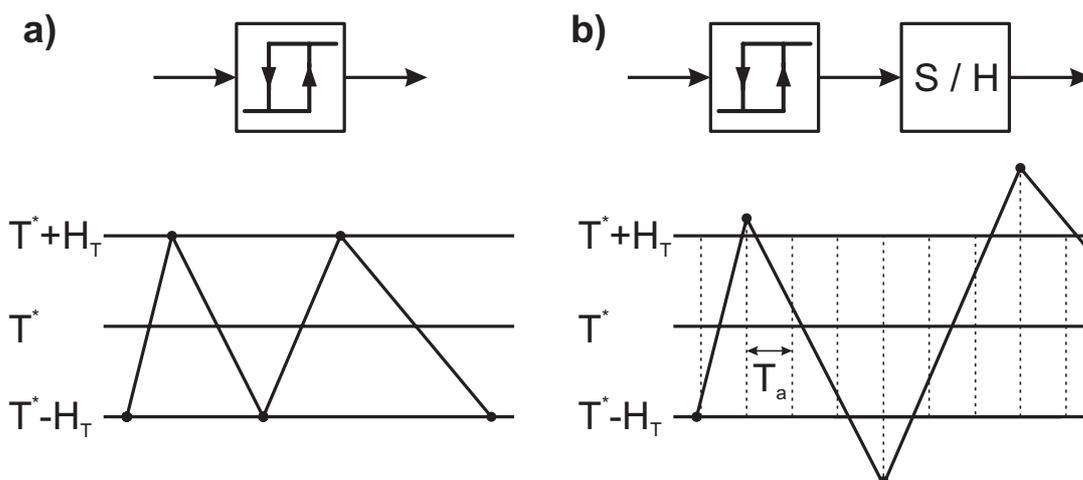


Bild 7.9: Betrieb eines a) zeitkontinuierlich und b) zeitdiskret arbeitenden hysteresebefahenen Zweipunktreglers

Die Regelung wird auf dem in Kap. 4.1 vorgestellten Rapid-Prototyping System erprobt, mit dem eine Abtastzeit von $T_a = 20\mu\text{s}$ zur Abarbeitung des Regelalgorithmus mit unterlagerter DTC realisiert werden kann. Bei einer Zwischenkreisspannung von $u_{dc} = 250\text{ V}$ resultiert eine Flussänderung von $\Delta|\psi| = (u_{dc}/\sqrt{3})T_a = 2,89\text{ mVs}$ während eines Abtastschrittes, was 2,75 % des Flusses im Bemessungspunkt entspricht.

Die in Bild 6.5 dargestellten differentiellen Induktivitäten, in den beiden Raumrichtungen nehmen Minimalwerte von 0,225 mH für $L_{dd,diff}$ und 0,25 mH für $L_{qq,diff}$ an, so dass eine Flussänderung von $\Delta|\psi| = 2,89\text{ mVs}$ im Worst-Case mit einer Stromänderung von $\Delta i_d = 12,8\text{ A}$ bzw. $\Delta i_q = 11,6\text{ A}$ einhergeht was 3,2% bzw. 2,9 % des Bemessungsstromes entspricht. Geht man in erster Näherung davon aus, dass das Drehmoment proportional zur Änderung des Statorstromzeigers ist, so dürfte die auf das Bezugsdrehmoment bezogene Drehmomentänderung in derselben Größenordnung liegen

Die obigen Berechnungen berücksichtigen nicht die rotatorisch induzierten Spannungen, deren Betrag im Flussschwäcbereich ebenfalls ca. $u_{dc}/\sqrt{3}$ beträgt. Wirken induzierte und von außen angelegte Spannungen in dieselbe Raumrichtung, so resultieren doppelt so große Strom-, Fluss- und Drehmomentänderungen wie oben berechnet.

7.4 DTC mit überlagerter Arbeitspunktsteuerung im Ankerstellbereich

Die Regelungsstruktur mit unterlagerter DTC ist auf dem in Kap. 4 vorgestellten Prüfstand implementiert worden. Die im Ankerstellbereich erzielten Ergebnisse werden im Folgenden vorgestellt und diskutiert.

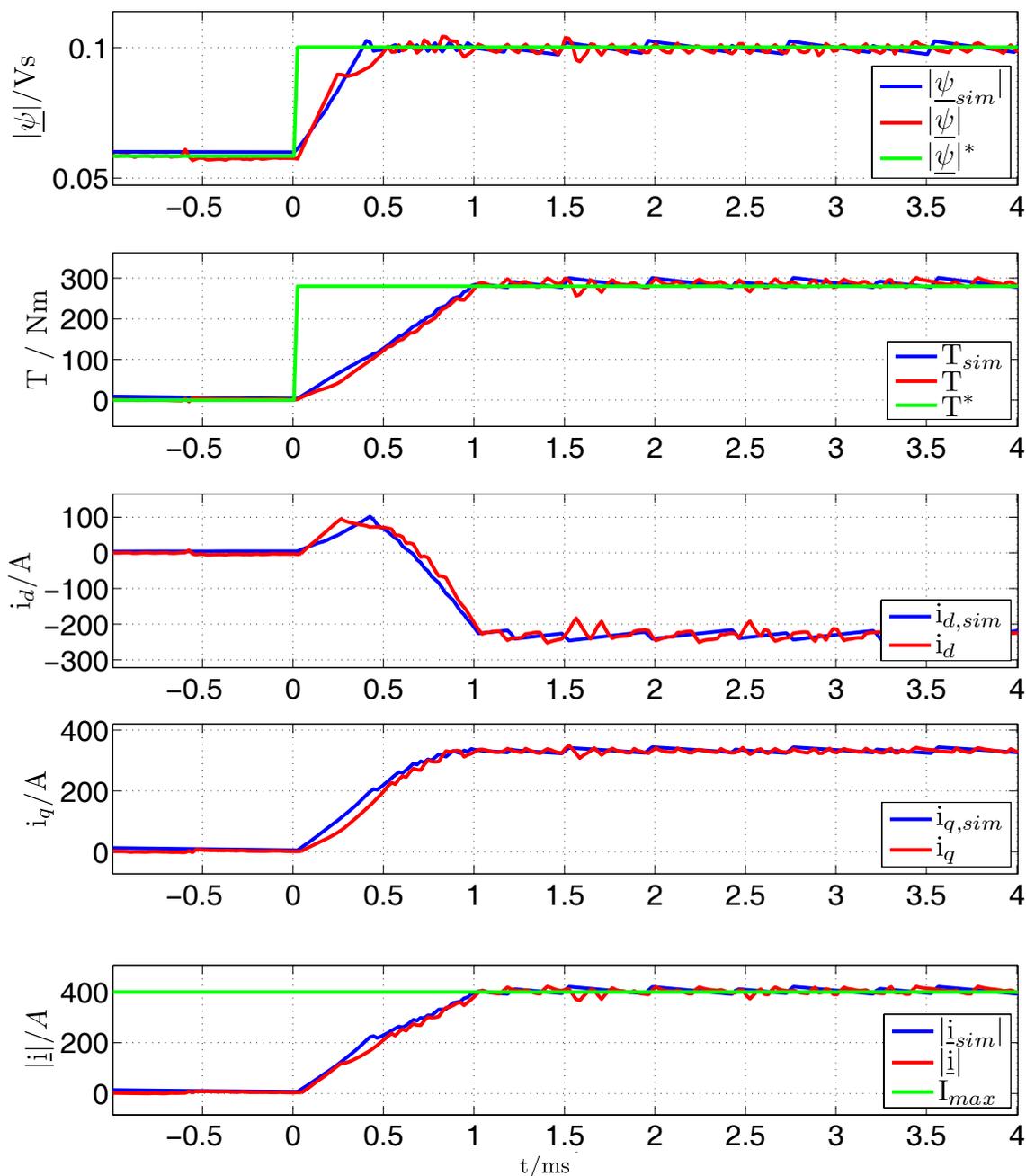


Bild 7.10: Messschrieb und Simulationsrechnung der Regelungsstruktur mit unterlagerter DTC bei $n_{mech} = 50 \text{ min}^{-1}$ und $T_a = 20 \mu\text{s}$
Drehmomentsollwertsprung von Null auf Bemessungsdrehmoment

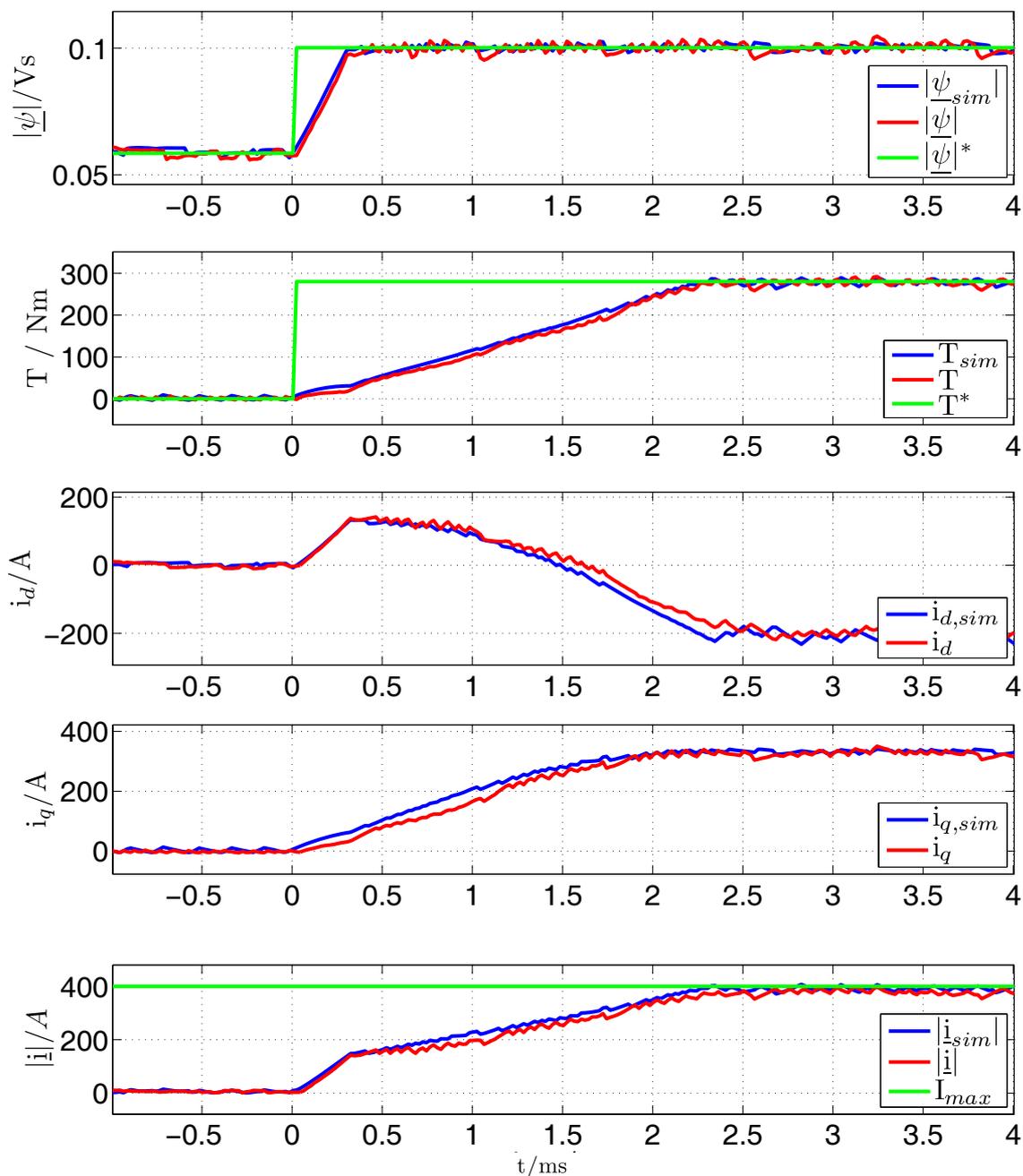


Bild 7.11: Messschrieb und Simulationsrechnung der Regelungsstruktur mit unterlagerter DTC bei $n_{mech} = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $T_a = 20 \mu\text{s}$
Drehmomentsollwertsprung von Null auf Bemessungsdrehmoment

In Bild 7.10 ist ein Drehmomentsollwertsprung von Null auf Bemessungsdrehmoment bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} dargestellt, in Bild 7.11 bei 1000 min^{-1} . In die Darstellung der Messschriebe sind auch die Ergebnisse von Simulationsrechnungen eingefügt worden, die belegen, dass die theoretisch erwartete Performanz der Regelung mit derjenigen übereinstimmt, die am Versuchsstand erreicht wird.

Das Zusammenspiel von überlagerter Arbeitspunktsteuerung und unterlagerter DTC funktioniert wie erwartet. Der Drehmomentsollwertsprung geht mit einem Sprung von $|\underline{\psi}|^*$ ein-

her und die Amplitude des sich einstellenden Statorstromzeigers i_{dq} entspricht dem Bemessungsstrom.

Die bei einer Drehzahl von 50 min^{-1} erreichte Regelungsdynamik ist exzellent. Ca. 1 ms nach dem Drehmomentsollwertsprung ist das Bemessungsdrehmoment in die Maschine eingepreßt. Der Flusssollwert kann bereits nach ca. 0,38 ms eingeregelt werden.

Vergleicht man dies mit der Dynamik, die mit der FOR-basierten Regelungsstruktur bei gleicher Drehzahl und gleichem Drehmomentsollwertsprung in Bild 6.14 erreicht wird, so ist die Zeit zur Einregelung der Sollströme dort mit 2 ms etwa doppelt so lang. Der in Bild 7.11 dargestellte bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} aufgezeichnete Messschrieb macht allerdings deutlich, dass die mit unterlagerter DTC erreichte Drehmomentdynamik stark drehzahlabhängig ist. Die bis zur Anregung des Solldrehmoments verstrichene Zeit beträgt hier etwas mehr als 2 ms. Die Gründe für die Drehzahlabhängigkeit der Drehmomentdynamik werden in Kap. 7.4.1 diskutiert. Während des transienten Vorgangs tritt kein Überschwingen der Statorstromkomponenten auf. Obwohl die Ströme bei der DTC keine Regelgrößen sind, zeigen sie auch bei den transienten Vorgängen ein akzeptables Verhalten. Es fällt allerdings auf, dass sich i_d unmittelbar nach dem Drehmomentsollwertsprung zunächst vom stationären Endwert entfernt, bevor die Stromkomponente nach ca. 0,4 ms anfängt, sich auf diesen zu zubewegen. Dieser Effekt ist durch die unterschiedliche Dynamik von Fluss- und Drehmomentregelkreis der DTC bedingt. Die Einregelung des Flussbetrages erfolgt deutlich schneller als die Einregelung des Drehmoments.

Dies wird durch die in Bild 7.12 in d -, q -Koordinaten dargestellte Flusstrajektorie bestätigt. Sie zeigt, dass zunächst der geforderte Flussbetrag in die Maschine eingepreßt wird, bevor eine signifikante Vergrößerung des Lastwinkels δ und damit des Drehmoments erfolgt. Da die erreichbare Winkelgeschwindigkeit des Statorflusszeigers $\omega_{\psi S, max}$ umgekehrt proportional zu $|\underline{\psi}|$ ist, leidet die Drehmomentdynamik unter dem schnellen Aufbau von $|\underline{\psi}|^*$. Die in Bild 7.12 dargestellte Flusstrajektorie ist in Bezug auf die erreichbare Drehmomentdynamik also sicherlich nicht optimal. Durch die im Vergleich zum Drehmoment rasche Anregung des Statorflussbetrags ist aber in Verbindung mit der überlagerten Arbeitspunktsteuerung sichergestellt, dass stets genügend Fluss in der Maschine ist, um das geforderte Solldrehmoment auch stellen zu können, ohne dass die Maschine wegkippt.

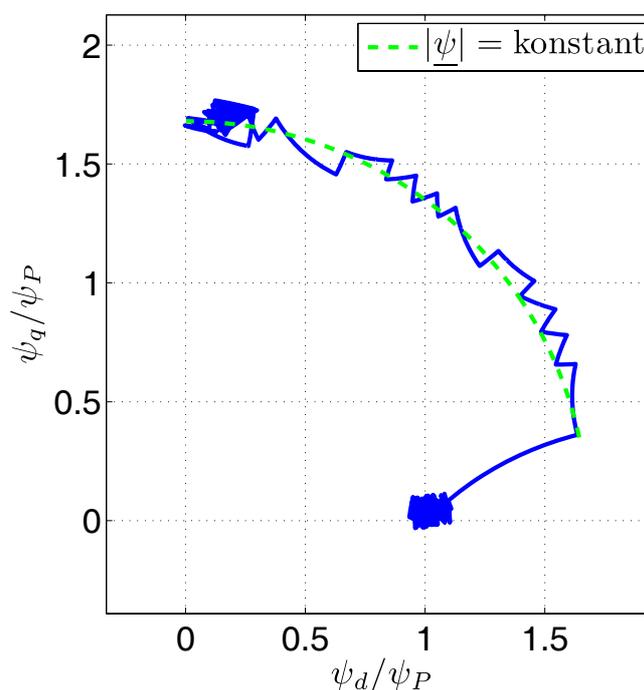


Bild 7.12: Flusstrajektorie während eines Solldrehmomentsprunges von Null auf Bemessungsdrehmoment bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1}

7.4.1 Drehzahlabhängigkeit der Drehmomentdynamik

Ein Vergleich der in Bild 7.10 und Bild 7.11 dargestellten Messschriebe zeigt, dass die Dynamik des Drehmomentregelkreises der DTC bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} deutlich geringer ist als bei 50 min^{-1} . Während die Dauer zum Einregeln des Flusssollwertes nahezu unverändert ist, hat sich die Zeit zum Einprägen des Bemessungsdrehmoments von ca. 1 ms bei 50 min^{-1} auf ca. $2,2 \text{ ms}$ bei 1000 min^{-1} mehr als verdoppelt.

Eine mit steigender Drehzahl abnehmende Dynamik beim Stellen motorischer Drehmomente ist auch von feldorientierten Regelungsstrukturen her bekannt. Die Ursache hierfür ist die der Drehzahl proportionale rotatorisch induzierte Spannung, die dazu führt, dass sich die der Stromregelung zur Verfügung stehende Stellgrößen- bzw. Spannungsreserve verringert. Bei der DTC kann dieses Phänomen dadurch erklärt werden, dass die Drehmomentdynamik bei konstanter Flusszeigerlänge durch die Dynamik der Lastwinkeländerung und somit durch die Relativgeschwindigkeit

$$\omega_{\psi R} = \omega_{\psi S} - \omega_{RS}, \quad (7.23)$$

von Stator- und Permanentflusszeiger bestimmt wird, wobei ω_{RS} proportional zur Drehzahl ist. Die maximal erreichbare Winkelgeschwindigkeit $\omega_{\psi S, max}$ des Statorflusszeigers mit dem Betrag $|\underline{\psi}|$ kann in erster Näherung aus Ungleichung (3.14) abgeleitet werden, die die Spannungsgrenze bei gegebener Zwischenkreisspannung und Drehzahl auf eine maximal zulässige Flusszeigerlänge zurückführt, bei der die rotatorisch induzierten Spannungen auf dem Innenkreis des in Bild 3.5 dargestellten Hexagons liegen. Stellt man diese Gleichung nach ω_{RS} um, so ergibt sich die Ungleichung

$$\omega_{RS} \leq \omega_{\psi S, max} = \frac{u_{dc}}{|\underline{\psi}| \sqrt{3}}, \quad (7.24)$$

die so interpretiert werden kann, dass bei gegebener Zwischenkreisspannung und Flusszeigerlänge ein Drehzahlbetrag $\omega_{RS} > \omega_{\psi S, max}$ keinen stabilen Betrieb der DTC erlaubt, da $\omega_{\psi S, max}$ in diesem Fall nicht ausreicht, um einen konstanten Lastwinkel δ und somit ein konstantes Drehmoment in die Maschine einzuprägen. Ungleichungen (3.14) bzw. (7.24) gehen hierbei von einer sinusförmigen Speisung der Maschine aus, wobei die ohmschen Spannungsabfälle vernachlässigt werden. $\omega_{\psi R, max}$ ist ein Indikator für die erreichbare Drehmomentdynamik. Beim Stellen motorischer Drehmomente beträgt er

$$\omega_{\psi R, max, mot} = |\omega_{\psi S, max}| - |\omega_{RS}|. \quad (7.25)$$

Die beim Stellen generatorischer Drehmomente erreichte Dynamik ist größer und beträgt

$$\omega_{\psi R, max, gen} = |\omega_{\psi S, max}| + |\omega_{RS}|. \quad (7.26)$$

Aus Gl. (7.25) wird deutlich, dass im Flussschwäcbereich, in dem der Antrieb definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben wird, $\omega_{\psi R, max, mot}$ und somit die beim Stellen motorischer Drehmomente erreichte Dynamik gegen Null geht. Um dies zu verhindern sind zusätzliche Maßnahmen erforderlich, die in Kap. 7.5.1 vorgestellt werden.

7.5 DTC mit überlagerter Arbeitspunktsteuerung im Flussschwäcbereich

In diesem Kapitel wird zunächst ein Flusskorrekturregler vorgestellt, der nötig ist, um im Flussschwäcbereich eine akzeptable Dynamik beim Stellen motorischer Drehmomente zu gewährleisten, während er im stationären Betrieb einen großen Flussbetrag in der Maschine und somit eine gute Spannungsausnutzung ermöglicht. Im Anschluss werden die am Versuchsstand erzielten Messergebnisse vorgestellt.

7.5.1 Flusskorrekturregler für die DTC

Im Flussschwäcbereich wird der Antrieb definitionsgemäß an der Spannungsgrenze betrieben. Die hierbei von der Arbeitspunktsteuerung verfolgte Strategie besteht darin, den Sollflussbetrag $|\underline{\psi}|^*$ so vorzugeben, dass die verfügbare Zwischenkreisspannung gerade ausreicht, um den Statorflusszeiger auf einer kreisförmigen Solltrajektorie mit dem Radius $|\underline{\psi}|^*$ hinreichend schnell voran zu treiben, um einen konstanten Lastwinkel δ in die Maschine einprägen zu können. Unter der Annahme, dass die Arbeitspunktsteuerung trotz der ihr zu Grunde liegenden Vereinfachungen, wie z.B. der Vernachlässigung der ohmschen Spannungsabfälle, perfekt funktioniert, gilt in diesem Fall $\omega_{RS} = \omega_{\psi S, max}$. Dies bedeutet, dass fast nur noch aktive Spannungszeiger und kaum noch Nullzeiger geschaltet werden und ist Indiz dafür, dass der Antrieb wie gewünscht an der Spannungsgrenze betrieben wird. Nach Gl. (7.25) bedeutet dies aber auch, dass keine motorischen Drehmomente mehr angeregt werden können.

Aus diesem Grund wird die Regelungsstruktur um einen Flusskorrekturregler erweitert, wie er in Bild 7.13 dargestellt ist. Er hat die Aufgabe, die Häufigkeit des Schaltens von Nullzeigern im Flussschwäcbereich zu minimieren und gleichzeitig eine hohe Drehmomentdynamik zu gewährleisten. Entsprechend reagiert der Flusskorrekturregler auf zwei Größen:

- Betrag des Drehmomentregelfehlers
- Häufigkeit des Schaltens von Nullzeigern

Der Betrag des Drehmomentregelfehlers wirkt auf einen PI-Regler, so dass der mit einem Drehmomentsollwertsprung einhergehende transiente Drehmomentregelfehler zu einer Verringerung des Sollflussbetrages führt. Hierdurch wird während der Anregelung des Drehmoments die Flusstrajektorie abgekürzt, was eine schnelle Lastwinkeländerung und somit eine hohe Drehmomentdynamik ermöglicht. Dieses Vorgehen ist also ähnlich wie bei der DSR, wo beim Betrieb im Flussschwäcbereich ebenfalls der Flussbetrag reduziert wird, um die Winkelgeschwindigkeit der Flusstrajektorie zu vergrößern. Im stationären Betrieb soll hingegen die Häufigkeit der geschalteten Nullzeiger minimiert werden. Hierzu werden die geschalteten Spannungszeiger mit der Funktion $f(\underline{u}_i)$ bewertet, wobei

$$f(\underline{u}_i) = \begin{cases} 1, & \text{wenn es sich bei } \underline{u}_i \text{ um einen Nullzeiger handelt} \\ 0, & \text{wenn es sich bei } \underline{u}_i \text{ um keinen Nullzeiger handelt} \end{cases} \quad (7.27)$$

Die Differenz zwischen einem gewünschten Mittelwert $f^*(\underline{u}_i)$ der geschalteten Nullzeiger und $f(\underline{u}_i)$ ist in jedem einzelnen Regelungstakt ungleich Null. Sie wird daher ausschließlich auf den I-Anteil des PI-Reglers geschaltet, was eine zeitliche Mittelung der Regelabweichung $\sum (f^*(\underline{u}_i) - f(\underline{u}_i))$ zur Folge hat und dazu führt, dass der Flusskorrekturwert so beeinflusst wird, dass die Nullspannungszeiger mit der gewünschten Häufigkeit geschaltet werden.

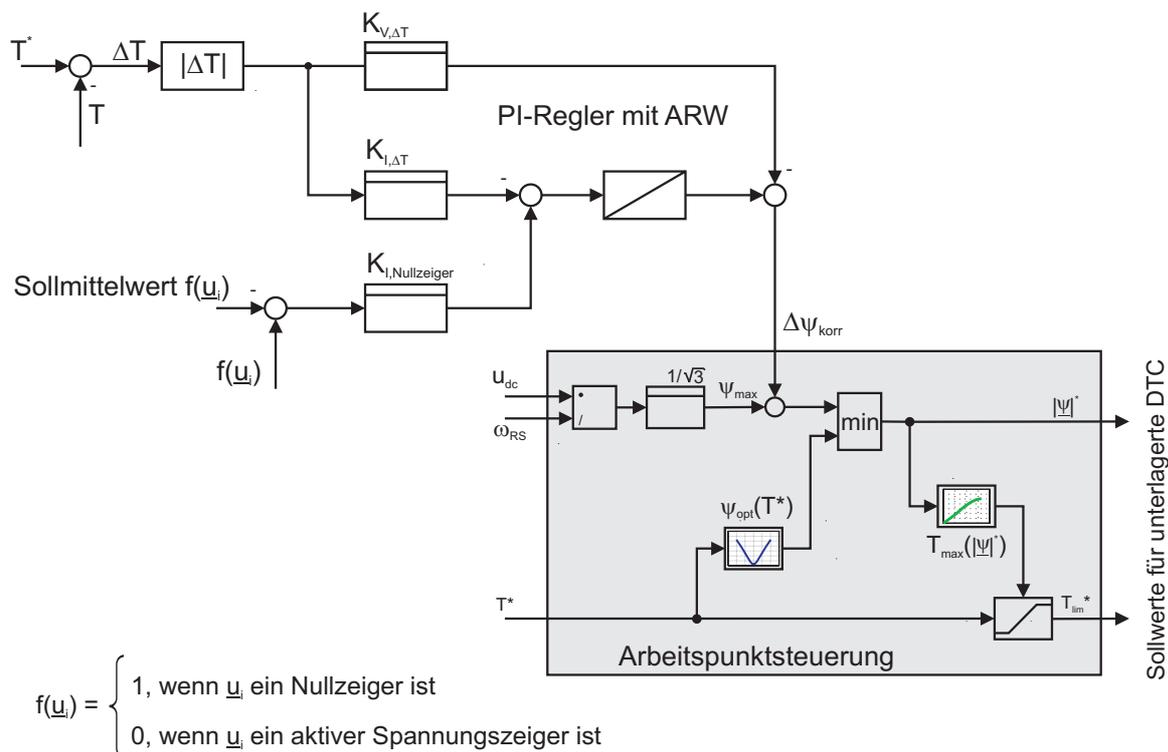


Bild 7.13: Flusskorrekturregler für die DTC-Struktur

7.5.2 Simulationsrechnungen im Flussschwäcbereich

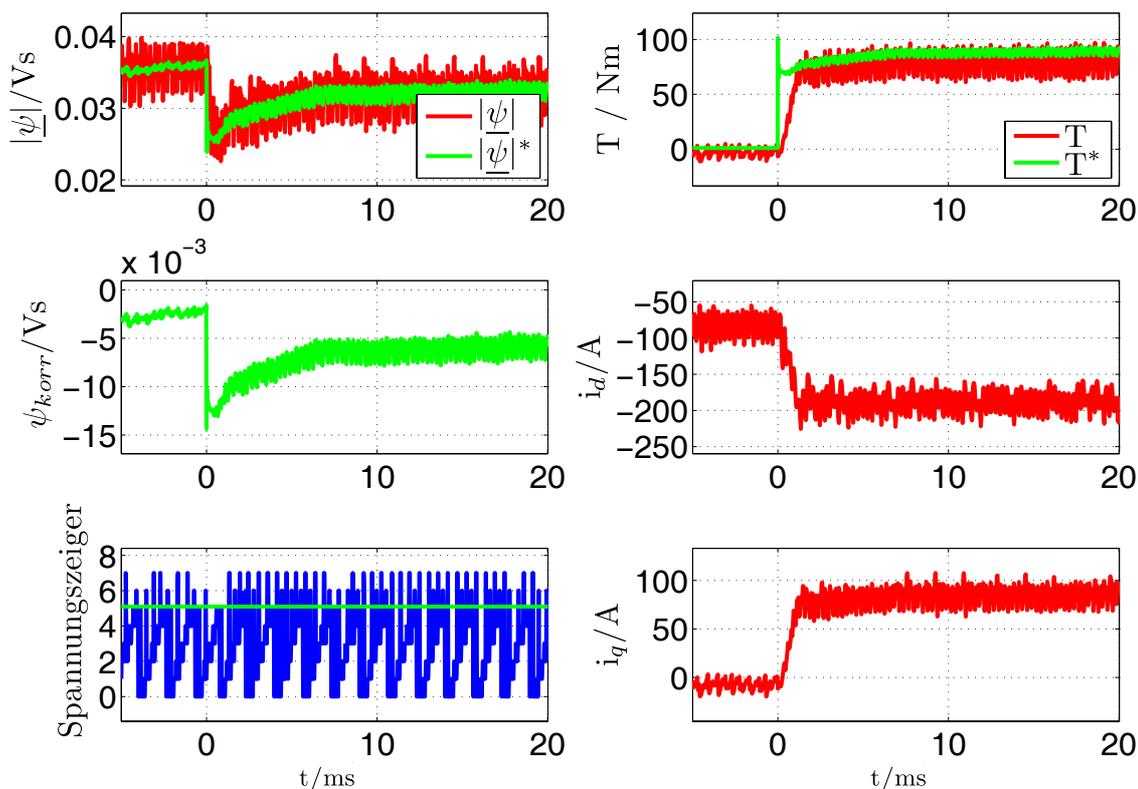


Bild 7.14: Simulationsrechnung: Sprung des Söldrehmoments von Null auf den maximal stellbaren Wert bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} , Drehmomentbegrenzung im oberen Flussschwäcbereich: $T_{max, OFSB} = 0,95 T_{max}(|\psi|)$

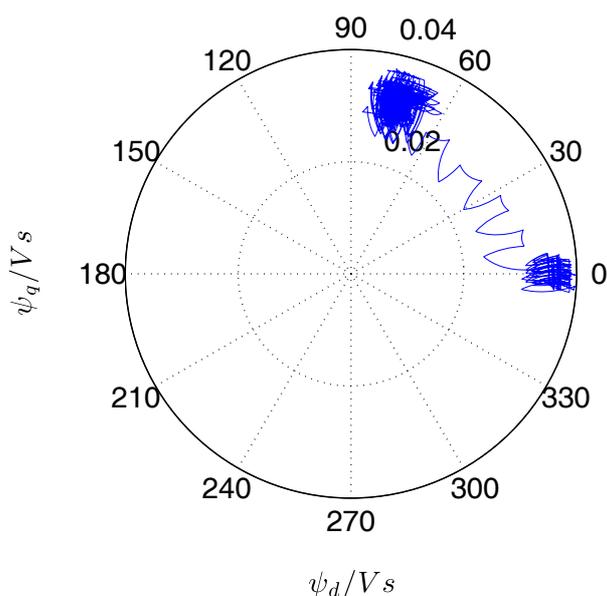


Bild 7.15: Flustrajektorie in rotorfesten Koordinaten der in Bild 7.14 dargestellten Simulationsrechnung

Die in Bild 7.14 und Bild 7.15 dargestellten Simulationsrechnungen zeigen die Funktionalität des Flusskorrekturreglers in Zusammenspiel mit der überlagerten Arbeitspunktsteuerung. Der Flusskorrekturregler ist, wie der Aussteuerungsregler bei der FOR, für einen Betrieb nahe der Spannungsgrenze unerlässlich und bestimmt maßgeblich die mit der DTC im Flussschwäcbereich erreichbare Drehmomentdynamik.

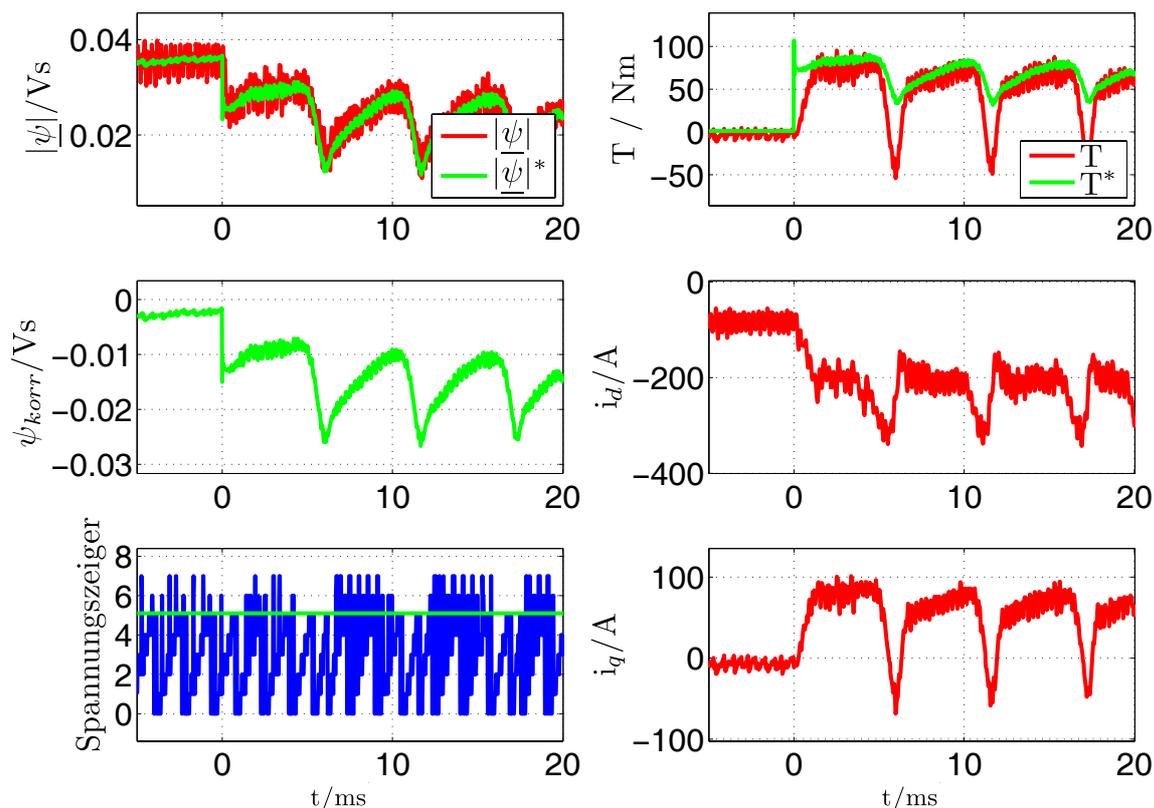


Bild 7.16: Simulationsrechnung: Sprung des Soll Drehmoments von Null auf den maximal stellbaren Wert bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} , $T_{max, OFSB} = T_{max}(|\underline{\psi}|)$

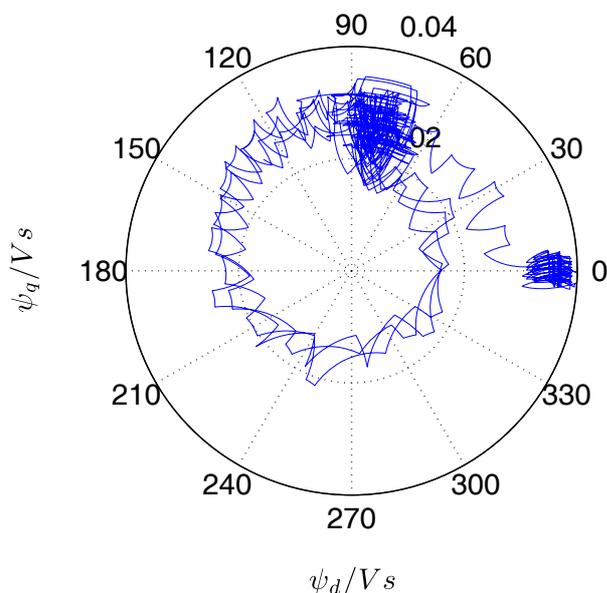


Bild 7.17: Flusstrajektorie in rotorfesten Koordinaten der in Bild 7.16 dargestellten Simulationsrechnung

Im oberen Flussschwächbereich wird das maximal stellbare Drehmoment auf der MTPF-Kennlinie erreicht, wobei die DTC hierbei an ihrer Stabilitätsgrenze betrieben wird. Bei der in Bild 7.14 bzw. Bild 7.15 dargestellten Simulationsrechnung ist der maximale Drehmomentbeitrag im oberen Flussschwächbereich auf 95% von $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ begrenzt worden und die Regelung ist stabil. In Bild 7.16 bzw. Bild 7.17 ist eine Simulationsrechnung dargestellt, bei der der maximale Drehmomentbeitrag im oberen Flussschwächbereich auf $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ erhöht worden ist, was dazu führt, dass die Regelung instabil wird (wegkippt).

7.5.3 Messschriebe im Flussschwächbereich

Die Regelungsstruktur mit unterlagerter DTC und Flusskorrekturregler ist auf dem in Kap. 4 vorgestellten Prüfstand implementiert worden. Einige im Flussschwächbereich aufgezeichnete Messschriebe werden im Folgenden dargestellt.

Bild 7.18 und Bild 7.19 zeigen die Anregung des maximal möglichen Drehmoments bei Drehzahlen von 4500 min^{-1} und 6000 min^{-1} . Zu sehen sind die Ist- und Sollwerte von Flussbetrag und Drehmoment, wobei die Istwerte nicht gemessen, sondern durch einen Fluss- und Drehmomentbeobachter basierend auf dem Strommodell geschätzt werden. Weiterhin sind die Istströme in d - und q -Richtung, die Stromzeigerlänge, der Ausgang des Flusskorrekturreglers ψ_{korrr} , sowie die Zwischenkreisspannung und die Indizes der geschalteten Spannungszeiger \underline{u}_i dargestellt, wobei \underline{u}_7 und \underline{u}_8 Nullzeiger sind.

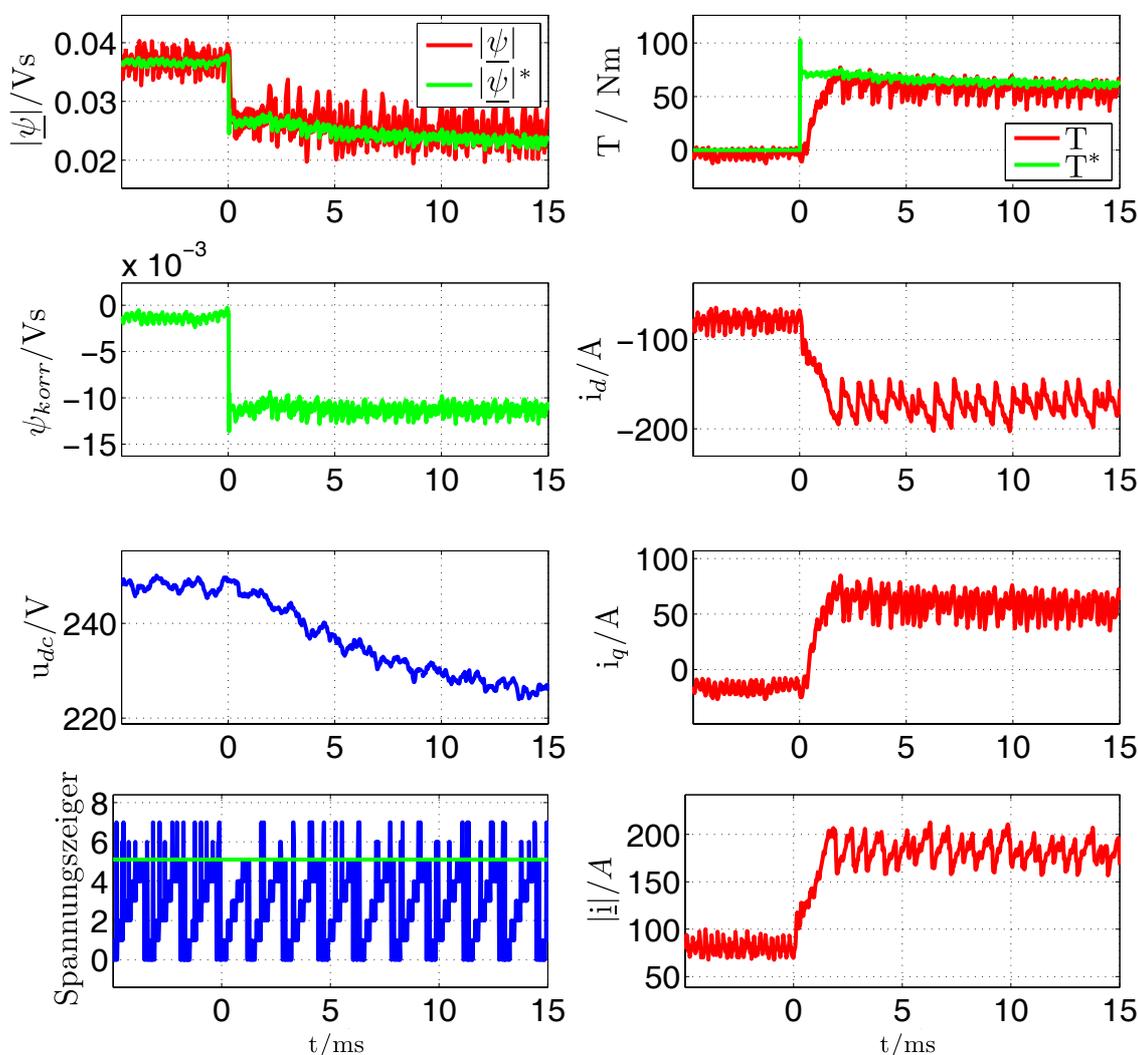


Bild 7.18: Messschrieb DTC bei 4500 min^{-1} und $T_a = 20 \mu\text{s}$:
Drehmomentsollwertsprung von 0 auf maximal stellbares Drehmoment

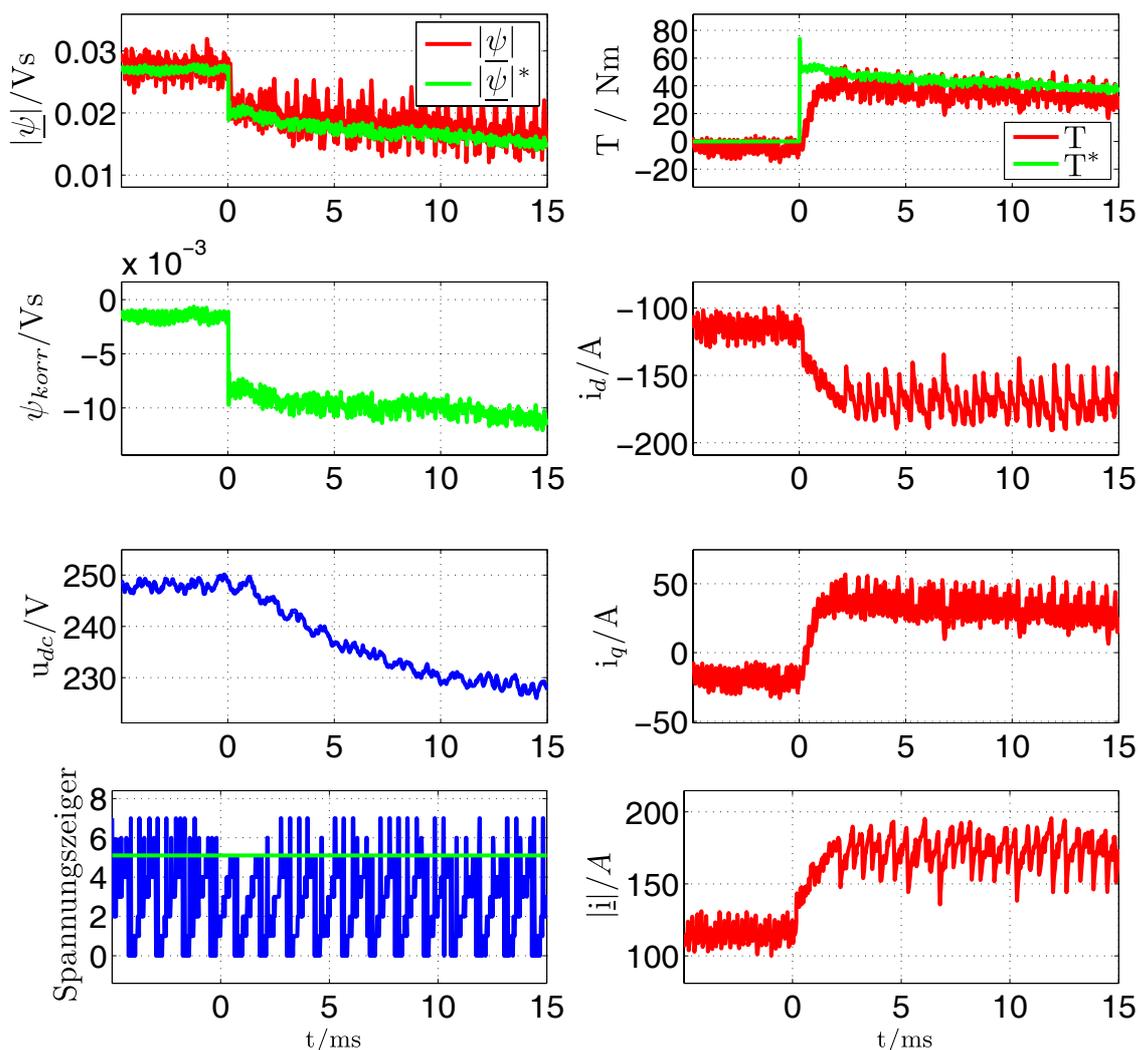


Bild 7.19: Messschrieb DTC bei 6000 min^{-1} und $T_a = 20 \mu\text{s}$:
Drehmomentsollwertsprung von 0 auf maximal stellbares Drehmoment

Man erkennt, dass das Zusammenspiel von Arbeitspunktsteuerung, unterlagerter DTC-Struktur und dem in Kap. 7.5.1 vorgestellten Flusskorrekturregler zu einer sehr guten Drehmomentdynamik führt. Die Zeit bis zur Anregung des maximal erreichbaren Drehmoments beträgt sowohl bei 4500 min^{-1} als auch bei 6000 min^{-1} ca. $1,5 \text{ ms}$. Die Drehmomentdynamik wird hierbei maßgeblich durch den Flusskorrekturregler bestimmt, der die Vorsteuerung des Flussbetrages korrigiert. Die während des Anregelvorgangs um mehr als 10% einbrechende Zwischenkreisspannung u_{dc} kann von der Regelungsstruktur problemlos gehandhabt werden kann.

Bei den beiden betrachteten Drehzahlen soll das maximal erreichbare Drehmoment im oberen Flusschwäcbereich gestellt werden. Das heißt, dass die nach Abklingen des transienten Vorgangs angefahrenen Arbeitspunkte auf der MTPF-Kennlinie und somit auf der Stabilitätsgrenze der DTC liegen. Um sicherzustellen, dass die Regelung trotzdem stabil arbeitet, ist es notwendig, das von der DTC zu stellende Drehmoment T_{lim}^* auf einen kleineren Betrag als $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ zu begrenzen, wobei $T_{max}(|\underline{\psi}|)$ der Drehmomentbetrag ist, der

bei gegebenem Flussbetrag auf der MTPF-Kennlinie erreicht wird. Bei den hier dargestellten Messschrieben wird T_{lim}^* auf $0,95T_{max}(|\underline{\psi}|)$ begrenzt.

Weiterhin ist auffällig, dass sich nach Einregeln des Solldrehmoments ein großer Ripple auf $|\underline{\psi}|$, T , i_d und $|i|$ einstellt, der in diesen Arbeitspunkten auch im stationären Betrieb beobachtet werden kann. Hierfür kommen verschiedene Gründe in betracht:

- Relativ hohe Abtastzeit der Hystereseregler
Die Abtastzeit $T_a = 20 \mu\text{s}$ führt dazu, dass die zeitdiskret arbeitenden Hystereseregler nicht in der Lage sind, den Drehmomentistwert im vorgegebenen Toleranzband zu halten. Nach der in Kap. 7.3.5.1 vorgenommenen Abschätzung sollte der resultierende Drehmomentripple bei ca. 3% des Bemessungsdrehmoments liegen. Dies entspricht ca. 10 Nm. Der auf dem geschätzten Drehmoment auftretende Ripple ist aber mehr als doppelt so groß.
- Schwankende Zwischenkreisspannung
Die Zwischenkreisspannung ist nicht konstant, sondern schwankt beträchtlich. Diese Schwankung wirkt sich im Flussschwäcbereich direkt auf $|\underline{\psi}|^*$ und in dem betrachteten Arbeitspunkt auch auf T_{lim}^* aus.
- Probleme bei der Flusschätzung auf Basis der Strommodells
Die Fluss- und Drehmomentschätzung wird auf Basis des Strommodells durchgeführt. Die Qualität der Schätzung wird hierbei durch die nichtsinusförmige EMK empfindlich gestört, da die durch sie hervorgerufenen Stromharmonischen von dem Beobachter direkt als Fluss- und Drehmomentharmonische interpretiert werden, die dann von den schaltenden, hysteresebefahenen Reglern als Fluss-, bzw. Drehmomentregelfehler wahrgenommen werden. Auf diese Weise kommt eine erhebliche Unruhe in die Regelungsstruktur.
Ein Flussbeobachter auf Basis des Spannungsmodells ist diesbezüglich robuster, da er den Fluss aus dem Spannungsverlauf ableitet und die Stromharmonischen somit keinen direkten Einfluss auf die Flusschätzung haben. Das geschätzte Drehmoment wird aber auch bei dieser Methode der Flusschätzung durch die Stromharmonischen beeinflusst und weist seinerseits entsprechende Drehmomentharmonische auf.
Voraussetzung für eine Flusschätzung auf Basis des Spannungsmodells ist allerdings eine temperaturabhängige Adaption von R_s , was zusätzlichen Aufwand bei der Implementierung des Flusschätzers bedeutet [55].

Die beobachtete Unruhe, die die gesamte Regelungsstruktur erfasst, führt zu einer deutlichen Verringerung der erreichbaren Drehmomentausbeute gegenüber der FOR-basierten Regelungsstruktur. Trotz dieser signifikanten Unruhe ist aber auch mit unterlagerter DTC ein stabiler Betrieb im gesamten Arbeitsbereich möglich, was durch den in Bild 7.20 dargestellten Hochlaufvorgang belegt wird. Hierbei wird die Maschine von 500 min^{-1} auf eine maximale Drehzahl von 6000 min^{-1} beschleunigt, wobei während des Beschleunigungsvorgangs dauerhaft das maximal mögliche Drehmoment gestellt wird. Das Zusammenspiel zwischen überlagerter Arbeitspunktsteuerung und unterlagerter DTC zeigt in allen Drehzahlbereichen stabiles Verhalten.

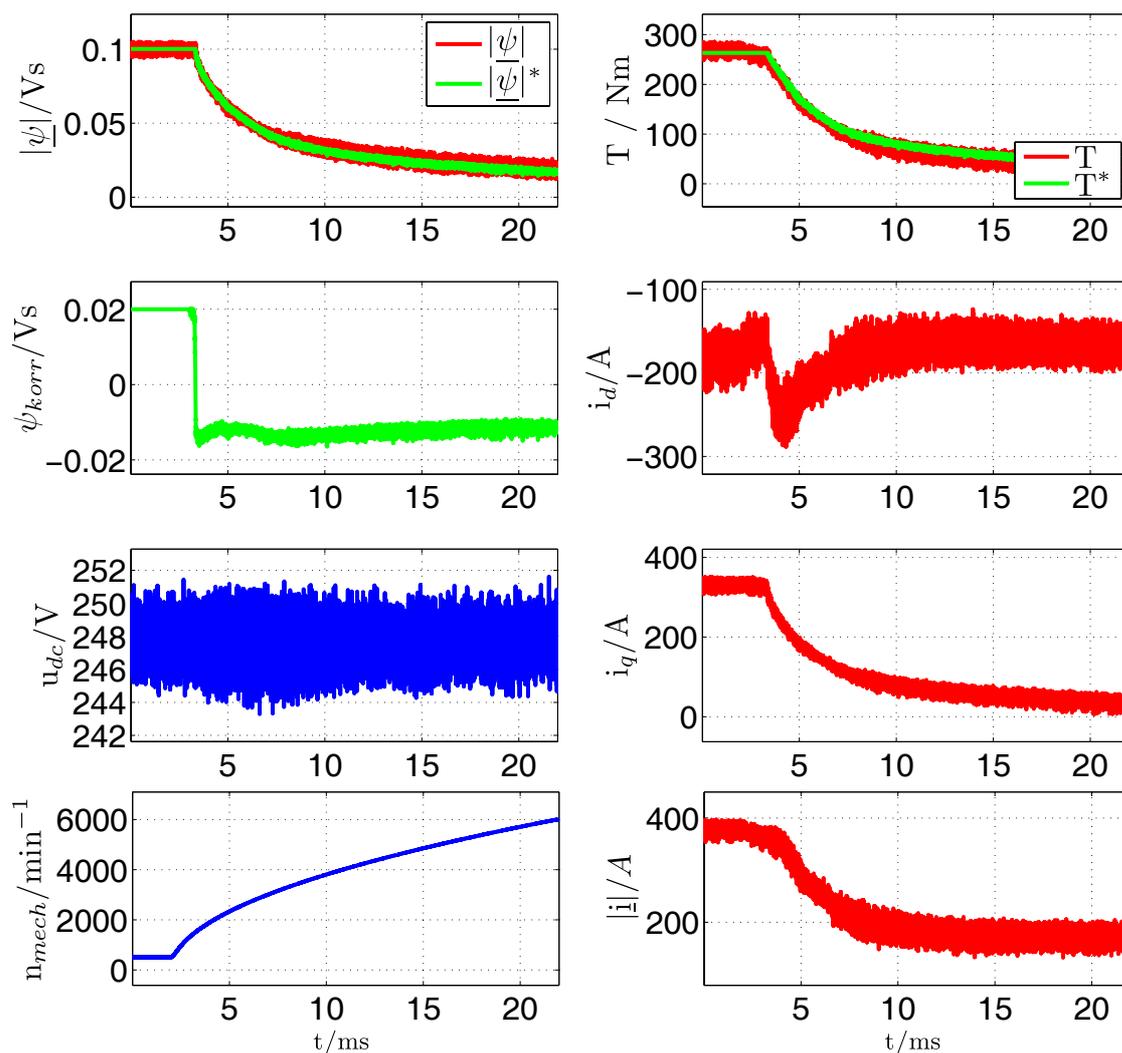


Bild 7.20: Hochlaufvorgang von 500 min⁻¹ auf 6000 min⁻¹

7.6 Vorteile der DSR im Flussschwächbereich

DTC wie FOR weisen in Bezug auf Drehmomentdynamik und Spannungsausnutzung im Flussschwächbereich prinzipielle Schwächen auf. Zusätzliche Maßnahmen wie der Einsatz eines Aussteuerungsreglers bzw. Flusskorrekturreglers sind nötig, um überhaupt einen stabilen Betrieb im Flussschwächbereich nahe an der Spannungsgrenze bewerkstelligen zu können. Trotz dieser Maßnahmen bleibt die Spannungsausnutzung hinter dem Wert zurück, der mit einem dreiphasigen Umrichter mit Spannungszwischenkreis bei Grundfrequenztaktung theoretisch möglich ist. Der Grund hierfür liegt in der kreisförmigen Spannungs- bzw. Flustrajektorie, die beiden Verfahren im stationären Betrieb eigen ist. Dieser Umstand findet Ausdruck darin, dass beide Verfahren mit jeweils zwei Regelgrößen und zwei Stellgrößen arbeiten¹. Soll im Flussschwächbereich ein Drehmomentsollwert unter maximaler Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung gestellt werden, so besitzt der ver-

wendete dreiphasige Umrichter mit Spannungszwischenkreis mit dem Winkel der Ausgangsspannung nur noch eine frei wählbare Stellgröße, denn der Betrag des Spannungszeigers soll ja dem maximal stellbaren Betrag entsprechen und ist somit schon festgelegt.

Die DSR hat diese prinzipiellen Schwächen beim Betrieb im Flussschwächbereich nicht. Dieses Verfahren weist im Flussschwächbereich eine sechseckige Flusstrajektorie auf und arbeitet hier mit nur einer Regelgröße (dem Drehmoment) und nur einer Stellgröße (dem Flussbetrag). Da keine Nullzeiger geschaltet werden, ist die Bahngeschwindigkeit des Flusszeigers konstant bzw. lediglich abhängig von der vorhandenen Zwischenkreisspannung. Zur Drehmomentregelung muss der Lastwinkel δ und somit die Winkelgeschwindigkeit des Flusszeigers verändert werden. Dies wird bei konstanter Bahngeschwindigkeit des Flusszeigers über eine Anpassung des Flussbetrages bewerkstelligt. Der resultierende Spannungsverlauf entspricht dem, der sich bei Grundfrequenztaktung einstellt. Im Gegensatz zur Grundfrequenztaktung erfolgt das Umschalten der Spannungszeiger aber nicht zeitgesteuert. Es wird statt dessen durch 3 Hystereseregler bewerkstelligt, die die Schalthandlungen auslösen, wenn die Phasenflüsse die von der Drehmomentregelung vorgegebenen Hysteresegrenzen erreichen [64]. Der Grundschiebungswert der Spannung erhöht sich von maximal möglichen $(\sqrt{3})^{-1}u_{dc}$ bei sinusförmiger Speisung um ca. 10,2% auf $(2/\pi)u_{dc}$ bei Grundfrequenztaktung. Darüber hinaus ergibt sich mit lediglich 6 Umschaltvorgängen pro elektrischer Umdrehung eine Minimierung der Schaltfrequenz und somit auch der Schaltverluste. Die im Flussschwächbereich erreichte Dynamik ist hervorragend und die Anregelzeit des Drehmoments beträgt ca. $1/3$ der Grundschiebungsperiode [64].

Nachteil der DSR sind die Spannungsharmonischen, die mit der Grundfrequenztaktung einhergehen und zu entsprechenden Drehmomentharmonischen führen. Der zeitliche Verlauf der statorfesten Spannungskomponenten u_α bzw. u_β bei Grundfrequenztaktung und die zugehörigen Fourierkoeffizienten sind in Bild 7.21 dargestellt. Die Beträge der Fourierkoeffizienten sind gegeben durch:

$$|u_{\alpha, k}| = \begin{cases} \frac{2u_{dc}}{\pi k} & \text{für } k=1, 5, 7, 11, 13, \dots \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (7.28)$$

Beim Stellen maximaler Drehmomentbeträge im oberen Flussschwächbereich weist die DSR die selbe prinzipielle Schwäche wie die DTC auf: Die MTPF-Kennlinie stellt die Grenze des Bereiches dar, in dem die DSR stabil betrieben werden kann, so dass ein Betrieb zu nah an der MTPF-Kennlinie, auf der der maximale Drehmomentbetrag erreicht wird, die Gefahr birgt, dass die Regelungsstruktur instabil wird.

1. Bei der DTC sind T und $|\psi|$ Regelgrößen, \dot{T} und $|\dot{\psi}|$ Stellgrößen. Bei der FOR sind i_d und i_q Regelgrößen, u_d und u_q Stellgrößen.

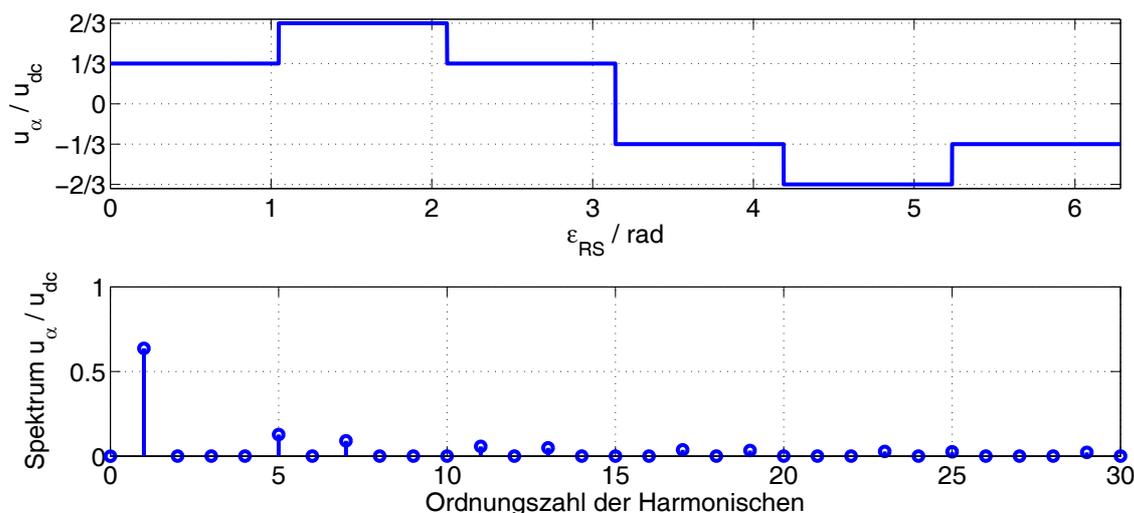


Bild 7.21: Zeitlicher Verlauf und Fourieranalyse der Spannungskomponente u_α bzw. u_β bei Grundfrequentztaktung

7.7 Zusammenfassung und Fazit

In diesem Kapitel wird die DTC als Alternative unterlagerte Regelungsstruktur zur FOR betrachtet. Die grundlegenden Funktionsprinzipien der DTC werden erläutert. In diesem Zusammenhang wird der Begriff "Lastwinkel" als der Winkel zwischen dem Permanent- und dem Gesamtflusszeiger definiert und es wird dargelegt, dass ein stabiler Betrieb der DTC nur in einem Betriebsbereich möglich ist, in dem das Drehmoment eine streng monotone Funktion des Lastwinkels ist. Es wird nachgewiesen, dass in dem in Kap. 5 eingeführten "sinnvollen Betriebsbereich", der alle Arbeitspunkte umfasst, die von der überlagerten Arbeitspunktsteuerung potentiell vorgegeben werden, das Drehmoment eine monotone, aber keine streng monotone Funktion des Lastwinkels ist. Die Eigenschaft der strengen Monotonie gilt in allen Arbeitspunkten mit Ausnahme derer, die sich auf der MTPF-Kennlinie befinden, wo die partielle Ableitung des Drehmoments nach dem Lastwinkel definitionsgemäß Null ist. Die MTPF-Kennlinie begrenzt den "sinnvollen Betriebsbereich" und wird von der überlagerten Arbeitspunktsteuerung angefahren, wenn im oberen Flussschwäcbereich der maximal verfügbare Drehmomentbetrag gestellt werden soll. Ein stabiler Betrieb kann gewährleistet werden, wenn zu den Arbeitspunkten auf der MTPF-Kennlinie ein Sicherheitsabstand eingehalten wird. Hierdurch wird die Drehmoment- und Leistungsausbeute im oberen Flussschwäcbereich allerdings geschmälert. Dieses Phänomen wird in Simulationsrechnungen verifiziert und ist eine prinzipielle Schwäche der DTC zur Regelung PMSM-basierter Antriebe bei Applikationen, die auch einen oberen Flussschwäcbereich umfassen. Sie ist nicht IPMSM-spezifisch, sondern tritt ebenso bei SPMSM auf.

Die DTC-basierte Regelungsstruktur wird in Simulationen und am Versuchsstand untersucht, wobei sich die Ergebnisse der Simulationsrechnungen und die Messschriebe gegenseitig bestätigen. Hierbei zeigt die Entwicklung der Ströme, die bei der DTC nicht direkt geregelt werden, während transients Vorgänge ein akzeptables Verhalten, so dass keine Gefahr einer Überstromabschaltung besteht. Weiterhin zeigt sich, dass der Flussregelkreis eine deutlich höhere Dynamik als der Drehmomentregelkreis aufweist. Die hohe Dynamik des Flussregelkreises gewährleistet bei funktionierender Arbeitspunktsteuerung stets ein ausreichendes Maß an Fluss in der Maschine, um das Sollmoment zu stellen, so dass auch während transients Vorgänge ein stabiler Betrieb der Regelung gesichert ist. Sie geht allerdings auf Kosten der Drehmomentdynamik, die in den Messschrieben eine starke Drehzahlabhängigkeit aufweist.

Als Indikator für die Dynamik beim Stellen motorischer Drehmomente wird die erreichbare Winkelgeschwindigkeit des Flusszeigers relativ zum Rotor $\omega_{\psi R, max, mot}$ eingeführt und es wird gezeigt, dass die Einregelung des von der Arbeitspunktsteuerung im Flusschwächbereich vorgegebenen Sollflussbetrages zur Folge hat, dass die Drehmomentdynamik gegen Null geht. Hierbei handelt es sich um eine weitere prinzipielle Schwäche, die die DTC beim Betrieb im Flusschwächbereich aufweist und die zusätzliche Maßnahmen erfordert. Die Regelungsstruktur wird daher um einen Flusskorrekturregler erweitert, der ein Abkürzen der Flusstrajektorie während transients Vorgänge und somit eine akzeptable Drehmomentdynamik im Flusschwächbereich ermöglicht. Die Funktionalität der gesamten Regelungsstruktur wird durch Messschriebe verifiziert.

8 Fazit

8.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde das Ziel verfolgt, eine wirkungsgradoptimierte Drehmomentregelung bzw. -steuerung für einen hoch ausgenutzten IPMSM-Antrieb unter traktionstypischen Randbedingungen zu erstellen. Bei gegebener Drehzahl und Zwischenkreisspannung ist das geforderte Drehmoment mit hoher Genauigkeit und Dynamik in die Maschine einzuprägen. Übersteigt das geforderte Drehmoment den maximal stellbaren Drehmomentbetrag, so ist es auf den maximal erreichbaren Wert zu begrenzen. Der abzudeckende Drehzahlbereich ist weit gespreizt und erfordert einen Betrieb sowohl im Ankerstell- wie auch im Flussschwäcbereich. Die Regelungsstruktur muss hierbei zwei Aufgaben erfüllen: Zum einen ist der Arbeitspunkt zu bestimmen, in dem der Antrieb unter den gegebenen Randbedingungen möglichst wirkungsgradoptimal betrieben wird. Dies geschieht durch die in Kap. 5 hergeleitete Arbeitspunktsteuerung. Zum anderen muss der wirkungsgradoptimierte Arbeitspunkt in die elektrische Maschine eingepreßt werden. Dies geschieht durch eine der Arbeitspunktsteuerung unterlagerte Regelungsstruktur. Mit der in Kap. 6 dargestellten FOR und der in Kap. 7 dargestellten DTC wurden zwei Möglichkeiten aufgezeigt, wie solch eine unterlagerte Regelungsstruktur realisiert werden kann.

Der Arbeitspunktsteuerung liegt die MTPC-Strategie zu Grunde, die zu einer Minimierung der drehzahlunabhängigen Kupfer-, Durchlass- und Schaltverluste¹ im Allgemeinen aber nicht zu einer Minimierung der drehzahlunabhängigen Eisenverluste führt. Die Drehzahlunabhängigkeit der MTPC-optimalen Arbeitspunkte ermöglicht eine einfache Struktur bei der Realisierung der Arbeitspunktsteuerung, die numerisch sehr effizient basierend auf offline berechneten Kennfeldern implementiert werden kann. Die verwendeten Kennfelder enthalten schon Informationen über Eisen-Sättigungseffekte, die auf diese Weise bei der Arbeitspunktsteuerung berücksichtigt werden.

Bei der Realisierung der unterlagerten Regelungsstruktur wurden die feldorientierte Stromregelung (FOR) und die Direct Torque Control (DTC) untersucht. Für beide Verfahren wurde nachgewiesen, dass sie sich im Zusammenspiel mit der überlagerten Arbeitspunkt-

1. Die Schaltfrequenz wird hier als konstant bzw. unabhängig vom gewählten Arbeitspunkt angenommen

steuerung für einen stabilen Betrieb der Gesamtregelungsstruktur sowohl im Ankerstell- wie auch im Flussschwächbereich eignen. FOR und DTC sind seit langem bekannte und erprobte Verfahren zur Regelung von Drehfeldmaschinen. Die besondere Herausforderung bestand in den Randbedingungen, die sich aus der Maschinen-Umrichterkombination und der Forderung nach einem möglichst engen Betrieb an der Spannungsgrenze im Flussschwächbereich ergeben.

Eine dieser Randbedingungen ist die geringe Pulszahl im oberen Drehzahlbereich. Sie macht einen zeitdiskreten Entwurf der FOR erforderlich. Bei der Herleitung des zeitdiskreten Modells, das dem Stromreglerentwurf zu Grunde liegt, hat es sich als vorteilhaft erwiesen, zunächst die Zeitdiskretisierung im statorfesten Koordinatensystem und erst in einem zweiten Schritt die für eine FOR nötige Park-Transformation durchzuführen.

Sowohl FOR wie auch DTC weisen prinzipielle Probleme beim Betrieb im Flussschwächbereich auf.

Der FOR muss immer ein Mindestmaß an Spannungsreserve zugebilligt werden, damit die Funktionalität der Stromregler, deren Stellgröße die Spannung ist, gewährleistet ist.

Bei der DTC kann mit dem Flussbetrag als Regelgröße auch einfach der gewünschte Spannungsbedarf in die Maschine eingepreßt werden. Allerdings geht die erreichbare Dynamik beim Anregeln motorischer Drehmomente mit steigender Spannungsausnutzung im Flussschwächbereich gegen Null und die Drehmomentregelung büßt ihre Funktionalität ein. Ein weiteres Problem bei der Verwendung der DTC tritt auf, wenn im oberen Flussschwächbereich der maximal mögliche Drehmomentbetrag gestellt werden soll. Dieser wird in Arbeitspunkten erreicht, die sich auf der MTPF-Kennlinie befinden, welche die Grenze des Bereiches bildet, in dem die DTC stabil betrieben werden kann.

Mit unterlagerter FOR konnte durch verschiedene Maßnahmen wie der Verwendung eines Spannungs- bzw. Aussteuerungsreglers und einer geeigneten ARW-Struktur im Flussschwächbereich ein stationärer Betrieb mit einer Sollspannungsamplitude erreicht werden, die dem Innenkreis des Hexagons entspricht, das von den 6 elementaren Spannungszeigern aufgespannt wird. Hierbei ist das Problem aufgetreten, dass die nichtsinusförmige EMK in Verbindung mit der geringen Pulszahl zu Störungen führt, die sich auf Grund von Aliasing im subharmonischen Bereich bemerkbar machen und die Performanz der gesamten Regelungsstruktur empfindlich stören. Durch die Verwendung eines synchronisierten Pulsverfahren konnte dieses Problem gelöst und die Leistung des Antriebs drehzahlabhängig um bis zu 6% gegenüber dem nicht synchronisierten Pulsverfahren erhöht werden.

Bei der DTC konnte durch den Einsatz eines Flusskorrekturreglers im Flussschwächbereich eine gute Dynamik bei der Anregung motorischer Drehmomente bei gleichzeitiger Minimierung der geschalteten Nullzeiger gewährleistet werden. Um zu verhindern, dass die DTC-basierte Regelungsstruktur beim Stellen maximaler Drehmomentbeträge im oberen Flussschwächbereich instabil wird, war es allerdings nötig, einen Sicherheitsabstand zur MTPF-Kennlinie einzuhalten, der die Drehmomentausbeute in diesem Arbeitsbereich schmälert. Die nichtsinusförmige EMK wirkt sich störend auf die Fluss- und Drehmoment-schätzung aus, die die Performanz von DTC-basierten Regelungsstrukturen maßgeblich bestimmt.

Die Frage, welches der beiden Verfahren sich besser für die betrachtete Applikation eignet, hängt von der verwendeten Steuerungshardware ab.

Unter den Randbedingungen, die durch die in Kap. 4 vorgestellten Hardware gegeben sind, konnte mit der FOR-basierten Regelungsstruktur durchweg größere Leistungen als mit der DTC-basierten Regelungsstruktur erreicht werden. Gelänge es allerdings, z.B. durch Verwendung des Spannungsmodells, die bei der DTC verwendete Flusschätzung robuster gegenüber den Auswirkungen der nichtsinusförmigen EMK zu machen und die Abtastzeit der implementierten Hystereseregler (z.B. durch Verwendung eines FPGA) zu erhöhen, so ließe sich die Performanz der DTC-basierten Regelungsstruktur mit hoher Wahrscheinlichkeit verbessern. Es bleibt aber festzuhalten, dass die DTC-basierte Regelungsstruktur genauso wie die FOR zusätzlicher Maßnahmen bedarf, um im Flusschwächbereich eine stabile Drehmomentregelung und akzeptable Drehmomentbandbreite zu gewährleisten. Darüber hinaus wird die mit der DTC erreichbare Drehmomentausbeute durch die Tatsache geschmälert, dass die MTPF-Kennlinie die Grenze des Bereiches darstellt, in dem die DTC stabil betrieben werden kann. Die im Gegensatz zur FOR nicht konstante Schaltfrequenz darf als ein weiterer Nachteil der DTC gelten.

Bedingt durch die kreisförmige Solltrajektorie des Flusses, die sowohl die DTC wie auch die FOR aufweist, lässt sich bei beiden Verfahren keine Spannungsausnutzung erreichen, wie sie sich bei Grundfrequenztaktung einstellt und z.B. bei Verwendung der DSR möglich ist.

8.2 Ausblick

Die Temperaturabhängigkeit der verwendeten Kennfelder wurde in dieser Arbeit nicht gezielt untersucht. Die erreichte Drehmomentgenauigkeit war zufrieden stellend. Es traten allerdings Drehmomentfehler von bis zu 4% bezogen auf das Solldrehmoment auf, die durch die temperaturabhängigen Eigenschaften der verwendeten *NdFeB*-Permanentmagneten erklärt werden können. In Kap. 5.5 wird dargelegt, dass in Anbetracht der großen Temperaturhübe, mit denen im Motorraum eines Automobils zu rechnen ist, eine gezielte Untersuchung zur Robustheit der Drehmomentsteuerung bzw. -regelung gegenüber PM-Temperaturänderungen sinnvoll ist. Abhängig von den Ergebnissen dieser Untersuchungen ist dann zu entscheiden, ob eine temperaturabhängige Korrektur der verwendeten Kennfelder notwendig ist. Da sich die Permanentmagnete auf dem rotierenden Teil der Maschine befinden, ist die messtechnische Erfassung der PM-Temperatur mit erheblichem Aufwand und Kosten verbunden und kommt daher allenfalls am Versuchsstand in Frage. Aus diesem Grund ist ein PM-Temperaturbeobachter wünschenswert, der aus dem Verlauf von Strömen und Spannungen Rückschlüsse auf die Permanentmagnettemperatur zulässt. Verschiedene Ansätze zur Konzeption und Implementierung eines solchen Beobachters sind in [34] durchgeführt worden. Eine Verifikation solcher Verfahren an einer hoch ausgenutzten IPMSM steht aber noch aus.

Kommt einer Minimierung der Schaltfrequenz oder einer maximalen Ausnutzung der installierten Zwischenkreisspannung im Flusschwächbereich entscheidende Bedeutung zu,

so ist abzuwägen, ob nicht die DSR eine geeignete Regelungsstruktur ist. Ihre prinzipiellen Vorteile gegenüber DTC und FOR werden in Kap. 7.6 geschildert. Im Flussschwächbereich kommt die DSR ohne Flusskorrekturregler aus. Dem Vorteil einer minimierten Schaltfrequenz steht hier allerdings als Nachteil das Auftreten von signifikanten Spannungs- und hierdurch hervorgerufenen Stromharmonischen gegenüber. Der Wechselrichter muss in diesem Fall in der Regel so ausgelegt werden, dass er die Summe aus Grundschwingungsamplitude und Oberschwingungsamplitude kommutieren kann [60].

Durch eine Modifikation der DSR lassen sich diese Nachteile zumindest teilweise kompensieren. So können bei der DSR zusätzliche Schalthandlungen durch Einführung einer zweiten Flussschwelle ausgelöst werden, was dazu führt, dass die sechs Ecken der Flusstrajektorie „eingeklappt“ werden [60]. Der sich im stationären Betrieb einstellende Spannungsverlauf entspricht in diesem Fall einer Dreifachtaktung. Durch die erhöhte Schaltfrequenz und die gegenüber der Grundfrequenztaktung verminderte Spannungsausnutzung werden die ursprünglichen Vorteile der DSR dann aber teilweise wieder aufgezehrt. Weiterhin hat die DSR genau wie die DTC ein prinzipielles Stabilitätsproblem beim Stellen maximaler Drehmomente im oberen Flussschwächbereich und der strukturelle Vorteil der DSR, im Flussschwächbereich mit nur einer Regel- und Stellgröße zu arbeiten, ist im Ankerstellbereich als struktureller Nachteil zu werten.

Um die Vorteile von FOR und DSR zu verbinden, ist ein hybrides Regelungskonzept denkbar, bei dem die FOR im Ankerstellbereich und die DSR im Flussschwächbereich zum Einsatz kommt. Die Herausforderung bei der Umsetzung eines solchen Konzeptes besteht sicherlich im Hin- und Herschalten zwischen beiden Regelungsstrukturen.

Forschungsbedarf besteht weiterhin hinsichtlich des Sicherheitskonzeptes im Fehlerfall des Antriebs. Auf Grund der hohen induzierten Spannungen wurde es lange Zeit vermieden, PMSM im Flussschwächbereich zu betreiben. Der gesperrte Wechselrichter verhält sich im Flussschwächbereich, wenn die aufgrund der Permanentflusses induzierte Spannung die Zwischenkreisspannung übersteigt, wie ein unregelmäßiger Gleichrichter, was zu einer ungewollten Aufladung und unter Umständen zur Zerstörung des Zwischenkreises führen kann. Aus diesem Grund wird als Sicherheitskonzept häufig nicht die Umrichtersperre, sondern der dreiphasige Kurzschluss verwendet. Mindestvoraussetzung hierfür ist, dass der Kurzschlussstrom zu mindestens für einige Sekunden von Maschine und Wechselrichter ohne Schaden getragen werden kann. Die transienten Stromspitzen, die beim Schalten des dreiphasigen Kurzschlusses entstehen, können unter Umständen aber um ein Vielfaches größer als die stationären Kurzschlussströme sein. Die Stromspitzen induzieren einen hohen Fluss in negativer d -Richtung, dem die Permanentmagnete transient ausgesetzt sind, und der ihrer Magnetisierungsrichtung entgegengerichtet ist. Ein einfaches Modell für die Entwicklung von Kurzschlussströmen und -flüssen wird in [42] hergeleitet. Um zu beurteilen, inwieweit der Antrieb durch transiente Kurzschlussströme tatsächlich gefährdet ist, sind tiefer gehende Untersuchungen etwa auf Basis von FEM-Rechnungen nötig.

Literaturverzeichnis

- [1] Abdel-Rady, Yasser et al.: Adaptive Self-Tuning MTPA Vector Controller for IPMSM Drive System, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 3, September 2006
- [2] Asano, K. et al.: High Performance Motor Drive Technologies for Hybrid Vehicles, Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07
- [3] Bech, M.M., Frederiksen, T.S., Sandholdt, P.: Accurate torque control of saturated interior permanent magnet synchronous motors in the field-weakening region, Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005
- [4] Blaschke, F.: „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine“, Dissertation TU Braunschweig, 1973
- [5] Böcker, J. Discrete-Time Model of an Induction Motor, ETEP Vol. 1, No. 2, March/April 1991, pp. 65-71
- [6] Böcker, J.; Janning, J.; Anbuhl, K.: Realization of a High-Dynamic Discrete-Time Controller for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives, EPE 1993, Brighton
- [7] Böcker, J: Mechatronik und elektrische Antriebe B, Skript zur Vorlesung, Stand vom 22.10.2007
- [8] Bolognani S., Bianchi N., Zigliotto M.: High Performance PM Synchronous Motor Drive for an Electrical Scooter, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 37, Issue 5, Sep/Oct 2001
- [9] Bolognani S., Sgarbossa L., Zordan M.: Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007
- [10] Brown, J.E., Kovacs, K.P., Vas, P.: A Method of Including the Effects of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A.C. Machines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 1, January 1983

- [11] Bünthe, A.: Selbsteinstellender Antrieb mit drehmomentoptimal betriebemem Asynchronmotor, Diss. Universität-Gesamthochschule Paderborn, 1998
- [12] Buja, G.S., Kazmierkowski, M.P.: Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC-Motors - A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004
- [13] Chedot, L. and Friedrich, G.: A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. Application to a starter-generator, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE
- [14] Chan, C. C. et al.: Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996
- [15] Chan, C.C.: The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 2, February 2002
- [16] Chy, Md. M.I. and Uddin, M.N.: Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Incorporating Flux Control, IEEE CCECE/CCGEI, Ottawa, May 2006
- [17] Depenbrock, M.: Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung, ". ETZ-Archiv, Bd. 7, H. 7, 1985, Seiten 211-218
- [18] Depenbrock, M.: Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, October 1988
- [19] Gallegos-Lopez, G., Gunawan, F.S., and Walters, J.E.: Optimum torque control of permanent magnet AC machines in the field-weakened region, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE
- [20] Garcia, G. and Bernussouand J.: Pole assignment for uncertain systems in a specified disk by state feedback, IEEE Transactions on Automatic Control 1995
- [21] Haque, M.; Zhong, L. & Rahman, M. The effect of offset error and its compensation for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, 2001, 814-819
- [22] Haque, M. and Rahman, M.: Influence of stator resistance variation on direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive performance and its compensation, Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Vol. 4
- [23] Haque, M. E., Rahman, M. F.: Dynamic Model and Parameter Measurement of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'06), Melbourne, Australia, December 2006
- [24] Harnefors, L. and Nee, H.-P.: Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998

-
- [25] Harnefors, L. et al: Torque-Maximizing Field-Weakening Control: Design, Analysis, and Parameter Selection IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48 , No. 1, February 2001
- [26] Hasegawa, M.; Mizuno, Y. and Matsui, K.: Robust Current Controller for IPMSM High Speed Sensorless Drives Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007, pp. 1624-1629
- [27] Hava, Ahmet M.: Carrier Based PWM-VSI Drives in the Overmodulation Region, PhD Thesis, University of Wisconsin Madison, 1998
- [28] Hofmann, H.: Darstellung des Betriebsverhaltens drehzahlvariabler Dauermagnetmaschinen mit dem Kurzschlußstrom als Hauptparameter, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München, Neubiberg 2005
- [29] Jack A., Mecrow B., Weiner C.: Switched Reluctance and Permanent Magnet Motors Suitable for Vehicle Drives - a Comparison, IEE Seminar on Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles, 2000, pp.6/1-6/5
- [30] Jahns, T. M.: Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive, IEEE Trans. on Ind,4/Jpl. , Vol. 23, pp.681-689, July/August 1987,
- [31] Jahns T. M., Soong, W. L.: Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996
- [32] Kadjoudj M. et al.: A Robust Hybrid Current Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 1, March 2004
- [33] Kadota, M.; Lerdudomsak, S.; Doki, S. & Okuma, S.: A Novel Current Control System of IPMSM Operating at High Speed based on Model Predictive Control Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007, 1315-1319
- [34] Kastens, J.: Beobachterstruktur zur Schätzung der Magnettemperatur von Permanentmagnet-Synchronmaschinen, Diplomarbeit am Fachgebiet für Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, August 2007
- [35] Kim, S.M.; Sul S.-K.: Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for flux weakening operation, Industry Applications Conference, 1995, Conference Record of the 1995 IEEE Vol. 1, Issue , 8-12 Oct 1995 Page(s): 216-221
- [36] Lenke, R.U. and De Doncker, R.W. and Mu-Shin Kwak and Tae-Suk Kwon and Seung-Ki Sul: Field Weakening Control of Interior Permanent Magnet Machine using Improved Current Interpolation Technique, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE
- [37] Levi, E.: Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Salient Pole Synchronous Machines, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 1, March 1999

- [38] Levi, E., Levi, V. A.: Impact of Dynamic Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Synchronous Machine Models, *IEEE Transactions on Energy Conversions*, Vol. 15, pages 224-230, June 2002
- [39] Low, T.S., Tseng, K. J., Lee T.H., Lim K.W., Lock K.S. : Strategy for the instantaneous torque control of permanent-magnet brushless dc drives, *IEE Proc. B*, vol. 137, no. 6, pp. 355-363, Nov. 1990
- [40] Luomi, J. et al.: Design and Analysis of Electrical Motors for a Hybrid Electric Vehicle, *Stockholm Power Tech*, Stockholm, Sweden, Vol. *Electrical Machines and Drives*, 18-22 June, 1995
- [41] Mademlis, C., Kioskeridis, I., Margaris, N.: Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 4, December 2004
- [42] Meyer, M., Böcker, J.: Transient Peak Currents in Permanent Magnet Synchronous Motors for Symmetrical Short Circuits., *Int. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Mai 2006, Taormina, Italien.
- [43] Meyer, M.; Böcker, J: Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range. *12th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, August 2006, Portoroz, Slowenien.
- [44] Meyer, M., Grote ,T. , Böcker, J.: Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with Respect to Optimal Efficiency, *12th European Power Electronics and Adjustable Speed Drives Conference*, Aalborg, Denmark, 2007
- [45] Monajemy, R.: Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *Dissertation*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blackburg, Virginia, Oct. 2000
- [46] Morimoto, S. et al: Expansion of operating limits for permanent magnet motor by optimum flux-weakening, *Industry Applications Society Annual Meeting*, 1989
- [47] Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasa, T., Taniguchi, K.: Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 5, September, October 1990
- [48] Oleschuk, V., Blaabjerg, F.: Direct Synchronized PWM Techniques with Linear Control Functions for Adjustable Speed Drives, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2002. *APEC 2002*
- [49] Ovrebo, S., Nilssen R.: Saliency Modeling in Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines, *NORPIE 2004*, Trondheim, Norway
- [50] Pan, Ching-Tsai and Sue, Shinn-Ming: A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives Over Full-Speed Range, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 2005

-
- [51] Petrovic, V. and Stankovic A. M.: Modeling of PM Synchronous Motors for Control and Estimation Tasks, Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, Florida USA, December 2001
- [52] Rahman, M. F.; Zhong, L. and Lim, K. W.: A DSP based instantaneous torque control strategy for interior permanent magnet synchronous motor drive with wide speed range and reduced torque ripples, Industry Applications Conference, 1996, Vol. 1, pp. 518-524
- [53] Rahman, K., Fahimi, B., Suresh, G., Rajarathnam, A. & Ehsani, M.: Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: design and control issues, Industry Applications Conference, 1998., Vol. 1, pp. 327-334
- [54] Rahman, M. F., Zhong, L., and Lim, K. W.: A Direct Torque-Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, November/December 1998
- [55] Rahman, M. F., et al.: Problems Associated with the Direct Torque Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive and Their Remedies, IEEE Transaction in Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004
- [56] Rahman M. F., and Zhong, L.: Comparison of Torque Responses of the Interior Permanent Magnet Motor Under PWM Current and Direct Torque Controls, Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings
- [57] Rahman, M.: Recent Advances of IPM Motor Drives in Power Electronics World, International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS), 2005, Vol. 1, pp. 24-31
- [58] Raulien, O.: Optimierung der Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten durch die Berücksichtigung von Kreuzsättigungseffekten, Diplomarbeit Fachgebiet für Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, Februar 2008
- [59] Sayeef, S. M.: Improved Flux and Torque Estimators for Application in Direct Torque Controlled Synchronous Motors at Very Low Speed, PhD Thesis, School of Electrical Engineering and Telecommunications, University of New South Wales, Australia, 2009
- [60] Schröder, D.: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen, 2., überarbeitete und erweiterte Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001
- [61] Schumacher, W.: Field oriented control in digital implementation, a stable platform for drives in future mechatronic applications, Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03
- [62] Soong W.L. and Ertugrul N.: Field-weakening performance of interior permanent magnet motors, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE

- [63] Staunton, R. H. et al.: PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction Drive Application - Interim Report, prepared by Oak Ridge National Laboratory for the U.S. Department of Energy
- [64] Steimel, A.: Regelungsverfahren für Traktionsumrichterantriebe - ein Überblick, Konferenz "Moderne Leistungshalbleiter und Leistungselektroniksysteme in der Bahntechnik", Haus der Technik e. V. Essen, Aachen 23. - 24. 02. 1999
- [65] Stumberger, B. et al.: Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, No. 5, September, October 2003
- [66] Takahashi, I. and Noguchi, T.: A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, September / October 1986
- [67] Uddin M.N., Radwan T.S. and Rahman M.A.: Performance of interior permanent magnet motor drive over wide speed range, Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99
- [68] Vas, P.: Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998
- [69] Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik, 5. überarbeitete und erweiterte Auflage, 2007
- [70] Wallmark, O.: On Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Hybrid Electric Vehicle Applications, PhD Thesis, Department of Electric Power Engineering Chalmers University of Technology, Goeteborg, Sweden, 2004
- [71] Wiesing, J.: Betrieb der feldorientiert geregelten Asynchronmaschine im Bereich oberhalb der Nenndrehzahl, Diss. Universität-Gesamthochschule Paderborn 1995
- [72] Yamakawa, T. et al: A New Flux Weakening Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Railway Vehicle Traction EPE 2005 - Dresden, 2005
- [73] Zordan, M., Vas, P., Bolognani, S., Rashed, M. , Zigliotto, M.: Field-weakening in high-performance PMSM drives: a comparative analysis, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, 2000, 3, 1718-1724 vol.3

Anhang A Zeitdiskrete Maschinenmodellierung

Zu den Abtastpunkten k der zeitdiskret arbeitenden Regelung liegen Messwerte von Statorströmen $i_{\alpha\beta}[k]$ und Rotorwinkel $\varepsilon_{RS}[k]$ vor. Jedem Abtastpunkt lässt sich darüber hinaus bei gegebenen Statorströmen und Rotorwinkel eindeutig ein Statorflussvektor $\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k]$ zuordnen. Die Statorspannungen werden hingegen nicht Abtastpunkten sondern den zwischen den Abtastpunkten liegenden Abtastintervallen zugeordnet. So ist unter $\underline{u}_{\alpha\beta}[k]$ die mittlere Spannung während des Abtastintervalls k zu verstehen, das durch die Abtastpunkte k und $k+1$ begrenzt ist. Bild A.1 zeigt die Zuordnung der zeitdiskreten Größen zu Abtastpunkten und Abtastintervallen.

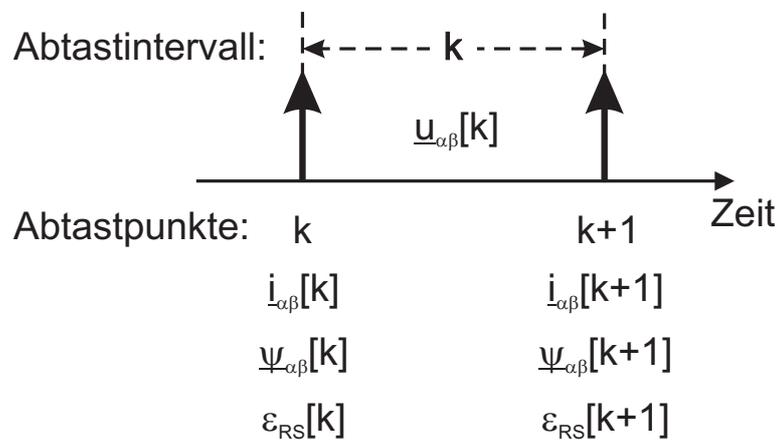


Bild A.1: Zuordnung zeitdiskreter Größen zu Zeitpunkten und Zeitintervallen

Das Diskretisierungsverfahren nach Euler 1. Ordnung angewandt auf Gl. (3.2) führt zu der zeitdiskreten Spannungsgleichung (A.1) in statorfesten Koordinaten.

$$\underline{u}_{\alpha\beta}[k] = R_S i_{\alpha\beta}[k] + \frac{1}{T_a} (\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k+1] - \underline{\psi}_{\alpha\beta}[k]) \quad (\text{A.1})$$

Gl. (A.1) lässt sich physikalisch so deuten, dass die Statorspannungszeitfläche $\underline{u}_{\alpha\beta}[k]T_a$ korrigiert um die Zeitfläche der ohmschen Spannungsabfälle $R_S \dot{i}_{\alpha\beta}[k]T_a$ der Änderung des Statorflussvektors $\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k+1] - \underline{\psi}_{\alpha\beta}[k]$ entspricht. Der Diskretisierungsfehler wird Null, wenn $\underline{u}_{\alpha\beta}[k]$ und $R_S \dot{i}_{\alpha\beta}[k]$ den Mittelwerten von Statorspannungen und ohmschen Spannungsabfällen während des Intervalls k entsprechen.

Während $\underline{u}_{\alpha\beta}[k]$ von der PWM im Mittel während des Intervalls k gestellt wird, beschreibt $R_S \dot{i}_{\alpha\beta}[k]$ die ohmschen Spannungsabfälle zum Abtastpunkt k . Diese stimmen im stationären Betrieb mit Drehzahl ungleich Null aber nicht mit den mittleren ohmschen Spannungsabfällen im Abtastintervall k überein, denn der Statorstromvektor $\dot{i}_{\alpha\beta}$ rotiert im stationären Betrieb mit der elektrischen Kreisfrequenz ω_{RS} und überstreicht nach Gl. (6.10) im Abtastintervall k den elektrischen Rotorwinkel $\Delta\varepsilon_{RS}[k]$. Das heißt, dass Gl. (A.1) bzgl. der ohmschen Spannungsabfälle einen systematischen Fehler aufweist. Um die ohmschen Spannungsabfälle im stationären Betrieb korrekt zu berücksichtigen, muss der Statorstromzeiger $\dot{i}_{\alpha\beta}[k]$ in Gl. (A.1), der den Strom zum Abtastpunkt k angibt, durch den mittleren Statorstromzeiger $\bar{\dot{i}}_{\alpha\beta}[k]$ während des Abtastintervalls k ersetzt werden. Im stationären Betrieb besteht hier folgender Zusammenhang:

$$\bar{\dot{i}}_{\alpha\beta}[k] = \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k]/2)\dot{i}_{\alpha\beta}[k] \quad (\text{A.2})$$

Für die feldorientierte Regelung wird Gl. (A.1) in das rotorfeste d -, q -Koordinatensystem transformiert, wobei zur Vermeidung systematischer Modellierungsfehler im stationären Betrieb der Strom $\dot{i}_{\alpha\beta}[k]$ zum Abtastzeitpunkt k durch den mittleren Strom $\bar{\dot{i}}_{\alpha\beta}[k]$ während des Abtastintervalls k zu ersetzen ist. Bei der Park-Transformation ist zu beachten, dass bei einer Drehzahl ungleich Null die Orientierung des d -, q -Koordinatensystems zum Zeitpunkt $k+1$ nicht mit der Orientierung zum Zeitpunkt k übereinstimmt. Der Rotorwinkel überstreicht während des Abtastintervalls k den Differenzwinkel $\Delta\varepsilon_{RS}[k]$. Bild A.2 illustriert exemplarisch die Orientierung des d -, q -Koordinatensystems und des Stromzeigers an zwei aufeinander folgenden Abtastzeitpunkten k und $k+1$. Darüber hinaus ist der mittlere Stromzeiger $\bar{\dot{i}}_k[k]$ im Abtastintervall k dargestellt.

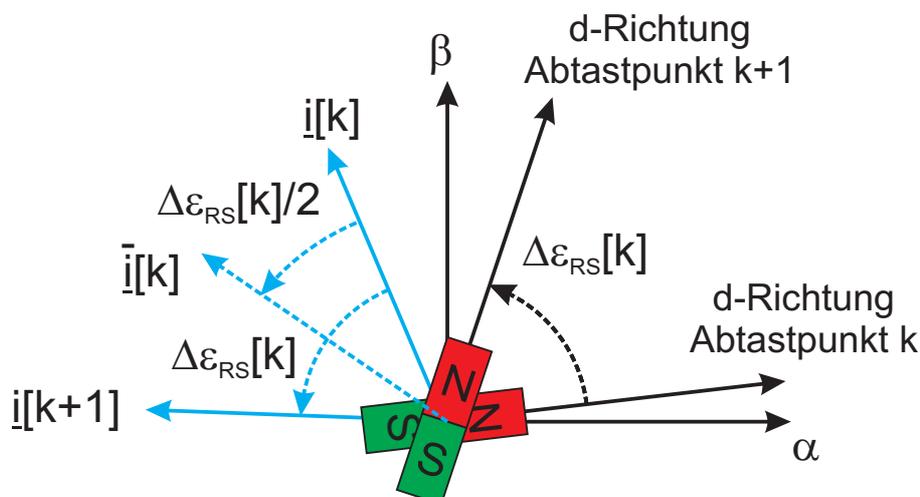


Bild A.2: Rotorwinkel und Stromzeiger zu den Abtastpunkten k und $k+1$ sowie mittlerer Stromzeiger im Abtastintervall k

Bei der Park-Transformation der korrigierten Gl. (A.1) ins rotorfixe Koordinatensystem werden folgende Zusammenhänge verwendet:

$$\dot{i}_{\alpha\beta}[k] = (\underline{Q}(\varepsilon_{RS}[k]))^{-1} \dot{i}_{dq}[k] \quad (\text{A.3 a})$$

$$\underline{u}_{\alpha\beta}[k] = (\underline{Q}(\varepsilon_{RS}[k]))^{-1} \underline{u}_{dq}[k] \quad (\text{A.3 b})$$

$$\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k] = (\underline{Q}(\varepsilon_{RS}[k]))^{-1} \underline{\psi}_{dq}[k] \quad (\text{A.3 c})$$

$$\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k+1] = (\underline{Q}(\varepsilon_{RS}[k+1]))^{-1} \underline{\psi}_{dq}[k+1] \quad (\text{A.3 d})$$

und es resultiert folgende zeitdiskrete Gleichung in d -, q -Koordinaten:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{dq}[k+1] &= \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{\psi}_{dq}[k] + T_a \underline{u}_{dq}[k] - T_a R_S \dot{i}_{dq}[k]) \\ &= \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{\psi}_{dq}[k] + T_a \underline{u}_{dq}[k]) - \underline{Q}\left(\frac{\Delta\varepsilon_{RS}[k]}{2}\right) T_a R_S \dot{i}_{dq}[k] \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Der numerische Aufwand zur korrekten Berücksichtigung der ohmschen Spannungsabfälle $R_S \dot{i}_{dq}[k]$ ist signifikant. Eine zusätzliche Drehtransformation für den Stromvektor mit dem Winkel $\Delta\varepsilon_{RS}[k]/2$ ist erforderlich.

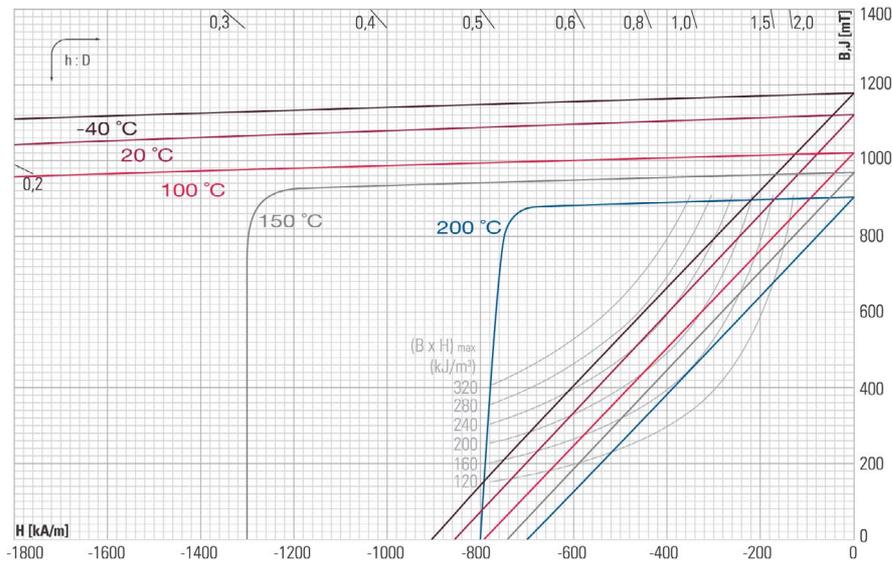
Da der während eines Abtastintervalls überstrichene Winkel $\Delta\varepsilon_{RS}[k]$ proportional zur Drehzahl ist, wirkt sich diese Drehtransformation erst im oberen Drehzahlbereich merklich aus. Hier sind die ohmschen Spannungsabfälle gegenüber den rotatorisch induzierten Spannungen jedoch vernachlässigbar klein, so dass eine Fehlorientierung bei der Berücksichtigung der ohmschen Spannungsabfälle kaum ins Gewicht fällt. In Gl. (A.5) wird die Vordrehung der ohmschen Spannungsabfälle um $(\Delta\varepsilon_{RS}[k])/2$ vernachlässigt. Sie stellt eine gute Näherung dar, und geht mit deutlich weniger numerischem Aufwand einher als Gl. (A.4).

$$\underline{\psi}_{d,q}[k+1] = \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k])(\underline{\psi}_{d,q}[k] + T_a \underline{u}_{d,q}[k]) - T_a R_S \dot{i}_{d,q}[k] \quad (\text{A.5})$$

Gl. (A.5) entspricht Gl. (6.10) und liegt dem in Kap. 6.4 beschriebenen Stromreglerentwurf zu Grunde.

Anhang B Datenblatt PM-Material

SELTENERDMAGNETE
NdFeB* 210/250 h
 anisotrop



WERKSTOFFDATEN

Magnetische Werte nach DIN IEC 60404-8-1

		ϕ		
		20 °C	150 °C	
Energieprodukt (B·H) _{max}	typ.	kJ/m ³	240	190
	min.	kJ/m ³	210	160
Remanenz B _r	typ.	mT	1110	980
	min.	mT	1050	940
Revers. Temp.-Koeff. von B _r	ca. ¹⁾	%/K	-0,08	
Koerzitivfeldstärke H _C	H _{C(B)} typ.	kA/m	860	750
	H _{C(B)} min.	kA/m	800	690
	H _{C(J)} typ.	kA/m	2800	1300
	H _{C(J)} min.	kA/m	2500	1050
Revers. Temp.-Koeff. von H _{C(J)}	ca. ²⁾	%/K	-0,5	
Relative permanente Permeabilität μ _{rec}	ca.		1,1	
Curie-Temperatur	ca.	°C	350	
Max. Betriebstemperatur	ca.	°C	220	
Magnetisierungsfeldstärke	min.	kA/m	-2000	

Mechanische Werte

		ϕ	
		20 °C	150 °C
Dichte	ca.	g/cm ³	7,6
Härte Vickers		HV	560-580
Elastizitätsmodul	ca.	10 ⁹ N/mm ²	150
Druckfestigkeit	ca.	N/mm ²	1000
Biegefestigkeit	ca.	N/mm ²	250
Längenausdehn.-Koeffizient	q. V. ³⁾	ca.	-1
	i. V. ⁴⁾		5
Spez. elektr. Widerstand	ca.	10 ⁻⁶ Ωm	1,6
Spez. Wärmekapazität	ca.	J/(kg·K)	440
Wärmeleitfähigkeit	ca.	W/mK	8

¹⁾ Im Temperaturbereich von 20 °C bis 100 °C.
²⁾ Zu höheren Temperaturen wird der Temperaturkoeffizient betragsmäßig kleiner.
³⁾ q. V. = quer zur Vorzugsrichtung.
⁴⁾ i. V. = in Vorzugsrichtung.
 * Lizenzgeber NEDMAX Co. Ltd.

Bild B.1: Datenblatt des verwendeten Permanentmagnetmaterials

Anhang C Vorsteuerung von Kreuzsättigungseffekten

Die Statorspannungsgleichung in zeitkontinuierlicher Form ist gegeben durch:

$$\underline{u}_{dq} - \underline{u}_{ind, rot, dq} = R_S \dot{i}_{dq} + \dot{\underline{\Psi}}_{dq} \quad (C.1)$$

Geht man wie in Gl. (3.18) davon aus, dass der Flusszeiger eine Funktion des Stromzeigers ist, so kann unter Verwendung von Gl. (3.19) folgende Linearisierung im Arbeitspunkt i_{dq} vorgenommen werden:

$$\dot{\underline{\Psi}}_{dq} = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd, diff} & L_{dq, diff} \\ L_{qd, diff} & L_{qq, diff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

Die differentielle Induktivitätsmatrix kann in einen Diagonal- und einen Nebendiagonalteil zerlegt werden. Der Diagonalanteil enthält die Selbstinduktivitäten und der Nebendiagonalanteil die Kreuzkoppelinduktivitäten. Die auf die dynamische Kreuzkopplung zurückgehenden Spannungen sind hierbei durch Gl. (C.3) gegeben.

$$\underline{u}_{dq, vor, KK} = \begin{bmatrix} u_{d, vor, KK} \\ u_{q, vor, KK} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L_{dq, diff} \\ L_{qd, diff} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

Für eine Kompensation der Kreuzkoppelanteile muss der Spannungsvektor $\underline{u}_{dq, vor, KK}$ am Reglerausgang vorgesteuert werden. Die hierzu notwendige Ableitung des Stromzeigers \dot{i}_{dq} lässt sich bei einer zeitdiskret arbeitenden Regelung mit der Abtastzeit T_a durch Umstellung von Gl. (6.12) modellieren. Für die zeitdiskrete Ableitung des Stromzeigers resultiert Gl. (C.4). Werden die stromabhängigen Kreuzkoppelinduktivitäten aus Gl. (C.3) in Kennfeldern vorgehalten, so lassen sich auf Basis von Gl. (C.3) und Gl. (C.4) die dynamischen Kreuzsättigungseffekte vorsteuern.

$$\frac{i_{dq}[k+1] - i_{dq}[k]}{T_a} = -\underline{L}_{dq}^{-1} R_S i_{dq}[k] + \underline{L}_{dq}^{-1} \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k]) \underline{u}_{dq}[k] - \underline{L}_{dq}^{-1} \underline{Q}(\Delta\varepsilon_{RS}[k]) \underline{u}_{ind, rot, dq}[k] \quad (\text{C.4})$$

Anhang D Zeitdiskretes Streckenmodell

Bild D.1 zeigt die Lage der Eigenwerte der Systemmatrix \underline{A} aus Gl. (6.3) des zeitkontinuierlichen Systems für Drehzahlen vom Stillstand bis zur maximalen Drehzahl von 6000 min^{-1} . Weiterhin ist der zulässige Bereich für die Eigenwerte dargestellt, in dem alle Eigenwerte des zeitkontinuierlichen Systems liegen müssen, damit eine Diskretisierung mit dem Euler-Verfahren 1. Ordnung bei einer Abtastzeit $T_a = 100 \mu\text{s}$ zu einem stabilen zeitdiskreten Modell führt.

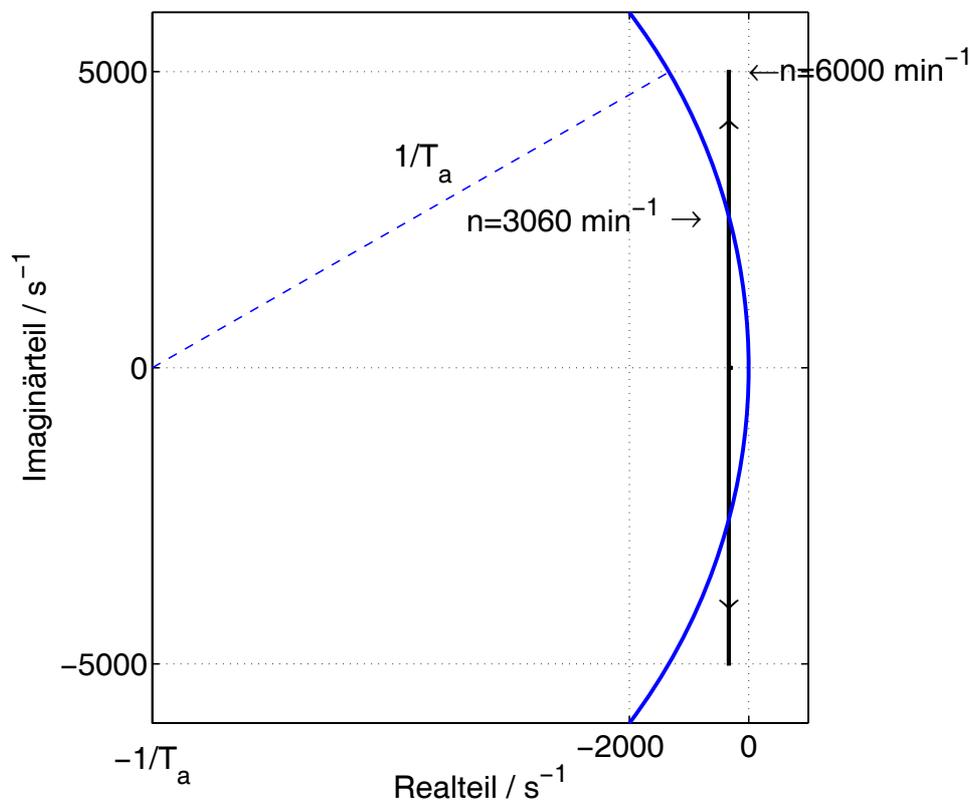


Bild D.1: Drehzahlabhängige Lage der Eigenwerte des zeitkontinuierlichen Systems

Die beiden Eigenwerte s_1 und s_2 der Systemmatrix \underline{A} sind gegeben durch:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{-R_S(L_d + L_q)}{2L_dL_q} + \frac{\sqrt{R_S^2L_q^2 - 2R_S^2L_dL_q + L_d^2R_S^2 - 4L_d^2L_q^2\omega_{kS}^2}}{2L_dL_q} \\ s_2 &= \frac{-R_S(L_d + L_q)}{2L_dL_q} - \frac{\sqrt{R_S^2L_q^2 - 2R_S^2L_dL_q + L_d^2R_S^2 - 4L_d^2L_q^2\omega_{kS}^2}}{2L_dL_q} \end{aligned} \quad (\text{D.1})$$

Bild D.2 bis Bild D.4 zeigen Simulationsrechnungen, in denen das zeitkontinuierlich simulierte Maschinenmodell mit den beiden zeitdiskreten Maschinenmodellen „disc1“ und „disc2“ verglichen wird. Das Modell „disc1“ geht auf die Diskretisierung des durch die Gleichungen (6.2) bzw. (6.3) gegebenen, zeitkontinuierlichen, rotororientierten Maschinenmodells mit dem in Gl. (6.6) beschriebenen Diskretisierungsverfahren nach Euler 1. Ordnung zurück. Das Modell „disc2“ ist das durch Gl. (6.11) gegebene Modell, bei dessen Herleitung zunächst das durch Gl. (3.2) gegebene, zeitkontinuierliche, statororientierte Maschinenmodell diskretisiert und erst in einem zweiten Schritt das zeitdiskret vorliegende Modell ins rotorfeste Koordinatensystem transformiert wird.

Die Maschinenmodelle werden in den Simulationsrechnungen bei unterschiedlichen Drehzahlen mit sprungförmigen Änderungen der Spannungskomponenten u_d und u_q beaufschlagt. Den in Bild D.2 dargestellten Simulationsrechnungen liegt eine Drehzahl von 1000 min^{-1} zu Grunde. Es zeigt sich, dass im unteren Drehzahlbereich beide zeitdiskreten Maschinenmodelle das zeitkontinuierliche System relativ genau abbilden. Mit steigender Drehzahl verschlechtert sich allerdings die Genauigkeit des zeitdiskreten Modells „disc1“ erheblich. Aus Bild D.1 geht hervor, dass die Stabilitätsgrenze dieses Modells bei eine Drehzahl von ca. 3060 min^{-1} erreicht wird, was durch die in Bild D.3 dargestellte Simulationsrechnungen bei dieser Drehzahl bestätigt wird. Das durch Gl. (6.11) gegebene zeitdiskrete Modell „disc2“ beschreibt das System bis zur maximalen Drehzahl von 6000 min^{-1} hinreichend genau, was durch die in Bild D.4 dargestellten Simulationsrechnungen bestätigt wird.

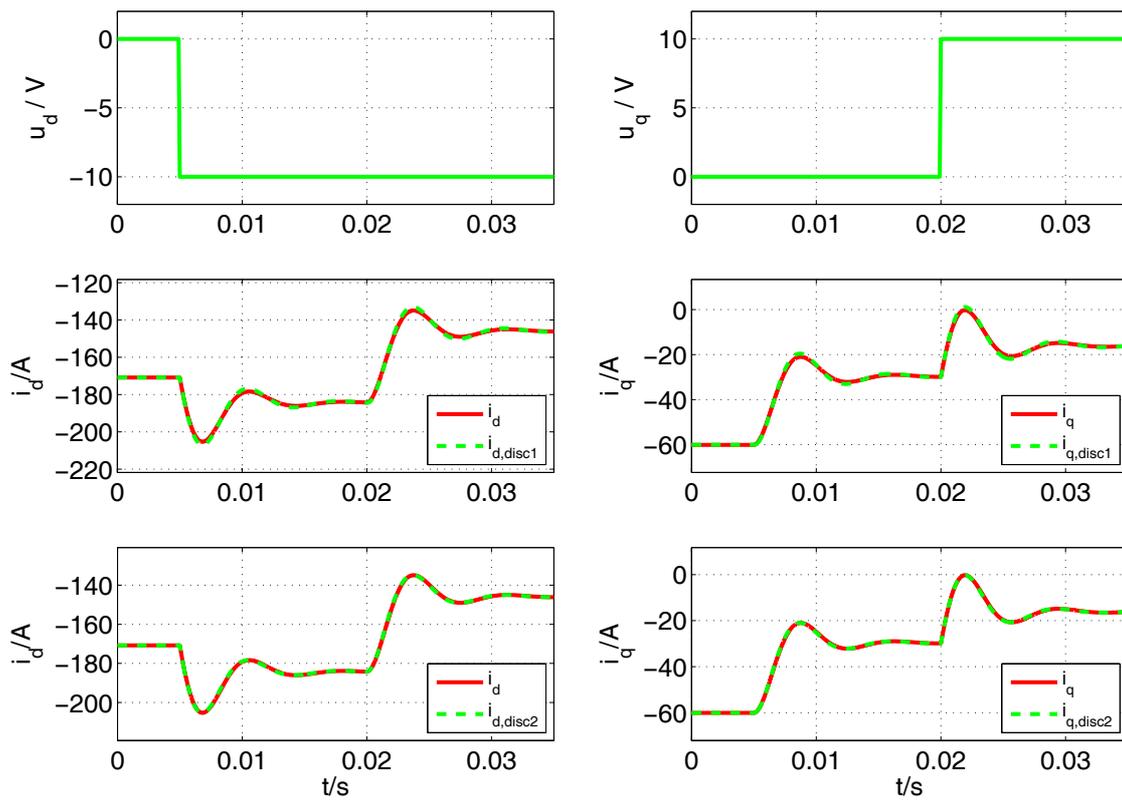


Bild D.2: Simulationsrechnungen bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1}

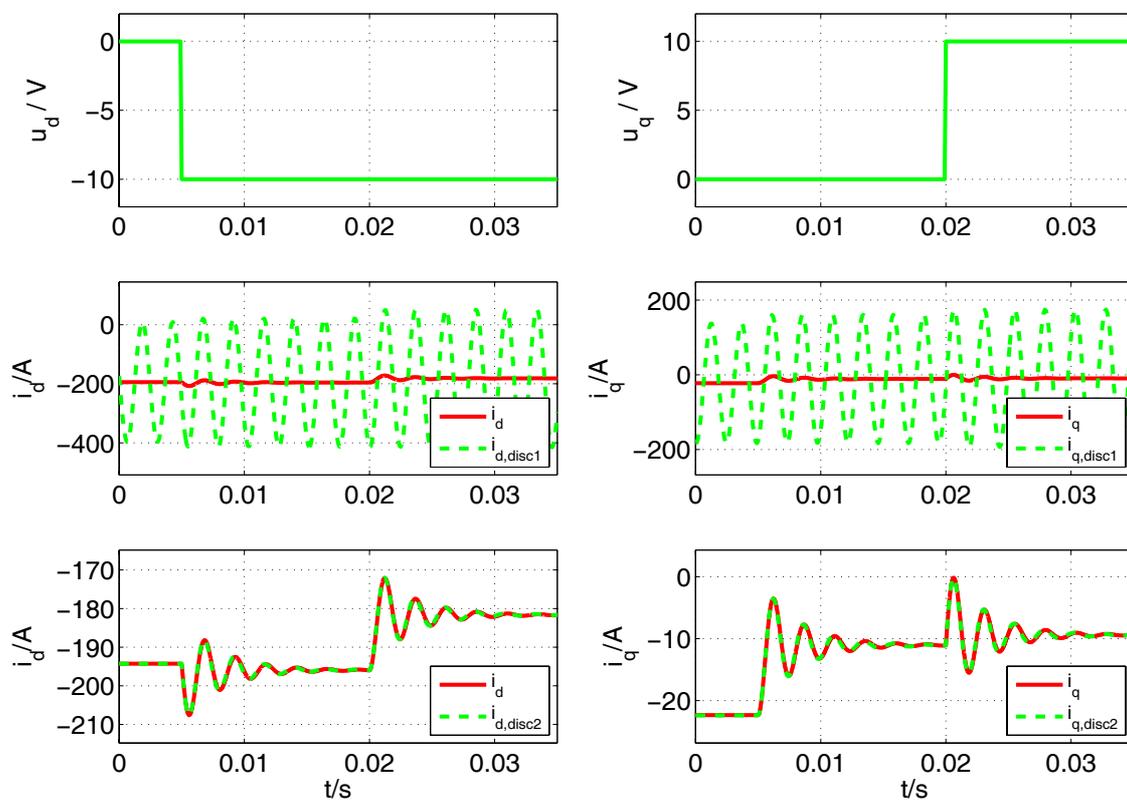


Bild D.3: Simulationsrechnungen bei einer Drehzahl von 3060 min^{-1}

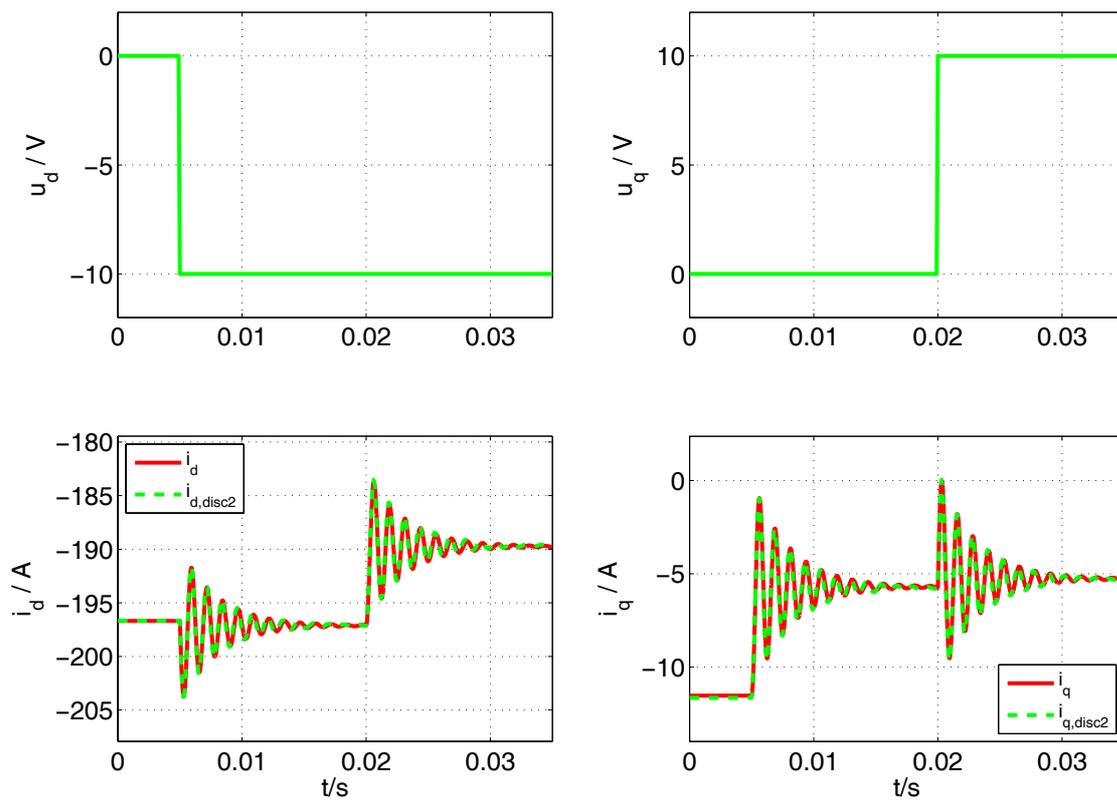


Bild D.4: Simulationsrechnungen bei der maximalen Drehzahl von 6000 min^{-1}

Anhang E DTC-Schalttabelle

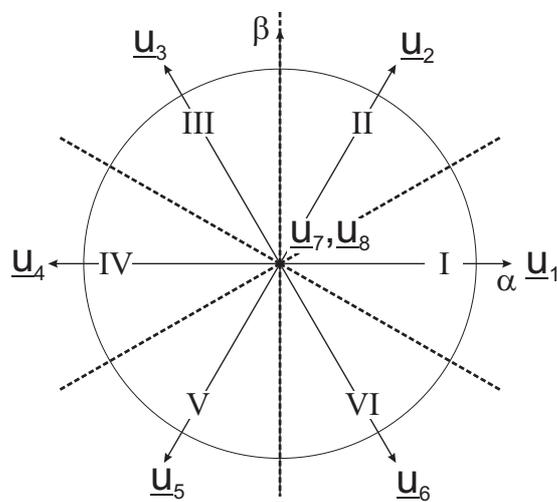


Bild E.1: Elementare Spannungszeiger und Sektoren für die DTC

		$T > 0$	$T < 0$
Sektor I	$ \dot{\Psi} > 0$	u_2	u_6
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_3	u_5
Sektor II	$ \dot{\Psi} > 0$	u_3	u_1
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_4	u_6
Sektor III	$ \dot{\Psi} > 0$	u_4	u_2
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_5	u_1
Sektor IV	$ \dot{\Psi} > 0$	u_5	u_3
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_6	u_2
Sektor V	$ \dot{\Psi} > 0$	u_6	u_4
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_1	u_3
Sektor VI	$ \dot{\Psi} > 0$	u_1	u_5
	$ \dot{\Psi} < 0$	u_2	u_4

Tabelle E.1 DTC-Schalttabelle ohne Verwendung von Nullzeigern

		$\dot{T} > 0$	$\dot{T} < 0$ für $\omega_{RS} < 0$, $ \dot{\Psi} \approx 0$
Sektor I	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_2	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_3	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
Sektor II	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_3	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_4	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
Sektor III	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_4	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_5	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
Sektor IV	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_5	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_6	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
Sektor V	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_6	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_1	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
Sektor VI	$ \dot{\Psi} > 0$	\underline{u}_1	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$
	$ \dot{\Psi} < 0$	\underline{u}_2	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$

Tabelle E.2 DTC-Schalttable unter Verwendung von Nullzeigern für $n_{mech} > 0$

		$\dot{T} > 0$ für $\omega_{RS} < 0$ $ \dot{\Psi} \approx 0$	$\dot{T} < 0$
Sektor I	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_6
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_5
Sektor II	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_1
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_6
Sektor III	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_2
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_1
Sektor IV	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_3
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_2
Sektor V	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_4
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_3
Sektor VI	$ \dot{\Psi} > 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_5
	$ \dot{\Psi} < 0$	$\underline{u}_7, \underline{u}_8$	\underline{u}_4

Tabelle E.3 DTC-Schalttable unter Verwendung von Nullzeigern für $n_{mech} < 0$