

**Ermittlung der Rotortemperatur einer Synchronmaschine
mit eingebetteten Permanentmagneten für einen
automobilen Traktionsantrieb mittels Beobachter
basierend auf elektrischen Größen**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zu Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation
von

Dipl.-Ing. Andreas Specht

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Zweiter Gutachter: Prof. Dr. Ing. Dieter Gerling

Tag der mündlichen Prüfung: 07.11.2014

Paderborn 2014

Diss. EIM-E/306

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand zu weiten Teilen während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet „Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik“ (LEA) an der Universität Paderborn.

Auch wenn dieser Abschnitt meines Arbeitslebens nun schon beinahe zwei Jahre zurückliegt, denke ich während der abschließenden Arbeiten an diesem Manuskript gerne an diese Zeit zurück. Rückblickend erst wird mir dabei klar, dass die Entstehung einer solchen Arbeit nicht ausschließlich von den eigenen Fähigkeiten abhängt, sondern auch vom Umfeld, ohne dessen vielfältige Unterstützung es zumindest mir nicht möglich gewesen wäre, meine Arbeit abzuschließen. Daher ist es mir ein Anliegen, mich an dieser Stelle zu bedanken.

Den ehemaligen Kollegen vom LEA möchte ich danken, standen sie mir doch in allen Phasen der Arbeit mit Rat und Tat zur Seite. Besonders hervorheben möchte ich Herrn Tobias Huber, Herrn Wilhelm Peters und Herrn Oliver Wallscheid, die mich bei meinen Prüfstandsarbeiten sehr unterstützten und darüber hinaus auch als wertvolle Diskussionspartner für meine Arbeiten zur Verfügung standen. Meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker möchte ich für fortwährende Unterstützung bei und Vertrauen in mein Vorhaben danken. Dies gilt um so mehr, als da es auch Zeiten gab, in denen kein nennenswerter Fortschritt zu verzeichnen war und ich selbst an einem erfolgreichen Abschluss zu zweifeln anfang.

Einen nicht zu unterschätzenden Anteil am Gelingen dieser Arbeit habe ich meiner Frau zu verdanken, die in den letzten zwei Jahren vielfältige Aufgaben und Verpflichtungen von mir übernahm und somit die Freiräume schaffte, in denen ich meine Arbeit abschließen konnte.

Andreas Specht
Paderborn, im Dezember 2014

Abstract

Main requirements on an electrical traction drive in passenger cars are a high efficiency, a high power density with respect to size as well as to weight and a high robustness. Synchronous machines with interior permanent magnets made of neodymium-iron-boron fulfill all these criteria and consequently they are applied oftentimes especially in hybrid electrical vehicles. Due to their brushless technology their robustness is mainly limited by the temperature resistance capacity of the windings and the magnets. Especially the temperature of the permanent magnets, which equates approximately to the rotor temperature, has to be considered as critical, as over temperature of the magnets may lead to permanent failure of the machine. In addition the characteristics of the machine with respect to the generated torque varies with the permanent magnet temperature, requiring the operating point control to consider the temperature in order to ensure a precise torque generation over the whole operating range of the drive. Knowledge of the permanent magnet temperature is therefore essential to availability and accuracy of the drive.

This work deals with design and dimensioning of an observer for the temperature of the permanent magnets located on the rotor. This observer is based mainly on electrical measures as well as on the speed of the machine. On the one hand it is characterized by a time discretization scheme, which is numerically stable in the whole speed range of the machine. On the other hand it is able to handle saturation effects which often can be found in highly utilized machines. For this purpose characteristic curves are applied inside the observer, which are derived previously by a machine characterization measurement being introduced shortly in this work.

Furthermore, during the development of the observer a method for measuring the voltage on the terminals of the machine based on $\Delta\Sigma$ modulation has been developed and used for operating the observer. In comparison to an also developed model based approach this method turns out to yield good results, yet being faster and more flexible to be put into use.

Kurzfassung

Wesentliche Anforderungen an elektrische Traktionsantriebe in Personenkraftfahrzeugen sind ein hoher Wirkungsgrad, eine hohe Leistungsdichte sowohl bezüglich Bauraum als auch Gewicht und eine hohe Robustheit. Synchronmaschinen mit eingebetteten Permanentmagneten aus Neodym-Eisen-Bor erfüllen alle diese Kriterien und werden folglich speziell bei Hybridfahrzeugen sehr häufig eingesetzt. Aufgrund der bürstenlosen Technologie wird ihre Robustheit nur durch die Temperaturtragfähigkeit der Wicklungen und der Magnete begrenzt. Speziell die Magnettemperatur, die in erster Näherung der Rotortemperatur entspricht, ist hier als kritisch zu bewerten, da Übertemperatur in den Magneten zu einem Ausfall der Maschine führen kann. Darüber hinaus ändert sich mit der Permanentmagnettemperatur auch die Drehmomentcharakteristik der Maschine, sodass eine Arbeitspunktsteuerung die Temperatur berücksichtigen muss, wenn der Antrieb Drehmomentvorgaben über den gesamten Betriebsbereich präzise umsetzen soll. Die Kenntnis der Permanentmagnettemperatur ist daher wesentlich für die Verfügbarkeit und Genauigkeit des Antriebs.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Auslegung eines Beobachters für die Temperatur der im Rotor befindlichen Magnete, der im Wesentlichen auf elektrischen Größen sowie der Drehzahl der Maschine basiert. Der Beobachter zeichnet sich zum einen durch ein Zeitdiskretisierungsverfahren aus, das über den gesamten Drehzahlbereich numerisch stabil ist. Zum anderen ist der Beobachter in der Lage mit der typischerweise bei hoch ausgenutzten elektrischen Antrieben vorkommenden Sättigung umzugehen. Für diesen Zweck werden im Beobachter Kennfelder eingesetzt, die zuvor durch eine Vermessung der Maschine ermittelt werden. Das Vermessungsverfahren wird kurz vorgestellt.

Weiterhin wurde im Laufe der Arbeit ein Verfahren zur Ermittlung der Klemmenspannungen der Maschine basierend auf $\Delta\Sigma$ -Modulatoren entwickelt und für den Beobachter eingesetzt. Im Vergleich zu einem ebenfalls hergeleiteten modellbasierten Ansatz erweist sich das Verfahren als ebenbürtig, ist jedoch allgemeiner einsetzbar und schneller in Betrieb zu nehmen.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Abkürzungsverzeichnis	xi
1 Einführung	1
2 Permanentmagnete	7
2.1 Grundlagen des Magnetismus	7
2.1.1 Quantenmechanische Herleitung der magnetischen Polarisationsmechanismen	9
2.1.2 Magnetische Klassifizierung von Materialien	11
2.1.3 Domänen	14
2.1.4 Temperaturverhalten	15
2.1.5 Charakteristische Kenngrößen von Magnetmaterialien	17
2.2 Neodym-Eisen-Bor als Permanentmagnetmaterial	20
2.3 Fazit	23
3 Modell der permanent erregten Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten	25
3.1 Zeitkontinuierliches Modell der IPMSM	26
3.1.1 Beschreibung der Maschine in statorfesten Koordinaten	27
3.1.2 Beschreibung der Maschine in rotorfesten Koordinaten	28
3.1.3 Sättigung	29
3.1.4 Drehzahlabhängigkeiten	32
3.2 Zeitdiskretes Modell der IPMSM	33
3.3 Parametrierung des Modells der IPMSM	38
4 Rotortemperatur-Beobachter	41
4.1 Aufbau des Beobachters	41
4.2 Übertragungsfunktion des Beobachters ohne Berücksichtigung von Sättigung	43
4.3 Abschätzung des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit von Drehzahl und Sättigung	46
4.4 Empfindlichkeitsanalyse	49
4.5 Anforderungen an die Maschine	51

4.6	Verhalten des Beobachters am Prüfstand	54
4.6.1	Abhängigkeit von Drehzahl und Sättigung	54
4.6.2	Messtechnische Empfindlichkeitsanalyse	55
4.6.3	Abhängigkeit der stationären Genauigkeit von der Rotorlage	61
4.7	Zusammenfassung	63
5	Ermittlung der Klemmenspannung	65
5.1	Spannungsrekonstruktion mittels Wechselrichtermodell	66
5.1.1	Nominalverhalten des Wechselrichters	66
5.1.2	Spannungsabfälle aufgrund des Schaltverhaltens	68
5.1.3	Spannungsabfälle aufgrund des Durchlassverhaltens	71
5.1.4	Weitere Ursachen für Spannungsabweichungen	71
5.1.5	Resultierendes Gesamtmodell	72
5.1.6	Nullpunktverschiebung durch den Wechselrichter	72
5.1.7	Parameteridentifikation	73
5.2	Spannungsmessung mittels $\Delta\Sigma$ -basierter A/D-Wandlung	80
5.2.1	Grundlegende Zusammenhänge der Analog-Digital-Umsetzung	80
5.2.2	$\Delta\Sigma$ -basierte Messeinrichtung	84
5.3	Vergleich der Methoden	89
5.3.1	Fazit	97
6	Fazit und Ausblick	103
A	Anhang	107
A.1	Zeitdiskrete Übertragungsfunktion des Beobachters unter Verwendung von konstanten Induktivitäten	107
A.2	Verwendeter Prüfstand	108
A.2.1	Gesamtaufbau	108
A.2.2	DC-Spannungseinspeisung	109
A.2.3	Wechselrichter	110
A.2.4	Maschinen	111
A.2.5	Rapid Control Prototyping System (RCP)	114
A.3	Kalibrierung des Rotorlagegebers	114
A.4	$\Delta\Sigma$ -basierte Messeinrichtung	116
	Literaturverzeichnis	121

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen

ADU	Analog-Digital-Umsetzer bzw. -Umsetzung
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ASM	Asynchronmaschine
EMK	‘ <i>Elektromotorische Kraft</i> ’: Historisch gewachsene Bezeichnung für die induzierte Spannung des Motors
IPMSM	I nterior P ermanent M agnet S ynchronous M achine
LPTN	L umped P arameter T hermal N etwork
MTPC	M aximum T orque P er C urrent
MTPF	M aximum T orque P er F lux
RCP	R apid C ontrol P rototyping

Formelzeichen

$a \in [-1..1]$	Normierte Sollspannung
a_{eff}	Effektive normierte Spannung unter Berücksichtigung von Wechselsperzeiten und des Schaltverhaltens realer Halbleiter
\underline{B}	Vektorielle magnetische Flussdichte
d	Tastgrad innerhalb einer PWM-Periode
\underline{D}	Vektorielle Verschiebungsstromdichte
\underline{E}	Vektorielle elektrische Feldstärke
e_q	Quantisierungsfehler (meist in Verbindung mit einer Analog-Digital-Umsetzung)
$\mathbf{f}()$	Generische, algebraische Funktion; wird verwendet um die analytisch schlecht zu beschreibende Beziehung zwischen Strom und Fluss in der Maschine zu formulieren
\underline{H}	Vektorielle, magnetische Feldstärke
$\Delta \dot{i}_{dq}$	Abweichung zwischen gemessenem Strom und beobachtetem Strom

$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	Vertauschungsmatrix, stellt das matrixförmige Pendant zur komplexen Einheit \mathbf{j} dar
\underline{J}	Vektorielle, magnetische Polarisierung
k_{B_r}	Linearer Temperaturkoeffizient der magn. Flussdichte eines Magnetmaterials
K_v	Proportionalitätsfaktor im Zusammenhang mit der Clarke-Transformation
L_d, L_q	Induktivität in d - und q -Richtung
$\underline{\dot{L}}$	Induktivitätsmatrix unter Berücksichtigung von Sättigung
$\dot{L}_{\text{diff}, xy}$	Differentielle Induktivität in x -Richtung in Abhängigkeit vom Strom in y -Richtung
n	Mechanische Drehzahl der Maschine in min^{-1}
p	Polpaarzahl einer elektrischen Maschine
$\mathcal{R}(\varphi)$	Rotationsmatrix: Rotiert einen Vektor um den Winkel φ
R_s	Elektrischer Widerstand der Statorwicklungen einer elektrischen Maschine ('Statorwiderstand')
$\mathbf{s} = \mathbf{j}\omega$	Laplace Operator
$s \in [-1, 0, +1]$	Nominale Schaltfunktion, mit der der Wechselrichter angesteuert wird
\underline{S}	Vektorielle, leitungsgebundene Stromdichte
T_d	Wechselsperrzeit des Wechselrichters
T_a	Zykluszeit eines abtastenden Systems
T_C	Curie-Temperatur (Material-Konstante)
T_N	Néel-Temperatur (Material-Konstante)
$U_{w,i}$	Sollspannung am Ausgang der Stromregelung
$\underline{\mu}_r$	Relative Permeabilität
$\tau_{d/q}$	Elektrische Zeitkonstante des Motor in d - bzw. in q -Richtung
τ_{RTO}	Approximierte Zeitkonstante des Beobachters
φ	Rotorlagewinkel: Entspricht der Magnetisierung des Rotorflusses einer elektrischen Synchronmaschine
$\Delta\varphi$	Winkeländerung des Rotors innerhalb einer Abtastperiode im laufenden Betrieb
χ_{mP}	Paramagnetische Suszeptibilität

$\underline{\chi}_m$	Magnetische Suszeptibilität
ψ	Verketteter Fluss der Maschine; Unterscheidung nach Rotor- und Statorfluss
$\Delta\psi_p$	Temperaturabhängige Differenz des Permanentmagnetflusses zum nominalen Permanentmagnetfluss bei einer Referenztemperatur
ψ_p	Von den Permanentmagneten erzeugter, verketteter Fluss der Maschine
$\psi_{p,n}$	Nominaler Permanentmagnetfluss der Maschine bei definierter Referenztemperatur
ω_{el}	Elektrische Drehfrequenz der Maschine

Indizes

$\underline{x}_{\alpha\beta}$	Im statorfesten orthogonalen Koordinatensystem formulierte, vektorielle Größe
\underline{x}_{abc}	Im statorfesten Koordinatensystem mit an den Phasen ausgerichteten Einheitsvektoren formulierte, vektorielle Größe
\underline{x}_{dq}	Im rotorfesten Koordinatensystem formulierte, vektorielle Größe
x_e	Geschätzte bzw. beobachtete Größe
x_x	Gemessene Größe

Konstanten

$e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$	Elementarladung
$h = 6,624 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$	Plancksches Wirkungsquantum
$m_e = 9,109 \cdot 10^{-31} \text{ kg}$	Ruhemasse eines Elektrons
$\underline{\mu}_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	Magnetische Feldkonstante, entspricht der Permeabilität von Vakuum

Schreibweisen

$\underline{\mathbf{x}}$	Matrix-Größe
\bar{x}	Mittelwert einer Größe
\tilde{x}	Normierte Größe
\underline{x}	Vektorielle Größe
$x[k]$	Zum Zeitpunkt k abgetastete Größe

1 Einführung

Obwohl die anfängliche Euphorie bezüglich elektrisch oder hybrid-elektrisch angetriebener Automobile inzwischen einer rationalen Sichtweise gewichen ist, setzt sich in der öffentlichen Wahrnehmung dennoch die Erkenntnis durch, dass Alternativen zur Verbrennung fossiler Brennstoffe gefunden werden müssen. Aus den aktuellen Verkaufszahlen für rein elektrisch betriebene Fahrzeuge lässt sich dieser Trend jedoch nicht ablesen: Stand Ende 2012 waren etwa 0,02% aller Personalfahrzeuge elektrisch betrieben [ABC⁺13]. Einer der wesentlichen Gründe dafür ist der noch immer im Vergleich zu Automobilen mit konventionellem Antrieb auf Basis eines Verbrennungsmotors hohe Anschaffungspreis, der hauptsächlich von den Batteriekosten bestimmt wird. Bei einem aktuellen Preisrahmen von 500-600USD pro kWh installierter Speicherkapazität [Nad13] gehören schon kleinere Batterien zu den teuersten Einzelkomponenten im Fahrzeug. Aus diesem Umstand ergeben sich direkt die Anforderungen an einen elektrischen Antrieb für Personalfahrzeuge, der, zusammen mit der Klimaanlage, den größten Einzelverbraucher darstellt:

1. *Leistungsdichte*: Für den Einsatz im Fahrzeug muss eine hohe Leistungsdichte gewährleistet sein, denn Bauraum ist grundsätzlich knapp bemessen. Da das Gesamtgewicht des Fahrzeugs zudem einen wesentlichen Einfluss auf den Verbrauch hat, sollte auch die gewichtsbezogene Leistungsdichte möglichst hoch sein.
2. *Effizienz*: Speziell bei Elektrofahrzeugen ist der Traktionsantrieb neben der Klimaanlage der größte Einzelverbraucher elektrischer Energie im Fahrzeug. Demzufolge hat sein Wirkungsgrad deutliche Auswirkung auf den Gesamtwirkungsgrad und damit auf die Reichweite des Fahrzeugs.

Aus diesen Gründen hat sich in den letzten Jahren die permanent erregte Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten (IPMSM: Interior **P**ermanent **M**agnet **S**ynchronous **M**achine) als favorisierter Maschinentyp etabliert [SNO⁺04]. Einen wesentlichen Beitrag dazu haben die in in letzter Zeit stark verbesserten Permanentmagneten geliefert. Sie bestehen im Allgemeinen aus Legierungen unter Verwendung von Seltenen Erden wie Neodym oder auch Samarium und haben gegenüber Ferriten ein deutlich höheres Energieprodukt (siehe Tab. 2.1). Speziell bei Magneten aus dem Material Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) steigt jedoch das Risiko der permanenten Entmagnetisierung bereits bei Temperaturen jenseits der 100 °C an. In Abb. 1.1 ist der typische Arbeitsbereich einer IPMSM in der rotorfesten Stromebene dargestellt [BHM⁺10]. Er wird im Allgemeinen durch eine maximal zulässige Stromamplitude (roter Kreis um den Ursprung des Koordinatensys-

tems) und durch eine drehzahlabhängige Begrenzung der realisierbaren magnetischen Flussverkettung bei gegebener Zwischenkreisspannung (blaue Ellipsen um den Kurzschlussstrom I_0 der Maschine) definiert. Hinzu kommen noch zwei Kennlinien für den wirkungsgradoptimalen Betrieb:

1. *MTPC-Kennlinie*: Solange die maximal zulässige Stromamplitude nicht erreicht wird und auch ausreichende Spannungsreserven zur Verfügung stehen, führt der Betrieb auf dieser Kennlinie zu einer wirkungsgradoptimalen Bereitstellung des geforderten Drehmoments¹. In Anlehnung an diesen Sachverhalt steht die Abkürzung MTPC für **M**aximum **T**orque **P**er **C**urrent. Der Schnittpunkt dieser Kennlinie mit der Begrenzungskennlinie maximalen Stroms stellt den Arbeitspunkt mit dem maximal zur Verfügung stehenden Drehmoment dar.
2. *MTPF-Kennlinie*: Mit steigender Drehzahl lässt sich das geforderte Drehmoment nicht mehr auf der MTPC-Kennlinie stellen, da die dafür notwendige Spannung nicht ausreicht. Dieser Sachverhalt wird durch die drehzahlabhängigen, ellipsenförmigen Fluss-Isolinien dargestellt. Bei gegebener Zwischenkreisspannung ist jeder Drehzahl eine solche Fluss-Isolinie zugeordnet. Grundsätzlich können nur Arbeitspunkte innerhalb der jeweils gültigen Fluss-Isolinie realisiert werden. Für diesen Flussschwäcbereich genannten Arbeitsbereich existiert daher eine zweite Kennlinie, die das maximal stellbare Drehmoment in Abhängigkeit des zur Verfügung stehenden Flusses beschreibt. Sie wird entsprechend **M**aximum **T**orque **P**er **F**lux (MTPF) genannt.

Durch die Begrenzung der stellbaren Stromamplitude einerseits und die beiden Optimierungskennlinien andererseits wird ein Arbeitsbereich bezüglich des zu stellenden Stromvektors definiert, in dem sich die Maschine bewegen sollte. Arbeitspunkte außerhalb dieses eingefärbten Bereiches sind zwar möglich, allerdings nicht sinnvoll, da der Wirkungsgrad der Maschine deutlich herabgesetzt ist. Wie durch die Einfärbung des Arbeitsbereiches angedeutet, nimmt die magnetische Belastung mit zunehmenden negativen Strom in d -Richtung zu. Im Betrieb bei hohen Temperaturen kann es vorkommen, dass Arbeitspunkte, die sehr weit links in der Stromebene liegen, eine irreversible Entmagnetisierung der Permanentmagneten zur Folge haben. Ein Abregeln der Maschine in Abhängigkeit der Magnettemperatur ist daher, je nach Auslegung der Maschine, notwendig.

Der wirkungsgradoptimale Arbeitspunkt wird im Betrieb der Maschine durch eine Arbeitspunktsteuerung sichergestellt. In dieser Arbeitspunktsteuerung ist die Beziehung eines Stromvektors zu einem Drehmoment/Drehzahl-Arbeitspunkt entweder in Form eines Kennfeldes oder als analytische Funktion hinterlegt. Beispiele für Arbeitspunktsteuerun-

¹Hierbei wird näherungsweise vorausgesetzt, dass die Stromwärmeverluste dominant gegenüber allen anderen Verlustanteilen in der Maschine sind. Andere Ansätze unter Berücksichtigung anderer Verlustquellen kommen zu leicht anderen Optimierungskennlinien [PB10]

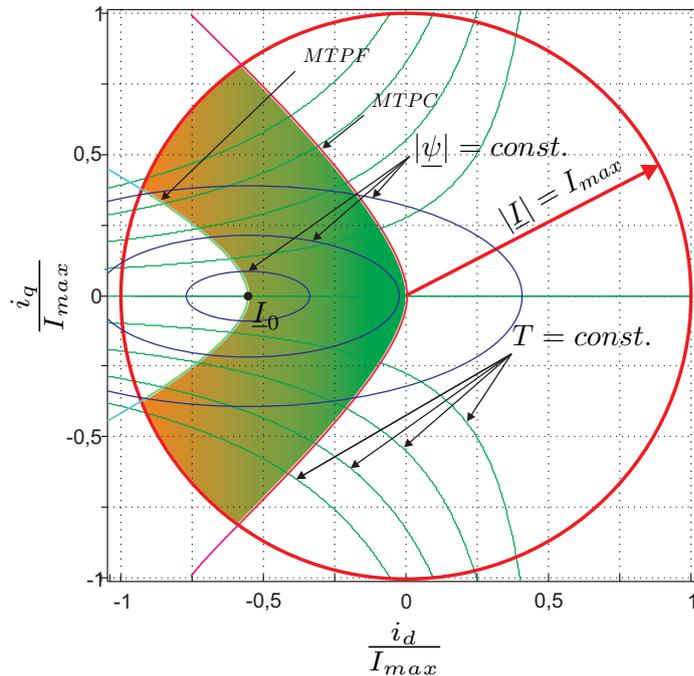


Abbildung 1.1: Charakteristische Kennlinien und sinnvoller Arbeitsbereich einer IPMSM in der rotorfesten Stromebene.

gen sind in [MGB07, MB06] beschrieben, hier wird auch näher auf die charakteristischen Kennlinien einer IPMSM eingegangen. Da der Permanentmagnetfluss entsprechend des Maschinentyps einen großen Anteil an der Drehmomentgenerierung besitzt, leuchtet es ein, dass diese Beziehung in dem Maße temperaturabhängig ist, wie es das Permanentmagnetmaterial ist. Über den im Automobilbereich gebräuchlichen Temperaturbereich von $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ kann sich die remanente Flussdichte und somit der Permanentmagnetfluss um bis zu 20 % verringern. Dies wiederum bedeutet, dass die charakteristischen Kennlinien einer Maschine temperaturabhängig sind (siehe Abb. 1.2) und in der Arbeitspunktsteuerung entsprechend berücksichtigt werden müssen, um die Wirkungsgradoptimalität und Drehmomenttreue über den gesamten Temperaturbereich sicherzustellen [WB13].

Um die installierte Leistung der Maschine optimal ausschöpfen zu können, ist also neben der arbeitspunktabhängigen magnetischen Belastung die Kenntnis über die Temperatur des Magnetmaterials, im Folgenden Rotortemperatur² genannt, von großem Nutzen.

²Natürlich existieren im Rotor im laufenden Betrieb durchaus signifikante Temperaturunterschiede, sodass es mehr Temperaturen als „die“ Rotortemperatur gibt. Aus Sicht der Regelung ist jedoch primär die Temperatur der Permanentmagnete interessant, sodass im Rahmen dieser Arbeit die Begriffe Permanentmagnettemperatur und Rotortemperatur gleichgesetzt werden.

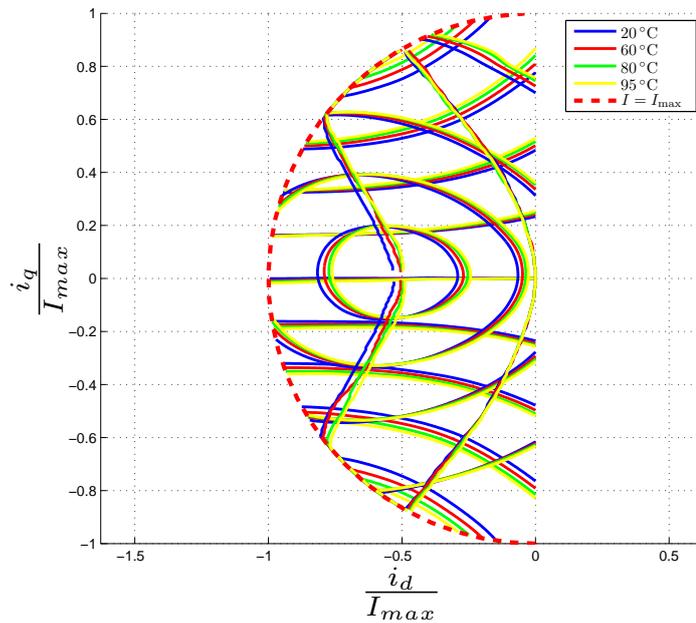


Abbildung 1.2: Charakteristisches Kennfeld der Prüfmaschine (siehe Abschnitt A.2) bei unterschiedlichen Temperaturen

Gleichzeitig jedoch ist die Messung nicht trivial, denn die Magneten befinden sich im rotierenden Teil der Maschine, die Sensorsignale müssen daher entweder mittels Telemetrie oder Schleifringen übertragen werden. Ein solches System ist beispielsweise in [GKK10] zu finden. Technisch zwar sehr interessant, sind sie für die Serienproduktion aufgrund von Kosten und Verfügbarkeitsanforderungen jedoch nur bedingt geeignet.

Ein weiterer Ansatz ist die Beobachtung der Rotortemperatur mit Hilfe eines thermischen Netzwerkes. Dieser Ansatz zielt darauf ab, das recht komplexe thermische Verhalten der Maschine, dem eine partielle Differenzialgleichung mit verteilten Parametern zu Grunde liegt, durch ein Netzwerk mit konzentrierten Parametern und deutlich reduzierter Modellordnung (LPTN: **L**umped **P**arameter **T**hermal **N**etwork) zu approximieren. Basierend auf den Gleichungen dieses Netzwerkes lässt sich dann die benötigte Rotortemperatur, die weitgehend der Magnettemperatur entspricht, ermitteln. Die Herleitung kann dabei auf zwei verschiedene Weisen erfolgen. In [KHL14] und [HPB14] wird eine geeignete Struktur für ein solches Netzwerk im Voraus postuliert und dessen Parameter durch geeignete Messungen ermittelt. Alternativ kann die Struktur auch analytisch aus den Geometrie- und Materialparametern der Maschine berechnet werden, wie in [DG06] und [DZAO08] geschehen.

Aus dem Bereich der „geberlosen Regelung“³ sind sogenannte Injektionsverfahren bekannt. Unter Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit der Remanenzflussdichte des Magnetmaterials wird in speziellen Arbeitspunkten der Maschine den Klemmenspannungen ein hochfrequentes Signal aufmoduliert („injiziert“) und die Systemantwort in Form der Klemmenströme ausgewertet. Die Arbeitspunkte sind dabei so gewählt, dass sich die Induktivitäten abhängig von der Remanenzflussdichte mehr oder weniger in der Sättigung befinden und so Rückschlüsse auf die Magnettemperatur möglich sind. [GKOW11], [RBG⁺10].

Die in der vorliegenden Arbeit gewählte Methode basiert darauf, die Magnettemperatur über die induzierte Spannung zu identifizieren, die sich aus der Flussverkettung der Permanentmagnete ergibt. Auch dieses Verfahren lehnt sich an bereits aus dem Bereich der geberlosen Regelungen bekannte Verfahren an und resultiert in Strukturen, die einem Flussbeobachter ähneln. Das Verfahren ist dadurch charakterisiert, dass es prinzipiell nur die bereits vorhandenen Sensoren für Strom und Rotorlage benötigt. Es wird sich allerdings zeigen, dass der zusätzliche Einsatz einer Spannungsmessung die Qualität der Ergebnisse steigert.

Die Arbeit gliedert sich in 6 Kapitel:

Der hiermit abgeschlossenen Einleitung folgend gibt *Kapitel 2* einen Überblick über Wirkmechanismen von Permanentmagneten und stellt wesentliche Zusammenhänge dar, die im Verlaufe der Arbeit genutzt werden.

In *Kapitel 3* wird ein zeitkontinuierliches Modell der IPMSM vorgestellt, dessen Fokus auf der Möglichkeit der Berücksichtigung von Sättigungseffekten einerseits und Eisenverlusten andererseits liegt. Aus diesem wird in einem zweiten Schritt ein zeitdiskretes Modell hergeleitet, dessen herausragendste Eigenschaft darin besteht, über den gesamten Drehzahlbereich nur minimale Abweichungen zum zeitkontinuierlichen Modell zu besitzen.

Das in Kap. 3 erarbeitete Modell wird in *Kapitel 4* so zu einem Beobachter ergänzt, dass die temperaturabhängige Änderung des Remanenzflusses der Magneten beobachtet werden kann. Der Beobachter wird hier auch hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit und Parametersensitivität betrachtet. Untersuchungen am Prüfstand schließen dieses Kapitel ab.

Wie sich in Kap. 4 herausstellen wird, ist die präzise Erfassung der Klemmenspannungen eine wesentliche Voraussetzung für eine qualitativ hochwertige Beobachtung der Rotortemperatur. *Kapitel 5* beschäftigt sich daher mit zwei verschiedenen Möglichkeiten, diese zu erfassen. Es wird ein Wechselrichtermodell vorgestellt und alternativ dazu eine Möglichkeit, die Spannungen messtechnisch zu erfassen.

³Geber bezieht sich hier auf den Rotorlagegeber, also die Positionssensorik, die häufig den komplexesten Sensor in einem elektrischen Antrieb darstellt.

1 Einführung

In *Kapitel 6* wird ein abschließendes Fazit gezogen und ein Ausblick auf mögliche zukünftige Arbeiten gegeben.

2 Permanentmagnete

Die Ausnutzung der Werkstoffeigenschaften des verwendeten Permanentmagnetmaterials zur Beobachtung von dessen Temperatur ist zentraler Bestandteil dieser Arbeit. Daher lohnt es sich, die den Permanentmagneten zugrunde liegenden Gesetzmäßigkeiten etwas genauer zu beleuchten. Dieses Kapitel widmet sich im ersten Abschnitt den Grundlagen des Magnetismus, um dann im zweiten Abschnitt speziell den verwendeten Werkstoff NdFeB zu betrachten.

2.1 Grundlagen des Magnetismus

Die wesentlichen makroskopischen Effekte des Magnetismus werden hauptsächlich durch die ersten drei Maxwell'schen Gleichungen sowie die zugehörigen Materialgleichungen beschrieben:

- 1. *Maxwellsche Gleichung (Durchflutungsgesetz):*

$$\oint_s \underline{H} \, d\underline{s} = \int_A \left(\underline{S} + \frac{d\underline{D}}{dt} \right) d\underline{A} \quad (2.1a)$$

Das Durchflutungsgesetz sagt aus, dass das Kreisintegral auf der Strecke s über die vektorielle magnetische Feldstärke \underline{H} gleich der Summe aller Ströme innerhalb der von s umschlossenen Fläche \underline{A} ist. Dabei bezeichnet \underline{S} die leitungsgebundene Stromdichte, und $\frac{d\underline{D}}{dt}$ die zeitliche Änderung der Verschiebungsstromdichte.

- 2. *Maxwellsche Gleichung (Induktionsgesetz):*

$$\oint_s \underline{E} \, d\underline{s} = - \frac{d}{dt} \int_A \underline{B} \, d\underline{A} \quad (2.1b)$$

Hier ist die Aussage, dass eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses (des Flächenintegrals von \underline{B} über \underline{A}) ein elektrisches Feld \underline{E} erzeugt.

- 3. *Maxwellsche Gleichung (Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte):*

$$\oint_A \underline{B} \, d\underline{A} = 0 \quad (2.1c)$$

Dies bedeutet, dass das Integral der magnetischen Flussdichte \underline{B} über die geschlossene Hüllfläche \underline{A} stets Null ist. Daraus folgt, dass der magnetische Fluss φ , ähnlich dem elektrischen Strom i , immer auf einer geschlossenen Strecke fließt.

- *Permeabilität von Materialien:*

$$\underline{B} = \mu_0 \underline{\mu}_r \cdot \underline{H} = \mu_0 \underline{H} + \underline{J} \quad (2.1d)$$

Das Produkt von μ_0 , der magnetischen Feldkonstante, und $\underline{\mu}_r$, der stoffspezifischen, vektoriellen Permeabilitätszahl¹, bestimmt, in welchem Maße ein magnetisches Feld einen magnetischen Fluss hervorruft. Alternativ lässt sich die Flussdichte auch als Summe aus „Luftflussanteil“ $\mu_0 \underline{H}$ und der magnetischen Polarisation \underline{J} formulieren.

Neben den makroskopischen Effekten sind im Kontext der speziellen Eigenschaften von Permanentmagneten die Mechanismen auf atomarer Ebene von großer Bedeutung. Im Folgenden soll daher auf die sogenannten Polarisationsmechanismen eingegangen werden. Hier liefert (2.1a) einen anschaulichen Erklärungsansatz [ITM07, Sch08b]. Nimmt man ein Elektron der Ladung e_0 an, das in einem Abstand r und der Winkelgeschwindigkeit ω um einen Atomkern kreist, dann lässt sich die Bewegung des Elektrons als ein Kreisstrom

$$I = \frac{e_0 \omega}{2\pi} \quad (2.2)$$

interpretieren (Abb. 2.1). Dieser Kreisstrom erzeugt nach (2.1a) ein magnetisches Feld, sodass das Atom als ein magnetischer Dipol aufgefasst werden kann. Geht man ferner davon aus, dass das Elektron nicht nur um den Atomkern kreist, sondern auch um sich selbst im Sinne einer Eigenrotation, dann kann man analog auch aus dieser Rotation ein Magnetfeld herleiten. Analog zum elektrischen Dipol lässt sich daher das magnetische Dipolmoment einführen:

$$\mu_M = \mu_{\text{Bahn}} + \mu_e = I A + \mu_e = \frac{e_0 \omega}{2\pi} \pi r^2 + \mu_e \quad (2.3)$$

Es ist definiert als die Summe aus dem Bahnmoment μ_{Bahn} und dem mit dem Spin der Elektronen verknüpften Spinmoment μ_e .

¹Der Begriff legt nahe, dass es sich bei der stoffspezifischen Permeabilität um ein Skalar handelt. Tatsächlich ist sie aber in der hier eingeführten Form ein Tensor 2. Stufe. In der Praxis kann allerdings in vielen Fällen mit hinreichender Genauigkeit Isotropie und Linearität des Materials angenommen werden, sodass sich der Tensor auf einen Skalar reduzieren lässt.

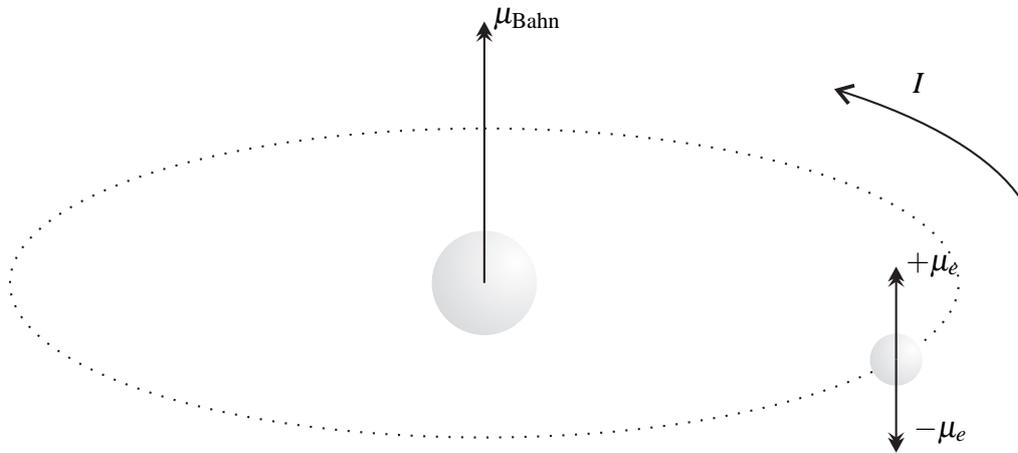


Abbildung 2.1: *Zusammengesetztes magnetisches Moment bestehend aus dem magnetischen Bahnmoment und dem magnetischen Eigenimpulsmoment*

2.1.1 Quantenmechanische Herleitung der magnetischen Polarisationsmechanismen

Während das gerade durchgeführte Gedankenexperiment gut als Erklärung für die Magnetisierung von Materie dient, greift es als praxistaugliches Modell doch zu kurz. Entgegen dem Bohrschen Modell, in dem sich Elektronen auf Kreisbahnen um den Atomkern bewegen, arbeitet die Quantenmechanik nur noch mit Aufenthaltswahrscheinlichkeiten, die sich aus der Lösung der Schrödingergleichung ergeben. Dadurch lässt sich der Zustand eines Elektrons anhand von den vier diskreten Quantenzahlen eindeutig charakterisieren:

- *1. Quantenzahl n – Schale:* Die 1. Quantenzahl, auch Hauptquantenzahl genannt, ist ein Maß für die Bindungsenergie des Elektrons an den Atomkern. Je geringer diese ist, desto weiter liegt das Maximum der Aufenthaltswahrscheinlichkeitsverteilung vom Atomkern entfernt. Die möglichen Maxima sind dabei diskret bzw. quantisiert. In Anlehnung an das Bohrsche Atommodell werden diese quantisierten Maxima auch Schalen genannt. Jede Schale kann dabei entsprechend dem Pauli-Prinzip² maximal $n_e = 2 n^2$ Elektronen aufnehmen, wobei n die Schale bezeichnet.

²Das Pauli-Prinzip besagt, dass in einem Atom jeder quantenmechanische Zustand eines Elektrons nur einmal besetzt sein kann. Es können also keine zwei Elektronen in allen 4 Quantenzahlen übereinstimmen.

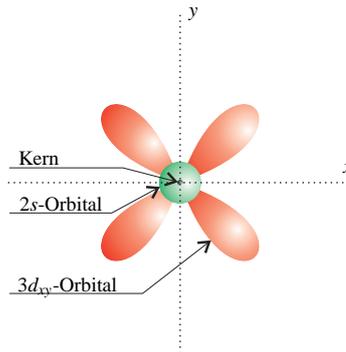


Abbildung 2.2: Orbitale eines Atoms (nicht maßstabsgerecht); das d-Orbital ist nur in einer einzelnen Ausrichtung dargestellt.

- 2. *Quantenzahl l – Bahnmimpuls:* Bereiche, in denen die Aufenthaltswahrscheinlichkeit eines Elektrons oberhalb eines bestimmten Schwellwertes liegt, werden Orbitale genannt. Bildlich kann man sie sich als „Wolken“ vorstellen, innerhalb derer sich das Elektron wahrscheinlich aufhält. Je nach Ordnung der Schale können 1 bis n Orbitale innerhalb einer Schale existieren. Aus ihren spezifischen Spektrallinien leiten sich ihre Namen ab: s („sharp“, $l = 0$), p („principal“, $l = 1$), d („diffuse“, $l = 2$), f („fundamental“, $l = 3$). Jedes Orbital kann $2(2l + 1)$ Elektronen aufnehmen. Während das s -Orbital kugelförmig ist und damit keine Vorzugsebene besitzt und dementsprechend kein gerichtetes Bahnmoment, kann dies für andere Orbitale, wie das p -Orbital mit seiner hantelähnlichen Form, durchaus der Fall sein. Das bedeutet, dass die Existenz des Bahnmoments μ_{Bahn} eines Elektrons davon abhängt, welchem Orbital es zugeordnet ist. Generell aber gilt, dass alle vollständig aufgefüllten Orbitale einer Schale in Superposition wieder eine kugelsymmetrische Verteilung ergeben und somit kein gerichtetes magnetisches Bahn-Dipolmoment μ_{Bahn} besitzen, da sich die Bahnmomente der beteiligten Elektronen im Mittel gegenseitig aufheben.
- 3. *Quantenzahl m_l – Orientierungs-Quantenzahl:* Wie gerade beschrieben, kann jedes Orbital entsprechend seiner Ordnung l eine verschiedene Anzahl von Elektronen aufnehmen. Dies ergibt sich aus der Tatsache, dass diejenigen Orbitale, die eine Vorzugsrichtung haben, mehrfach innerhalb einer Schale auftreten können, nämlich in verschiedene Ausrichtungen im Raum. Diese Ausrichtung wird durch die Orientierungsquantenzahl beschrieben. Sie kann die Werte $m_l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm l$ annehmen.
- 4. *Quantenzahl m_s – Eigenimpuls:* Die auch „Spin“ genannte Eigenschaft beschreibt das Vorzeichen des magnetischen Eigendrehimpuls-Dipolmoments μ_e .

Die Elektronen-Konfiguration ist immer deterministisch. Entsprechend der Hundschen Regel verteilen sich die Elektronen der äußersten Schale so über die einzelnen Orbitale, dass sie alle den gleichen Spin annehmen. Erst wenn nach dem Pauli-Prinzip keine weiteren Elektronen mit gleich gerichtetem Spin mehr zulässig sind, werden die Orbitale mit Elektronen entgegengesetzten Spins besetzt. Das bedeutet, dass potenziell magnetische Dipole mit hohem magnetischen Moment möglich sind.

In Abb. 2.2 ist schematisch ein Atomkern mit zwei Orbitalen dargestellt. Das 2s-Orbital ist kugelsymmetrisch und hat daher keine Ausrichtung. Das $2d_{xy}$ -Orbital liegt mit seiner keulenförmigen Form vollständig in der xy -Ebene. Weitere $2d$ -Orbitale existieren in anderen räumlichen Ebenen. Zusammen ergeben sie wiederum eine kugelsymmetrische Form.

Eine weitere Eigenschaft des Magnetismus auf atomarer Ebene ist quantisiert: Das Dipolmoment selbst. Das magnetischen Eigenimpuls-Dipolmoment eines Elektrons μ_e beträgt immer

$$\pm \mu_e = \pm \mu_B = \pm \frac{e_0 \hbar}{4\pi m_e} \quad (2.4)$$

dabei bezeichnet μ_B das Bohrsche Magneton, \hbar das Plancksche Wirkungsquantum und m_e die Ruhemasse eines Elektrons. Auch das magnetische Bahn-Dipolmoment μ_{Bahn} ist quantisiert, es ergibt sich zu

$$\mu_{\text{Bahn}} = n \mu_B; \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.5)$$

Zusammenfassend lassen sich die magnetischen Eigenschaften einzelner Atome zwar direkt aus ihrer Elektronenkonfiguration, genauer aus der Konfiguration der nicht vollständig aufgefüllten Schalen bzw. Orbitale ableiten. Um allerdings Aussagen über die magnetischen Eigenschaften eines Materials treffen zu können, ist das magnetische Moment allein nicht ausreichend. Es existieren noch weitere Faktoren, die die magnetischen Eigenschaften eines Materials bestimmen (siehe Unterabschnitt 2.1.3). Hinzu kommt, dass die Elemente innerhalb von chemischen Verbindungen andere magnetische Eigenschaften besitzen, als in ihrer jeweiligen Reinform.

2.1.2 Magnetische Klassifizierung von Materialien

Die magnetischen Eigenschaften eines Materials werden über dessen Permeabilität entsprechend (2.1d) definiert. Für die Klassifizierung ist eine weitere Formulierung hilfreich, in der der materialunspezifische Anteil des Flusses vom materialspezifischen Anteil separiert wird:

$$\underline{B}_m = \mu_0 \underline{H} + \mu_0 \underline{\chi}_m \cdot \underline{H} \quad (2.6)$$

2 Permanentmagnete

Dabei bezeichnet χ_m die magnetische Suszeptibilität. Wie schon bei der Permeabilität handelt es sich bei χ_m um einen Tensor 2. Stufe. Für isotrope, lineare Materialien reduziert auch sie sich auf einen Skalar und kann dann mit $\chi_m = \mu_r - 1$ berechnet werden. Der Vorteil bei Verwendung der Suszeptibilität ist, dass ein magnetisch neutrales Element eine Suszeptibilität von 0 aufweist, während seine (relative) Permeabilität 1 ist. Speziell der Diamagnetismus lässt sich so besser formulieren. Die Materialien werden grundsätzlich in 5 verschiedene Klassen eingeteilt, auf die in den folgenden Unterabschnitten näher eingegangen wird.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----

H (-2,5)																	He (-1,1)		
Li 24	Be -23													B -19	C -22	N (-6,3)	O 7,9	F (-22)	Ne (-4,0)
Na 8,1	Mg 5,7													Al 21	Si -3,4	P -23	S -12	Cl (-22)	Ar -11
K 5,7	Ca 21	Sc 264	Ti 181	V 383	Cr 267	Mn 828	Fe 2,16	Co 1,76	Ni 0,61	Cu -9,7	Zn -12	Ga -23	Ge -7,3	As -5,4	Se -18	Br -16	Kr (-16)		
Rb 4,4	Sr 36	Y 122	Zr 109	Nb 236	Mo 119	Tc 373	Ru 66	Rh 170	Pd 783	Ag -25	Cd -19	In -8,2	Sn 2,4	Sb -67	Te -24	I -22	Xe -2,4		
Cs 5,3	Ba 6,7	La 63	Hf 71	Ta 175	W 78	Re 96	Os 15	Ir 37	Pt 264	Au -34	Hg -28	Tl -36	Pb -16	Bi -153	Po	At	Rn		
Fr k. A.	Ra k. A.	Ac k. A.	Rf k. A.	Db k. A.	Sg k. A.	Bh k. A.	Hs k. A.	Mt k. A.	Ds k. A.	Rg k. A.									
Lanthanoide		Ce [1,4]	Pr [2,9]	Nd [3,6]	Pm k. A.	Sm [1,2]	Eu [13]	Gd [120]	Tb [110]	Dy [65]	Ho [49]	Er [33]	Tm [17]	Yb 34	Lu k. A.				
Actinoide		Th 84	Pa k. A.	U 410	Np k. A.	Pu 620	Am 71	Cm k. A.	Bk k. A.	Cf k. A.	Es k. A.	Fm k. A.	Md k. A.	No k. A.	Lr k. A.				

...diamagnetisch
 ...ferromagnetisch
 ...paramagnetisch
 (x) ≙ Faktor 10⁹
 x ≙ Faktor 10⁶
 [x] ≙ Faktor 10³
 k.A. ≙ keine Angaben

Abbildung 2.3: Suszeptibilität der Elemente des Periodensystems bei Raumtemperatur [ITM07]

In Tab. 2.3 ist die Suszeptibilität der Elemente des Periodensystems und die daraus folgende Klassifizierung dargestellt. Ferri- und Antiferromagnetismus tritt bei Elementen in Reinform nicht auf.

Diamagnetische Materialien

Der Effekt des Diamagnetismus entspricht in seiner Wirkweise prinzipiell dem von Dielektrika. Er basiert darauf, dass durch ein äußeres Feld ein magnetisches Moment derart in das Material induziert wird, dass es das äußere Feld schwächt. Grundsätzlich ist diamagnetisches Verhalten nur bei solchen Materialien messbar, die kein eigenes magnetisches Moment besitzen. Die Suszeptibilität dieser Materialien ist negativ ($\chi_m < 0$) und mit $10^{-6} \dots 10^{-5}$ betragsmäßig sehr klein. Der diamagnetische Effekt ist zudem temperaturunabhängig.

Paramagnetische Materialien

Die Atome paramagnetischer Materialien besitzen zwar ein resultierendes magnetisches Moment, allerdings sind sie bei normalen Temperaturen aufgrund der Wärmebewegung statistisch derart verteilt, dass diese Materialien nach außen hin nicht magnetisch erscheinen. Werden sie dagegen in ein Magnetfeld eingebracht, so richten sich die magnetischen Dipole aus und verstärken das äußere Feld. Die paramagnetische Suszeptibilität ist etwa um den Faktor 500 größer als die diamagnetische und zudem positiv ($\chi_m > 0$). Im Vergleich zu dieser ist sie jedoch entsprechend

$$\chi_{mP} = \frac{C}{T} \quad (2.7)$$

umgekehrt proportional zur absoluten Temperatur T . Dabei bezeichnet C die material-spezifische Curie-Konstante.

Ferro-, antiferro- und ferrimagnetische Materialien

Materialien dieser Klasse sind technisch von der größten Bedeutung. Grundsätzlich besitzen sie, wie die paramagnetischen Materialien, ein resultierendes magnetisches Moment. Im Gegensatz zu diesen bleibt eine magnetische Ausrichtung bei Raumtemperatur allerdings erhalten. In einem Kristallgefüge ordnen sich die magnetischen Momente jeweils aneinander aus, wobei es verschiedene Möglichkeiten der Ordnung gibt, wie in den folgenden Paragraphen beschrieben wird. Kriterium hierfür ist die sog. Austauschenergie, auch Austauschwechselwirkung genannt.

Ferromagnetische Materialien: Diese Materialien neigen dazu, sich in örtlich begrenzten Gebieten (Domänen, Weißsche Bezirke) vollständig parallel auszurichten. Ihre Austauschenergie ist positiv. Ein solches Material wird dementsprechend eine hohe Magnetisierbarkeit aufweisen.

Antiferromagnetische Materialien: Atome von antiferromagnetischen Materialien besitzen eine negative Austauschenergie und richten sich dementsprechend antiparallel aus, sodass sich die magnetischen Momente vollständig kompensieren. Meist geschieht die antiparallele Ausrichtung mit Hilfe von nicht magnetischen Ionen. In Abb. 2.4 werden beispielhaft zwei Mangan-Ionen durch ein Sauerstoffion verbunden. Dies geschieht derart, dass sich die resultierenden Eigenimpulsmomente der beteiligten Manganionen genau kompensieren. Grund dafür ist, dass die an der Bindung beteiligten Elektronen des Sauerstoffs immer eine entgegengesetzte Spin-Konfiguration besitzen.

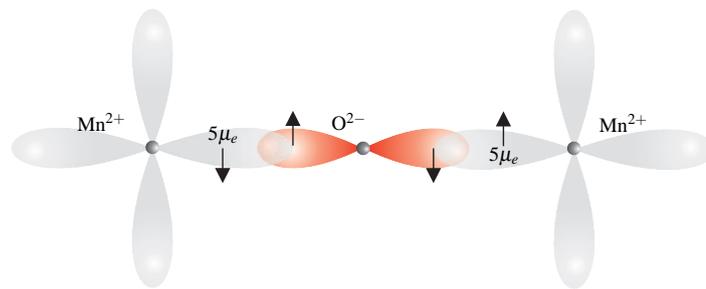


Abbildung 2.4: Antiferromagnetisches Verhalten einer Manganoxid-Verbindung mit ihrem jeweiligen resultierenden Eigenimpulsmoment.

Ferrimagnetische Materialien: Wie bei den antiferromagnetischen Materialien ordnen sich die Atome in ferrimagnetischen Materialien antiparallel an, jedoch kompensieren sich ihre magnetischen Momente nicht, sondern es dominiert eine Vorzugsrichtung. Insgesamt entsteht somit eine Magnetisierung des Materials.

2.1.3 Domänen

Auf makroskopischer Ebene ist das magnetische Verhalten wesentlich durch die Anordnung und Beschaffenheit der Domänen, bzw. der Wände zwischen ihnen, der Bloch-Wände, bestimmt. Innerhalb einer Domäne, auch „Weißscher Bezirk“ genannt, sind alle magnetischen Dipole gleich ausgerichtet. Die Bildung dieser Bezirke folgt aus dem Bestreben des Systems, einen Zustand minimaler Gesamtenergie zu erreichen. Auch die Anordnung der Bezirke innerhalb des Materials folgt diesem Bestreben, sodass sie sich ohne Fremdeinwirkung und Fehlstellen in der Kristallstruktur so verteilen, dass das Material nach außen hin nicht magnetisch wirkt (siehe Abb. 2.5, Fall (a)). Bei Anlegen eines äußeren Magnetfeldes verschieben sich die Bloch-Wände derart, dass das äußere Feld verstärkt wird, und kehren nach Abschalten des Feldes wieder in ihre Ausgangslage zurück. Eine natürliche Grenze für diese reversible Verschiebung der Bloch-Wände bilden Fehlstellen in der Kristallstruktur. Um eine Wandbewegung über diese Fehlstellen hinweg zu bewerkstelligen, bedarf es eines stärkeren äußeren Feldes. Nach Abschalten dieses Feldes kehren die Bloch-Wände nicht in ihre Ausgangslage zurück, sondern verharren an den überwundenen Fehlstellen. Dies führt zu einer irreversiblen³ Magnetisierung des Materials. Typische Fehlstellen sind beispielsweise Korngrenzen im Gefüge. Die in die Kristallstruktur eingebrachten Fehlstellen sind also existenziell wichtig für eine permanente Magnetisierung. Neben dem geeigneten Material ist daher auch die Verarbeitung maßgeblich. In Abb. 2.5 ist qualitativ der Aufmagnetisierungsvorgang eines zuvor un-

³Irreversibel bedeutet in diesem Kontext, dass die Magnetisierung durch Abschalten des Magnetfeldes nicht in seinen ursprünglichen Zustand zurückkehrt, sondern dass es eines Magnetfeldes mit entgegengesetzter Ausrichtung bedarf, um diese Magnetisierung umzukehren.

magnetisierten Materials beschrieben. Die grau hinterlegten Blöcke stehen dabei für einen repräsentativen Ausschnitt des Materials mit den magnetischen Dipolen, deren Ausrichtung der jeweiligen Pfeilrichtung entspricht. Eine punktförmige Störstelle in der Kristallstruktur ist hier als Punkt gekennzeichnet, die gestrichelten Linien kennzeichnen Bloch-Wände. Die Aufmagnetisierung ist hier in 6 Phasen (a) ... (f) gegliedert:

- (a) Das Material besitzt zwar magnetische Dipole, jedoch sind sie derart in Domänen unterteilt, dass sich das Material nach außen hin magnetisch neutral verhält.
- (b) Durch Anlegen eines magnetischen Feldes verschieben sich die Bloch-Wände zugunsten derjenigen Domänen, deren Ausrichtung der des Feldes entspricht. Die Verschiebung der Bloch-Wände ist zu diesem Zeitpunkt noch reversibel. Der aus diesen Prozessen resultierende Anstieg der Magnetisierung ist noch vergleichsweise klein.
- (c) Die Blochwände verschieben sich weiter, bleiben jedoch an einer Fehlstelle „hängen“.
- (d) Wird die Feldstärke nun weiter erhöht, überwindet die Bloch-Wand die Fehlstelle und bewegt sich sprunghaft weiter. Dieser Prozess ist irreversibel und ist unter dem Namen Barkhausensprung bekannt.
- (e) Kurz vor Erreichen der magnetischen Sättigung des Materials sind alle Domänen gleich gerichtet.
- (f) Durch simultane Ausrichtung der magnetischen Dipole innerhalb der Domänen in Richtung des Magnetfeldes entsteht die maximal mögliche magnetische Ausrichtung des Materials. Von hier an steigt die Magnetisierung nicht mehr weiter an.

2.1.4 Temperaturverhalten

Ferro-, ferri und antiferromagnetische Materialien gewinnen ihre spezifischen Eigenschaften stets durch Interaktion mehrerer Atome/Ionen, die sich so anordnen, dass die Gesamtenergie der dadurch entstehenden Struktur minimiert wird. Die Wärmebewegung der Ionen im Material wirkt dieser Ordnung entgegen, sodass die Magnetisierbarkeit eines Materials grundsätzlich temperaturabhängig ist. Die wesentliche Größe in diesem Zusammenhang ist die Curie-Temperatur⁴. Sie definiert diejenige Temperatur, bei der die Wärmeenergie der Ionen die magnetische Ordnung überwiegt und die Gleichmagnetisierung innerhalb der Domänen zerstört wird. Oberhalb ihrer jeweiligen Curie- bzw. Néel-Temperatur werden die Materialien paramagnetisch. Unterhalb ist die Temperaturabhängigkeit jedoch durchaus unterschiedlich, wie in Abb. 2.6 ersichtlich ist.

Bei ferromagnetischen Permanentmagneten sinkt die Magnetisierung mit zunehmender Temperatur ab. Dabei wirken zwei unterschiedliche Prozesse [CCHW90]:

⁴Bei ferro- und ferrimagnetischen Materialien wird sie Curie-Temperatur T_C , bei antiferromagnetischen Materialien Néel-Temperatur T_N genannt. Sie ist materialspezifisch.

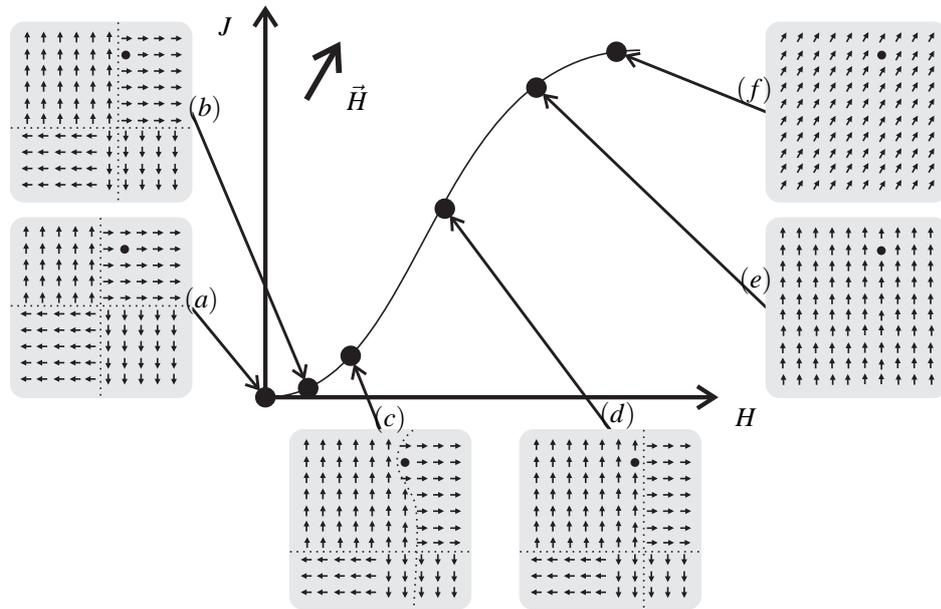


Abbildung 2.5: Magnetisierungskurve (Neukurve) mit unterschiedlichen Stadien der makroskopischen Magnetisierung nach [ITM07].

1. *Irreversible Entmagnetisierung:* Durch die Wärmebewegung der Ionen werden Bloch-Wände verschoben und eventuell auch Domänen umgepolt, sodass bei hohen Temperaturen eine Entmagnetisierung einsetzt, die durch Abkühlen nicht wieder rückgängig gemacht wird. Dieser Vorgang wird durch eine magnetische Belastung von außen zusätzlich unterstützt. In der Anwendung bedeutet dies, dass das Material vor der Nutzung und Charakterisierung zunächst soweit erhitzt werden sollte, dass irreversible Vorgänge im normalen Betrieb der Anwendung nicht mehr oder nur noch in einem vernachlässigbaren Maß auftreten. Das Maß, in dem irreversible Entmagnetisierung auftritt, hängt zusätzlich von der Geometrie des Magneten ab. In Magneten mit kleinem Verhältnis von Länge zu Durchmesser ist grundsätzlich eine höhere irreversible Entmagnetisierung zu erwarten als in solchen mit großem Verhältnis, da sie aufgrund ihrer Geometrie stärkeren Belastungen am Arbeitspunkt ausgesetzt sind [CCHW90].
2. *Reversible Entmagnetisierung:* In Abhängigkeit der Temperatur kann die Ausrichtung der einzelnen Domänen von der Hauptmagnetisierungsrichtung abweichen. Dieser Prozess wird allerdings durch Abkühlen wieder rückgängig gemacht.

Permanentmagnete sollten im Allgemeinen deutlich unter ihrer Curie-Temperatur betrieben werden, denn im Betrieb können durch die magnetische und mechanische Belastung noch weitere Energieeinträge der magnetischen Ordnung entgegenwirken, sodass sie insgesamt zu einer nicht-reversiblen Entmagnetisierung des Materials führen können.

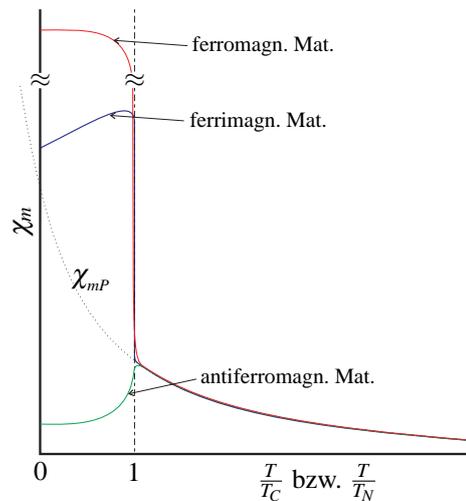


Abbildung 2.6: Grundsätzliches Temperaturverhalten von ferro- ferri und antiferromagnetischen Materialien (nicht maßstäblich) nach [ITM07].

2.1.5 Charakteristische Kenngrößen von Magnetmaterialien

In Abb. 2.7 sind die Flussdichte und die Magnetisierung eines hartmagnetischen Materials über die Feldstärke zusammen mit den wesentlichen charakteristischen Kenngrößen aufgetragen.

- **Koerzitivfeldstärke** (H_{cJ} , H_{cB}): Die Koerzitivfeldstärke ist als diejenige Feldstärke definiert, die notwendig ist, um ein Material vollständig zu entmagnetisieren. Sie ist damit ein Maß dafür, wie robust eine Magnetisierung gegen externe Magnetfelder ist, also wie stark ein Magnet belastet werden kann. Für den Einsatz elektrischer Maschinen ist die Größe im Zusammenhang mit dem Flussschwächbetrieb relevant.
- **Remanenzflussdichte** (B_r): Die Remanenzflussdichte gibt die Flussdichte eines Magneten bei Abwesenheit eines externen Feldes an. Entsprechend (2.1d) ist sie mit der Magnetisierung gleichzusetzen. Ideal magnetisierte Magneten befinden sich bereits ohne externes Feld im Zustand der Sättigungsmagnetisierung. In diesem Fall entspricht B_r zusätzlich auch der Sättigungsmagnetisierung.
- **Energiedichte** (BH_{\max}): Die Energiedichte (BH_{\max}), häufig auch Energieprodukt genannt, bezeichnet den maximal erreichbaren Wert des Produkts aus magnetischer Feldstärke und Flussdichte. Von der Einheit her handelt es sich dabei um eine volumenbezogene Energie ($[b h] = \frac{\text{Vs}\cdot\text{A}}{\text{m}^3}$). Für die geometrieunabhängige Charakterisierung eines Materials ist diese Größe sehr gut geeignet und hat sich daher als wesentliches Bewertungskriterium für Dauermagnete durchgesetzt.

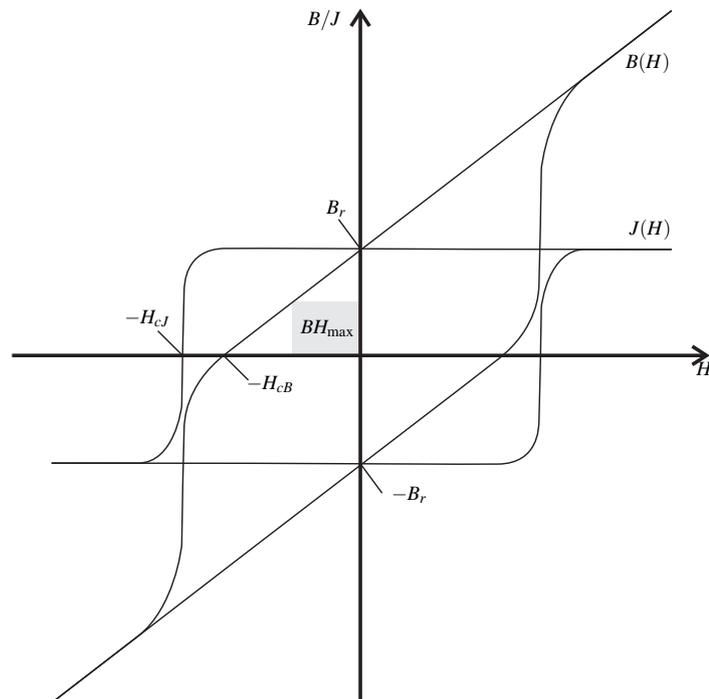


Abbildung 2.7: Wesentliche Kenngrößen eines magnetischen Materials nach [VAC07]

Speziell für Permanentmagnete ist im Betrieb nur der zweite Quadrant der in Abb. 2.9 dargestellten Hysteresekurve von Interesse. Dementsprechend werden die Eigenschaften von Permanentmagneten dargestellt, wie in Abb. 2.7 zu sehen. Da die Flussdichte auch von der Temperatur abhängig ist und sich der Punkt der irreversiblen Entmagnetisierung verschiebt, werden zumeist die Flussdichtekurven bei verschiedenen Temperaturen eingezeichnet. Bei niedrigen Temperaturen (ϑ_1, ϑ_2 und ϑ_3 liegt der Übergang von der reversiblen zur irreversiblen Entmagnetisierung bei deutlich höheren Feldstärken als bei höheren Temperaturen (ϑ_5). Der Zusammenhang zwischen Temperatur ϑ und der Flussdichte B_r ist in erster Näherung linear, wird aber auch je nach Anforderung durch einen quadratischen Zusammenhang beschrieben:

$$B_{r,\text{lin. approx.}}(\vartheta) = B_r(\vartheta_0) (1 + k_{Br} \Delta\vartheta) \quad (2.8a)$$

$$B_{r,\text{quad. approx.}}(\vartheta) = B_r(\vartheta_0) (1 + k_{21} \Delta\vartheta + k_{22} \Delta\vartheta^2) \quad (2.8b)$$

$$\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_0;$$

Messungen an der für die Arbeit genutzten Maschine haben den in Abb. 2.8 dargestellten Zusammenhang ergeben. Dabei wurde die Leerlaufspannung bei konstanter Drehzahl und verschiedenen Temperaturen gemessen und daraus der verkettete Fluss berechnet. Aufgrund des – unter Vernachlässigung bzw. Ausmittlung der Nut- und Permanentfluss-

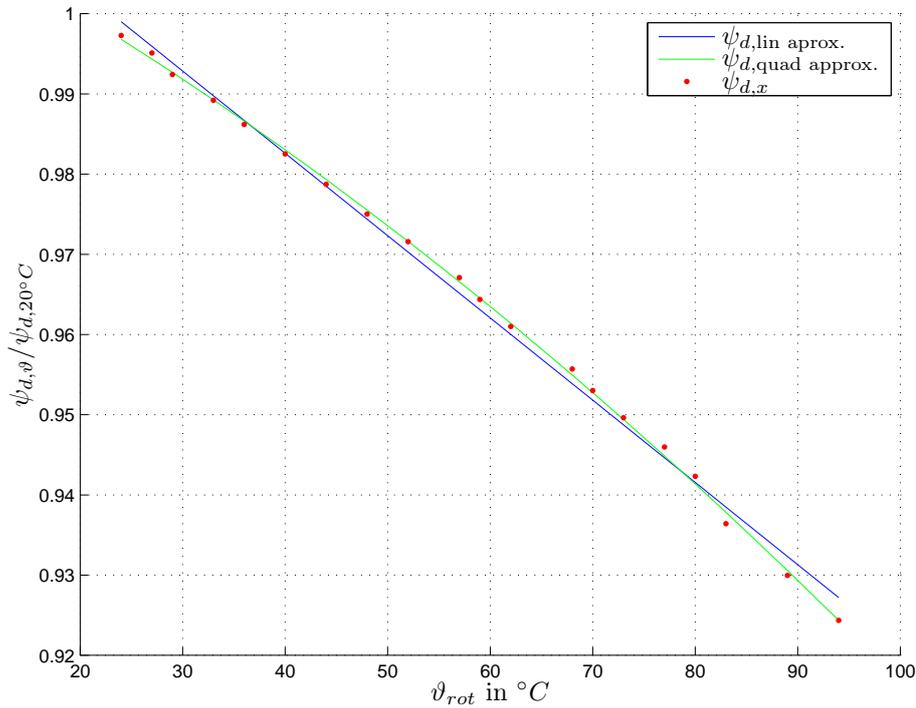


Abbildung 2.8: Temperaturabhängigkeit des verketteten Flusses an der Maschine IPM2910

harmonischen – konstanten Verhältnisses zwischen B und ψ ist der Temperaturkoeffizient bei beiden Größen gleich. Beide angesprochenen Approximationen wurden berechnet und stimmen mit typischen, aus der Literatur bekannten Werten überein:

$$\text{linear: } k_{B_r} = -0.10023 \frac{\%}{\text{K}} \quad (2.9a)$$

$$\text{quadratisch: } k_{21} = -0.06458 \frac{\%}{\text{K}}; \quad k_{22} = -0.00032 \frac{\%}{\text{K}^2} \quad (2.9b)$$

Für den weiteren Verlauf der Arbeit wurde der lineare Zusammenhang als ausreichend genau befunden und in Form des Temperaturkoeffizienten $k_{B_r} \approx -0,1 \frac{\%}{\text{K}}$ verwendet.

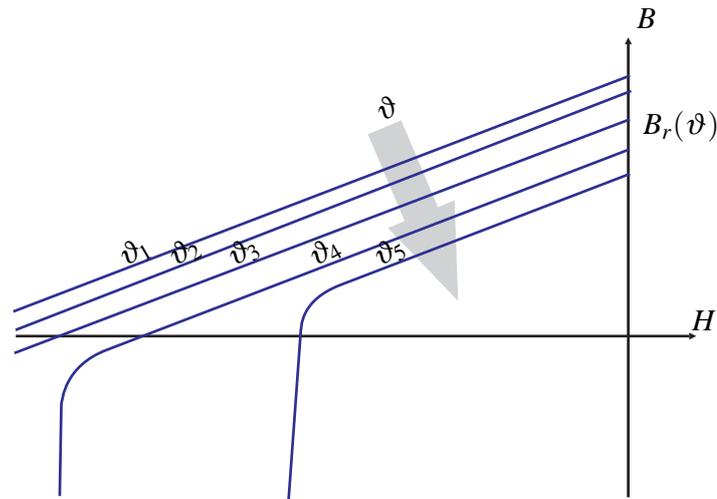


Abbildung 2.9: Hysteresekurve speziell für Permanentmagnetmaterial mit Darstellung der Temperaturabhängigkeit

2.2 Neodym-Eisen-Bor als Permanentmagnetmaterial

Bei dem Material $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ handelt es sich um eine Legierung des Metalls Eisen, dem Lanthanoid Neodym sowie dem Halbmetall Bor. Die magnetischen Eigenschaften aller dieser Komponenten sind – jede für sich – vergleichsweise einfach zu beschreiben, die Elektronenkonfiguration ist in Abb. 2.10 zu sehen.

Die Eigenschaften der Legierung ergeben sich jedoch nicht durch einfache Superposition. Denn in der Kristallstruktur wechselwirken sie miteinander und ergeben so neue Eigenschaften. Die genauen Verhältnisse innerhalb dieser Kristallstruktur sind noch nicht abschließend geklärt [ZJR⁺14], obwohl die wesentlichen Zusammenhänge bereits seit längerem bekannt sind [NJB91]. Aufgrund der Komplexität der Materie sollen diese Zusammenhänge nur kurz beschrieben, jedoch nicht hergeleitet werden.

Nach [Han04] sind hauptsächlich die Fe- und die Nd-Atome für die magnetischen Eigenschaften der Legierung verantwortlich. Entsprechend Abb. 2.10 sind die magnetisch relevanten Elektronen im Eisen im 3d-Orbital zu finden, hier liefert der Spin der Elektronen den wesentlichen Beitrag zum magnetischen Gesamtmoment, dessen leichte Richtung⁵ parallel zur c-Achse der Einheitszelle ist. Beim Neodym liegen dagegen die drei magnetisch bestimmenden Elektronen im 4f-Orbital. Ihr Energieniveau ist allerdings niedriger als das des 5d-Orbitals und daher nehmen diese Elektronen nicht an der Bindung zum Eisen teil. Diese Bindung kommt über eine Hybridisierung der 5d-Orbitals

⁵Bei Materialien mit einer anisotropen Magnetisierbarkeit beschreibt die leichte Richtung diejenige Richtung, in der die Magnetisierbarkeit maximal ist.

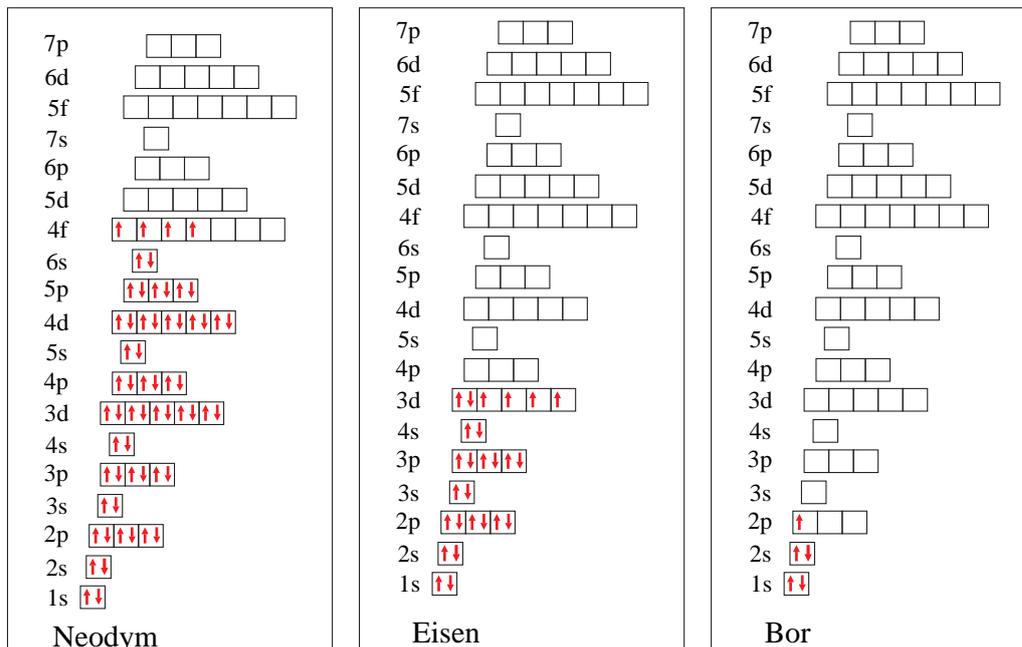


Abbildung 2.10: Elektronenkonfiguration der Bestandteile von $Nd_2Fe_{14}B$

zustande. Über diese Hybridisierung ist der Spin der 5d-Elektronen antiparallel zu dem der 3d-Elektronen des Eisens gekoppelt. Durch eine weitere, parallele Kopplung der 4f-Elektronen mit den 5d-Elektronen des Neodymions ist der Spin der Nd 4f-Elektronen antiparallel zu den Fe 3d-Elektronen gekoppelt. Berücksichtigt man, dass das magnetische Gesamtmoment des Neodymions antiparallel zu seinem Gesamtspin und das magnetische Gesamtmoment des Eisens parallel zu seinem Gesamtspin ausgerichtet ist, dann ergibt sich eine parallele Kopplung der magnetischen Gesamtmomente mit einer leichten Richtung parallel zur c-Achse der Einheitszelle.

Aufgrund dieser hohen, anisotropen Magnetisierbarkeit ist zur Zeit $Nd_2Fe_{14}B$ das favorisierte Magnetmaterial für permanent erregte Synchronmaschinen mit hoher Leistungsdichte. Es zeichnet sich dabei vor allem durch eine sehr hohes Energieprodukt BH_{max} aus. Während die magnetischen Eigenschaften von $Nd_2Fe_{14}B$ exzellent sind, sind die geringe Temperaturbeständigkeit und die hohe Korrosionsanfälligkeit problematisch. Der Korrosivität kann durch eine Beschichtung entgegengewirkt werden. Die Temperaturbeständigkeit wird meist durch Zusatz von Kobalt verbessert, was allerdings zu Lasten des Energieproduktes geht. Hier gilt es für die Anwendung den optimalen Kompromiss zu finden. In Tab. 2.1 sind die Eigenschaften einiger ausgewählter Magnetmaterialien dargestellt. Gut zu erkennen ist, dass die Energiedichte mit zunehmender Temperaturfestigkeit abnimmt.

NdFeB-basierte Hochleistungs-Permanentmagnete werden gesintert, denn die Partikel-

größe und Korngröße innerhalb des Magneten hängen näherungsweise linear miteinander zusammen [UKR06]. Die mit der Korngröße zusammenhängenden Korngrenzen stellen wiederum Fehlstellen dar (vergl. Abb. 2.5⁶) und hängen umgekehrt proportional mit der Koerzitivfeldstärke H_c zusammen. Die Herstellung der Magneten läuft meist in folgenden Schritten ab:

1. Mahlen: Die fertige Legierung wird vermahlen, sodass Partikel von wenigen μm Größe entstehen.
2. Pressen: Das so entstandene Pulver wird anschließend in Form gepresst. Geschieht dies unter Einwirkung eines Magnetfelds, so richten sich die Partikel entsprechend ihrer dominanten Domänen aus. Das Material wird dann anisotrop und erreicht in der so entstandenen „leichten Richtung“ eine deutlich höhere Magnetisierung im Vergleich zu einem isotrop verpressten Material.
3. Sintern und Tempern: Durch Erhitzen, meist bis knapp unter die Schmelztemperatur, und zusätzliches Verpressen werden die einzelnen Partikel verdichtet und miteinander verbunden, wobei die Kornstruktur im Wesentlichen erhalten bleibt. Das Material erhält so seine endgültigen mechanischen Eigenschaften.

Ein weiterer Vorteil speziell im Zusammenhang mit elektrischen Maschinen ist der im Vergleich zu aufgeschmolzenen Metallen deutlich höhere spezifische elektrische Widerstand. Er ist isotrop, liegt im Bereich $0,4 \dots 1,7 \Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$ und ist damit um Dekaden größer als der von klassischen Ferriten. Die Wirbelstromverluste im Magneten werden so deutlich vermindert [VAC07].

⁶Korngrenzen stellen im Kristall einen Flächendefekt dar, während in der Abbildung ein Punktdefekt illustriert ist. Der Effekt im Zusammenhang mit der Domänenverschiebung ist aber in beiden Fällen der gleiche.

Material	BH_{\max} in $\frac{\text{kJ}}{\text{m}^3}$	T_C in $^{\circ}\text{C}$	T_{\max} in $^{\circ}\text{C}$	k_{BR} in $\frac{\%}{\text{K}}$
NdFeB 180/250 (Schramberg)	210	350	220	-0,08
NdFeB 342/135 (Schramberg)	366	330	120	-0,11
VACODYM 688 AP (VAC)	225	-/-	230	-0,08
VACODYM 722 HR (VAC)	415	-/-	50	-0,115
VACOMAX 145 S Sm ₂ Co ₁₇ (VAC)	160	-/-	250	-0,040
VACOMAX 240 HR Sm ₂ Co ₁₇ (VAC)	240	-/-	300	-0,030
HF 30/26 (Schramberg)	31,5	450	250	-0,19

Tabelle 2.1: Wesentliche Materialeigenschaften ausgesuchter Magnetwerkstoffe. Quelle: [VAC07, Sch06a, Sch08a]

2.3 Fazit

Trotz der im Vergleich zu klassischen Hart-Ferriten deutlich höheren Materialkosten ist Nd₂Fe₁₄B aufgrund des hohen Energieproduktes BH_{\max} ein häufig genutzter Permanentmagnetwerkstoff. Wie bei den meisten anderen Permanentmagnetwerkstoffen stellt die maximale Betriebstemperatur eine Einschränkung dar, die durch Beimengung von Kobalt auf Kosten des Energieproduktes abgemildert werden kann. Durch Sintern des Materials lässt sich zudem ein erhöhter spezifischer elektrischer Widerstand erreichen, was die Wirbelstromverluste im Magneten verringert. Der Temperaturkoeffizient des Materials ist mit etwa $-0.1\% \text{K}^{-1}$ zwar signifikant, auf der anderen Seite allerdings so gering, dass sich hohe Genauigkeitsanforderungen an eine Temperaturbeobachtung ergeben.

3 Modell der permanent erregten Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten

Das folgende Kapitel wird sich mit der Modellierung der IPMSM für den Traktionsantrieb beschäftigen. Dabei wird auf die für diese Anwendung charakteristischen Eigenschaften eingegangen.

Wie in Abschnitt 4.5 näher erläutert, ist für eine ausreichend genaue Beobachtung der Rotortemperatur eine sehr genaue Flusschätzung notwendig. Diese Forderung ergibt sich im Wesentlichen aus dem geringen Temperaturkoeffizienten des Permanentmagnetmaterials (siehe Abb. 2.8, (2.9a)). Hieraus wiederum ergibt sich für das zu entwickelnde Modell der IPMSM seinerseits eine hohe Anforderung an die Genauigkeit. Für ein präzises Modell sind sowohl eine möglichst gute, aber dennoch in Echtzeit ausführbare Struktur notwendig als auch ein darauf abgestimmter Parametersatz. Daher wird im ersten Teil dieses Kapitels nach einer kurzen Einführung der IPMSM ein auf der Diskretisierung nach Euler basierendes Modell der Maschine hergeleitet. Zum Ende des Kapitels wird noch die Vorgehensweise zur Charakterisierung der Maschine entsprechend dem Modell skizziert.

In Abb. 3.1 ist ein schematischer Aufbau einer IPMSM mit 2 Polpaaren zu sehen. In der Praxis werden meist Maschinen mit noch höheren Polpaarzahlen genutzt.

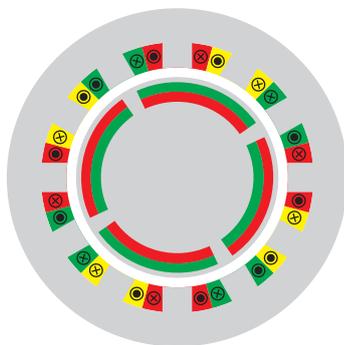


Abbildung 3.1: Aufbau einer IPMSM mit Polpaarzahl 2

3.1 Zeitkontinuierliches Modell der IPMSM

Die Beschreibung der elektromagnetischen Verhältnisse in einer elektrischen Maschine ist beinahe beliebig komplex. Aufgrund der zwar symmetrischen, aber dennoch recht komplexen Geometrie von Rotor und Stator, sowie der spezifischen Materialeigenschaften ist speziell eine Beschreibung der Felder in der Maschine in einem Arbeitspunkt mit hoher Genauigkeit nur durch eine Finite-Elemente-Simulation zu ermitteln. Für das Betriebsverhalten hat sich jedoch eine analytische Beschreibung als hinreichend genau erwiesen. Nimmt man eine bezüglich der Phasen symmetrische Maschine an, so werden alle betrachteten Größen wie beispielsweise Strombelag oder Flussdichte periodisch entlang des Rotorumfangs verlaufen. Sie lassen sich in eine Grundwelle und deren Harmonische zerlegen. Jede einzelne dieser Wellen lässt sich dann durch eine Amplitude und eine Phasenlage beschreiben. Das analytische Modell basiert nun darauf, dass sämtliche Harmonische vernachlässigt und Amplitude und Phase der Grundwelle in einem Zeiger bzw. Vektor zusammengefasst werden. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird die kartesische Form der Vektordarstellung genutzt. Der physikalische Aufbau der Maschine ist im Allgemeinen dreisträngig, der Raumzeiger einer elektrischen Messgröße basiert daher auf drei Einheitsvektoren a , b und c , die um jeweils 120° gegeneinander verdreht sind (Abb. 3.2). Durch (3.1), auch Clarke-Transformation genannt, wird dieser auf nicht linear unabhängigen Einheitsvektoren aufgebaute Vektorraum mit Hilfe einer kartesischen Basis beschrieben, die an der Phase a ausgerichtet ist.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = K_v \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Der Faktor K_v wird hierbei mit $K_v = \frac{2}{3}$ so gewählt, dass die Amplitude eines Raumzeigers sich durch die Transformation nicht ändert. Die Komponente x_0 wird Nullkomponente genannt. Da der Sternpunkt einer Maschine im Allgemeinen nicht herausgeführt wird, ist die Nullkomponente entweder nicht vorhanden, beispielsweise bei den Strangströmen¹, oder sie spielen in ihrer Wirkung keine Rolle, wie dies zum Beispiel bei den Spannungen der Fall ist. In diesem Fall wird meist eine reduzierte Transformation genutzt:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = K_v \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

¹Kapazitive Ströme können zwar zu einer Nullkomponente führen, sollen bei dieser grundsätzlichen Betrachtung aber keine Rolle spielen.

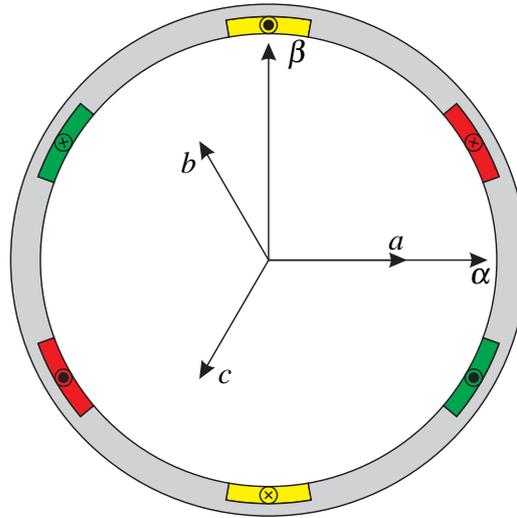


Abbildung 3.2: Statorfeste Koordinatensysteme

3.1.1 Beschreibung der Maschine in statorfesten Koordinaten

Basierend auf diesem Grundwellenansatz lässt sich das elektrische Verhalten der Maschine durch folgende Gleichungen beschreiben:

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = R_s \underline{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{\alpha\beta} \quad (3.3a)$$

$$\underline{\psi}_{\alpha\beta} = \mathbf{f}_{\psi,\alpha\beta}(\underline{i}_{\alpha\beta}, \varphi) \quad (3.3b)$$

$$T = \frac{3}{2} p \left(\underline{\psi}_{\alpha\beta} \times \underline{i}_{\alpha\beta} \right) \quad (3.3c)$$

Hierbei bezeichnet $\underline{\psi}$ den gesamten verketteten Fluss und R_s den Statorwiderstand der Maschine. Das Drehmoment T wird als äußeres Produkt des Statorstroms und des verketteten Flusses gebildet. Dabei wird stillschweigend die orthogonal auf der $\alpha\beta$ -Ebene stehende Komponente beider bislang zweidimensionalen Vektoren zu Null angenommen. Das sich ergebende Drehmoment ist daher genau parallel zu dieser Komponente gerichtet. Der verkettete Fluss ist eine algebraische Funktion des Stroms, was durch die Verwendung der generischen Funktion $\mathbf{f}_{\psi,\alpha\beta}()$ angedeutet wird. Neben der Abhängigkeit vom Rotorwinkel wird man bei genauerer Untersuchung weiterhin noch eine Abhängigkeit von der Drehzahl, der Zwischenkreisspannung, des Pulsmusters, der Schaltfrequenz und weiterer Größen finden.

3.1.2 Beschreibung der Maschine in rotorfesten Koordinaten

Bei Betrieb der Maschine mit Drehzahl $n \neq 0$ rotieren alle Raumzeiger mit der elektrischen Drehfrequenz ω_{el} :

$$\omega_{el} = n p 2\pi \quad (3.4)$$

Sämtliche Messgrößen mit Ausnahme des Drehmoments sind daher Sinusschwingungen mit der Drehfrequenz ω_{el} . Die direkte Regelung solcher Größen ist zwar möglich, aber mit hohem Aufwand verbunden [Jah07, S.53 ff]. Mit Hilfe einer Rotation um den Winkel $\varphi = \int \omega_{el} dt + C$ wird die in allen Größen enthaltene Grundschiwingung eliminiert und die gemessenen Größen werden bei stationärem Betrieb zu Gleichgrößen. Diese Rotation entspricht einer Koordinatentransformation² vom statorfesten in ein rotorfestes Koordinatensystem, dem dq -Koordinatensystem:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \mathcal{R}(-\varphi) \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \mathcal{R}^{-1}(\varphi) \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (3.5a)$$

$$\mathcal{R}(\varphi) = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{pmatrix}. \quad (3.5b)$$

Die Integrationskonstante C des elektrischen Winkels φ wird so gewählt, dass die d -Richtung des dq -Koordinatensystems der Magnetisierungsrichtung des Permanentmagnetflusses entspricht. φ ist dann ein ganzzahliges Vielfaches des mechanischen Rotorlagewinkels.

Das Modell in rotorfesten Koordinaten lässt sich somit folgendermaßen angeben [Böc12]:

$$\underline{u}_{dq} = R_s \underline{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{dq} + \omega_{el} \mathbf{J} \underline{\psi}_{dq} \quad (3.6a)$$

$$\underline{\psi}_{dq} = \mathbf{f}_{\psi,dq}(\underline{i}_{dq}) \quad (3.6b)$$

$$T = \frac{3}{2} p \left(\underline{\psi}_{dq} \times \underline{i}_{dq} \right) \quad (3.6c)$$

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Unter Vernachlässigung von Sättigung und Eisenverlusten lässt sich das Modell noch

²In der Literatur ist sie unter dem Namen Park-Transformation bekannt.

vereinfachen bzw. konkretisieren:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_p \\ 0 \end{pmatrix} + \omega_{el} \left[\begin{pmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \psi_p \end{pmatrix} \right] \quad (3.7a)$$

$$T = \frac{3}{2} p (\psi_p i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3.7b)$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d i_d + \psi_p \\ L_q i_q \end{pmatrix} = \underline{\mathbf{L}} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \underline{\psi}_p \quad (3.7c)$$

Die bislang allgemein angegebene Beziehung zwischen Fluss- und Stromvektor wird nun separiert in einen induktiven Statorfluss und einen permanentmagneterzeugten Rotorfluss. Diese Darstellung ermöglicht eine vollständig analytische Behandlung des Modells der IPMSM in dq -Koordinaten. In Ergänzung zu den in der Literatur üblichen Modellen wird in (3.7a) zusätzlich eine zeitliche Änderung des Permanentmagnetflusses berücksichtigt. Aufgrund der geringen Dynamik ist sie zwar in der Praxis weitgehend vernachlässigbar, jedoch ist sie für die korrekte Modellierung und Auslegung des Rotortemperatur-Beobachters zwingend notwendig.

3.1.3 Sättigung

Bei hoch ausgenutzten Maschinen, wie sie als Traktionsantriebe von Automobilen typischerweise Anwendung finden, ist magnetische Sättigung kein vernachlässigbarer Störeinfluss, sondern wesentlicher Bestandteil der Charakteristik der Maschine. Sättigung bedeutet, dass das flussführende Eisen in Rotor und Stator in die Nähe seiner Sättigungsmagnetisierung gelangt und somit die Permeabilität nicht mehr über alle im Betrieb vorkommenden Betriebszustände als konstant angenommen werden kann. Sättigung entsteht einerseits dadurch, dass tendenziell mit steigender Leistungsdichte der Maschine auch die Flussdichte im Rotor- und Statorblechpaket steigt. Zum anderen wird mit Hilfe von Taschen³ speziell im Rotor das Eisen gezielt in die Sättigung getrieben, um die Eigenschaften der Maschine in eine gewünschte Richtung zu verändern. Im Betrieb lässt sich Sättigung durch sich in Abhängigkeit vom Strom ändernde Induktivitäten entsprechend

$$\dot{\underline{\mathbf{L}}}_{\text{diff}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{L}_{\text{diff}, dd} & \dot{L}_{\text{diff}, dq} \\ \dot{L}_{\text{diff}, qd} & \dot{L}_{\text{diff}, qq} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\dot{\underline{\mathbf{L}}} = \begin{pmatrix} L_d(i_d, i_q) & 0 \\ 0 & L_q(i_d, i_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{L}_d & 0 \\ 0 & \dot{L}_q \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

³Aussparungen im Rotorblech, die nicht oder nicht vollständig mit Permanentmagnetmaterial aufgefüllt werden.

beobachten. Dabei wird zwischen den die Dynamik der Maschine bestimmenden differentiellen Induktivitäten (3.8) und den für die rotatorisch induzierte Spannung verantwortlichen absoluten Induktivitäten (3.9) unterschieden. Während die differentiellen Induktivitäten sich eindeutig als partielle Ableitungen der Flusskomponenten nach den Stromkomponenten formulieren lassen, ist eine Aufteilung der Beiträge der jeweiligen Stromkomponenten zum verketteten Gesamtfluss nicht eindeutig. Daher wurde hier eine Formulierung gewählt, in der jeweils nur eine Stromkomponente auf eine Flusskomponente wirkt. Aufgrund der Abhängigkeit der Induktivitäten vom Stromarbeitspunkt muss das in (3.7) eingeführte Modell erweitert werden:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dot{L}_{\text{diff}, dd} & \dot{L}_{\text{diff}, dq} \\ \dot{L}_{\text{diff}, qd} & \dot{L}_{\text{diff}, qq} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_p \\ 0 \end{pmatrix} \\ + \omega_{\text{el}} \mathbf{J} \left[\begin{pmatrix} \dot{L}_d & 0 \\ 0 & \dot{L}_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_p \\ 0 \end{pmatrix} \right] \quad (3.10a)$$

$$T = \frac{3}{2} p \left[\psi_p i_q + (\dot{L}_d - \dot{L}_q) i_d i_q \right] \quad (3.10b)$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{L}_d i_d + \psi_p \\ \dot{L}_q i_q \end{pmatrix} = \underline{\dot{\mathbf{L}}} \underline{i}_{dq} + \underline{\psi}_p \quad (3.10c)$$

Ein Beispiel für eine arbeitspunktabhängige differentielle Induktivitätsmatrix ist in Abb. 3.3 gegeben.

Diese Art der Modellbildung weicht ein wenig von der Physik der Maschine ab, denn sie setzt einen arbeitspunktunabhängigen Permanentmagnetfluss ψ_p an, was in der Realität aufgrund der auch im Rotor auftretenden Sättigung so nicht zu erwarten ist. Da mit Hilfe der klassischen Messaufbauten aber eine Trennung zwischen Permanentmagnetfluss und induziertem Fluss nicht möglich ist, ist dieser Ansatz ebenso zulässig wie jeder andere Ansatz unter Verwendung eines arbeitspunktabhängigen Permanentmagnetflusses.

Während ein auf Induktivitäten basierendes, vereinfachtes Modell speziell für Reglerauslegung oder ähnliche analytische Zwecke besser handhabbar ist, eignet sich ein Modell nach (3.6), in dem die Beziehung aus (3.6b) mit Hilfe von zwei Kennfeldern (Abb. 3.4) implementiert ist, für eine möglichst präzise Beschreibung der Maschine besser.

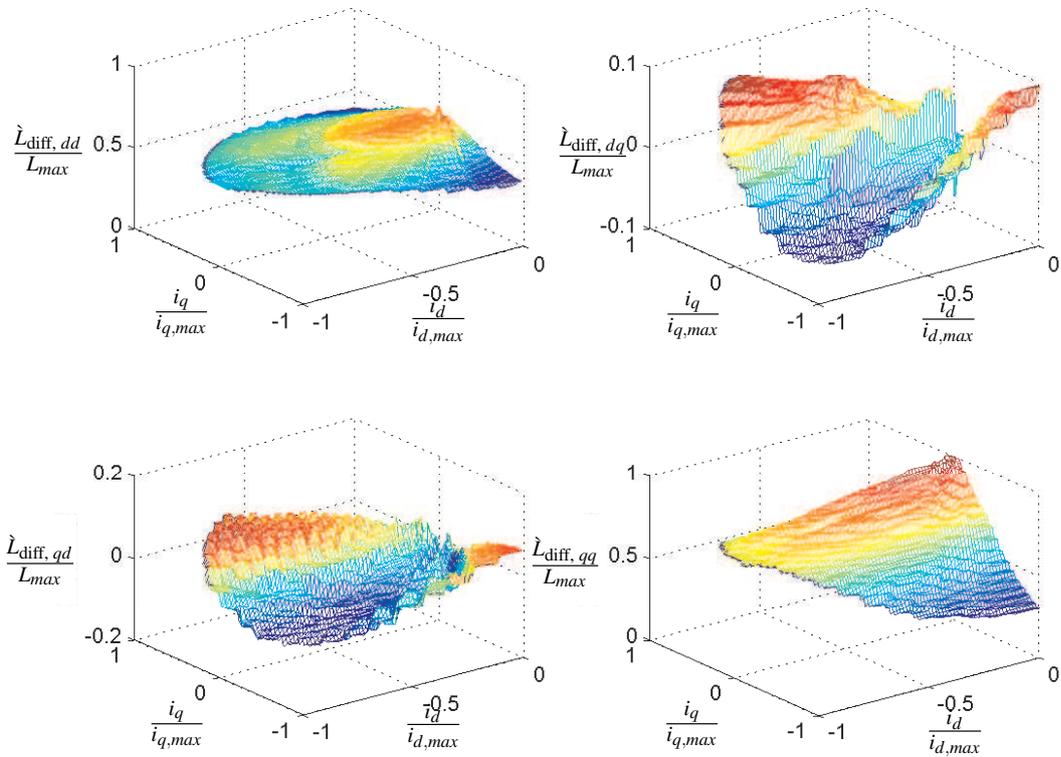
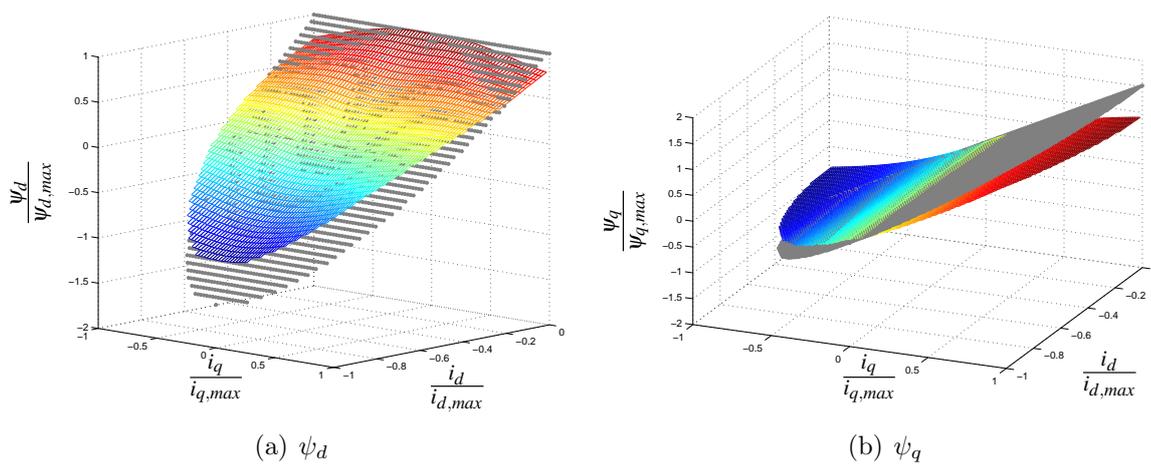


Abbildung 3.3: Differentielle Induktivitätskennfelder einer gesättigten Maschine



(a) ψ_d

(b) ψ_q

Abbildung 3.4: Vergleich der Flusskennfelder einer Maschine mit und ohne Sättigung (farbige Flächen: gesättigt, graue Punkte: ungesättigt)

3.1.4 Drehzahlabhängigkeiten

Neben der vom Stromzeiger abhängigen Sättigung in den Flusskennfeldern existiert auch eine Abhängigkeit der Flusskennfelder bezüglich der Drehzahl. Physikalisch betrachtet kommen hierfür zunächst die Eisenverluste in Frage. Diese teilen sich in drei Komponenten auf:

- *Hystereseverluste*: Hiermit werden die beim periodischen Ummagnetisieren eines magnetischen Materials entstehenden Verluste erfasst. Sie sind in erster Nähe proportional zur von der Hysteresekurve umschlossenen Fläche und der Frequenz. Sie treten sowohl im Statoreisen als auch im Rotoreisen auf, wobei das Rotoreisen nur den Harmonischen der Grundschwingung und nicht der Grundschwingung selber ausgesetzt ist.
- *Wirbelstromverluste*: Entsprechend (2.1b) induziert eine Flussänderung innerhalb eines homogenen Materials eine Spannung. Ist das Material elektrisch leitfähig, so bildet sich ein kreisförmiger Strom aus, der über dem Widerstand des Materials ohmsche Verluste generiert. Diese können als näherungsweise proportional zum Quadrat der Frequenz und der Flussamplitude angenommen werden.
- *Zusatzverluste*: Zusatzverluste entstehen aufgrund von internen Domänenvorgängen und bilden jene Vorgänge ab, die nicht durch die Hystereseverluste erfasst werden [Jil94]. Sie werden als proportional zu $f^{1,5}$ und $\hat{B}^{1,5}$ angenommen [KS10].

Ihre Erfassung ist insbesondere im Kontext der Wirkungsgradanalyse beziehungsweise der thermischen Auslegung wichtig. Die Berechnung wird dabei meist mit Hilfe der verbesserten generalisierten Steinmetzformel bewerkstelligt [MBKE12]:

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (3.11)$$

Mit Hilfe der experimentell ermittelten Parameter k_i , α und β wird die Gleichung auf das verwendete Material angepasst.

Im Kontext dieser Arbeit ist jedoch nicht die Verlustleistung von Interesse, sondern die Änderung der Strom-Fluss-Beziehung in Abhängigkeit von der Drehzahl. Hinzu kommt die Beschränkung auf die Grundschwingung, sodass der große durch Pulsweitenmodulation und Statornutung erzeugte Eisenverlustanteil nicht berücksichtigt wird. In der Literatur [USU03, Sch09] existieren verschiedene Modelle, mit denen die Auswirkung der Eisenverluste auf die Flussbildung, meist mit Hilfe eines zur induzierten Spannung (EMK) parallelen Widerstands, beschrieben werden kann. Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen haben diesen Effekt jedoch weder bestätigen noch widerlegen können, denn die Drehzahlabhängigkeit ist so gering, dass andere Faktoren die Drehzahlabhängigkeit dominieren:

1. *Fehlausrichtung des Lagesensors*: Die Ausrichtung des Lagesensors hat erheblichen Einfluss auf die Berechnung der Kennfelder. In Abb. 3.5 sind zwei Kennfelder im Vergleich gegenübergestellt, die sich nur in der Ausrichtung des Lagesensors unterscheiden. In Abb. 3.5(a) wurde der Lagesensor statisch im Stillstand ausgerichtet, während in Abb. 3.5(b) das im Anhang Abschnitt A.3 beschriebene Verfahren zum Einsatz kam.
2. *Spannungsmessung*: Die in Abschnitt 5.2 vorgestellte Methode zur Messung der Klemmenspannung hat prinzipbedingt eine begrenzte Auflösung, sodass Differenzen zwischen zwei Kennfeldern auch aufgrund der Charakteristik der Spannungsmessung auftreten können.

Vor diesem Hintergrund ist eine weitere Modellierung und Quantifizierung der Eisenverluste nicht sinnvoll. Es hat sich als praxistauglich erwiesen, bei mehreren Drehzahlen Kennfelder aufzunehmen und die Flusswerte im Arbeitspunkt durch Interpolation zu approximieren.

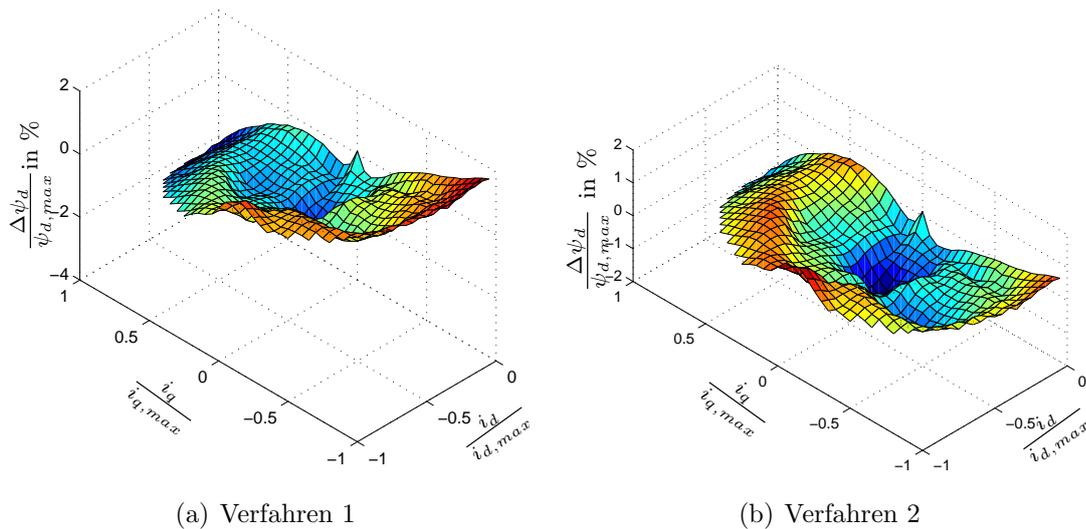


Abbildung 3.5: Drehzahlabhängiger Differenzfluss in d -Richtung. Vergleichene Drehzahlen: 965 min^{-1} und 1500 min^{-1}

3.2 Zeitdiskretes Modell der IPMSM

In der Praxis werden Regelungen und auch Beobachter in der elektrischen Antriebstechnik fast ausschließlich auf prozessorbasierten und damit abtastenden Systemen ausgeführt. In der Leistungsklasse von wenigen kW bis einigen 100 kW elektrischer Leistung werden zur Zeit IGBTs als Leistungshalbleiter eingesetzt. Die Schaltfrequenz liegt hierbei

meistens im Bereich von ca. 8 kHz bis 16 kHz, wobei bei Traktionsantrieben für Automobile häufig eine Schaltfrequenz von 10 kHz anzutreffen ist. Entsprechend dem häufig eingesetzten Verfahren des Regular Samplings mit einer Abtastung pro PWM-Periode [BH07] entspricht die Periodendauer der Pulsweitenmodulation der Abtastzeit der Regelung und auch der der Messwertaufnahme. Die elektrischen Maschinen sind der Erfahrung nach so ausgelegt, dass die maximale elektrische Grundfrequenz im Bereich von 1 kHz liegt. Bei maximaler Drehzahl ergibt sich ein Verhältnis von elektrischer Grundfrequenz zu PWM-Schaltfrequenz von 1:10. Unter der Voraussetzung von Regular-Sampling und einer Abtastung pro PWM-Periode beschreibt die Inverse dieses Verhältnisses die Anzahl der Regelzyklen innerhalb einer elektrischen Umdrehung der Maschine und wird Pulszahl genannt.

In diesem Kontext stellt das zeitkontinuierliche Modell der IPMSM lediglich einen Ausgangspunkt für die Herleitung eines zeitdiskreten Modells dar, mit dessen Hilfe dann Regler oder auch Beobachter ausgelegt werden können, die auf diesen Einrichtungen ausgeführt werden können. Der Anspruch hier besteht darin, ein Modell herzuleiten, das einerseits mit möglichst geringem Rechenaufwand ausgeführt werden kann, und andererseits aber auch bei geringen Pulszahlen eine hinreichend gute Approximation des zeitkontinuierlichen Modells darstellt. Der nächstliegende Ansatz ist, durch den Einsatz von Differenzenquotienten das in (3.6) angeführte Modell zu diskretisieren. Hierbei wirkt sich die zeitliche Diskretisierung ausschließlich auf (3.6a) aus, da die beiden anderen Beziehungen innerhalb des Modells rein algebraischer Natur sind. Eine derart mit der Abtastzeit T_a diskretisierte Statorspannungsgleichung hat die Form:

$$\underline{u}_{dq}[k] = R_s \underline{i}_{dq}[k] + \frac{\psi_{dq}[k+1] - \psi_{dq}[k]}{T_a} + \frac{\varphi[k+1] - \varphi[k]}{T_a} \mathbf{J} \psi_{dq}[k] \quad (3.12)$$

Es zeigt sich allerdings, dass bei einem auf diese Art generierten Modell mit zunehmender Drehzahl und damit abnehmender Pulszahl ein nicht vernachlässigbarer Diskretisierungsfehler entsteht, der zu einer numerischen Energiedissipation führt [SOBW⁺13]. Diese Diskrepanz beruht darauf, dass das (3.12) zugrunde liegende zeitkontinuierliche Modell im stationären Zustand bei konstanter Drehzahl eine konstante Eingangsspannung \underline{u}_{dq} voraussetzt⁴, was gleichbedeutend mit einer sinusförmigen Eingangsspannung $\underline{u}_{\alpha\beta}$ ist. Entsprechend dem Verfahren des Regular Samplings wird die gestellte Spannung nur einmal pro Abtastzyklus aktualisiert und es ergibt sich eine Differenz zwischen der gestellten Spannung und dem Mittelwert der angenommenen Spannung über eine Abtastperiode (siehe Abb. 3.6).

Es gibt verschiedene Verfahren, diesen durch die Abtastung hervorgerufenen Fehler zu kompensieren. In [SOBW⁺13] wird ein Modell mittels zeitdiskreter Variationsrechnung hergeleitet. Aufgrund der Eigenschaften dieses Verfahrens kann nachgewiesen werden,

⁴unter Vernachlässigung von Schwingungen, die durch die Maschinengeometrie verursacht werden

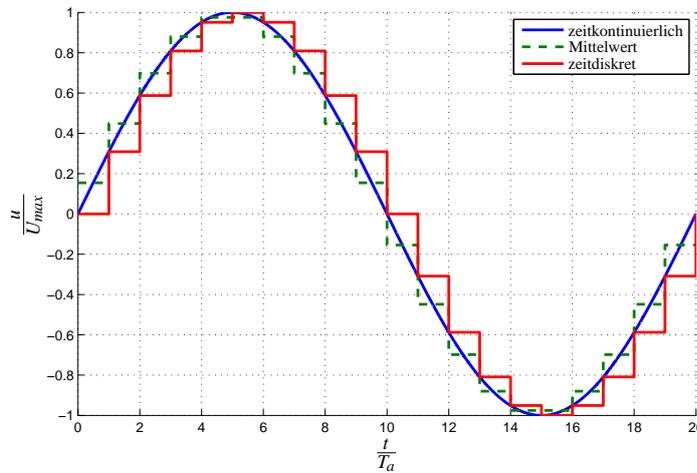


Abbildung 3.6: Vergleich der Spannungen je nach Modell: blau: normierter, zeitkontinuierlicher Spannungsverlauf entsprechend (3.6); gestrichelt grün: Mittelwert des zeitkontinuierlichen Spannungsverlaufs über T_a ; rot: durch Pulsweitenmodulation generierter Spannungsverlauf

dass im Mittel keine numerische Energiedissipation stattfindet. Interessanterweise kann dieses Maschinenmodell allerdings auch auf andere Weise elegant hergeleitet werden [Mey10, S. 62 ff]. Anlehnend daran soll hier eine kurze Herleitung angegeben werden.

Ausgangspunkt ist das Maschinenmodell der IPMSM in statorfesten orthogonalen Koordinaten nach (3.3b), das unter Verwendung des Differenzenquotienten

$$\frac{dx}{dt}[k] \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{t[k+1] - t[k]} = \frac{x[k+1] - x[k]}{T_a} \quad (3.13)$$

diskretisiert wird.

Beim Übergang in die zeitdiskrete Beschreibung des Modells ist Folgendes zu beachten: Die Anwendung des Differenzenquotienten nach (3.13) sorgt dafür, dass sich der Zeithorizont der diskret differenzierten Größe um eine halbe Abtastperiode gegenüber den anderen Größen verschiebt. Der Zeitpunkt des bestmöglichen diskreten Repräsentanten von $\frac{d}{dt}\psi_{\alpha\beta}$ liegt daher bei $(k+0,5)T_a$. Diesem Umstand kann im Modell der Maschine durch eine Rotation um die Hälfte des innerhalb einer Abtastperiode vom Rotor überstrichenen Winkels $\Delta\varphi$ Rechnung getragen werden. Hinzu kommt, dass bezüglich der Diskretisierung die im Wechselrichterbetrieb innerhalb einer Abtastperiode pulsierende Klemmenspannung als konstant angenommen werden kann. Die anzunehmende Amplitude entspricht dann dem Mittelwert über eine Abtastperiode. Daraus ergibt sich wiederum, dass sich der beste Repräsentant der Spannung in der Mitte der Abtastperiode befindet. Auch hier kann mit Hilfe einer Rotation eine Korrektur vorgenommen

werden.

$$\mathcal{R}^{-1}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k]\right) \underline{u}_{\alpha\beta}[k] = R_s \underline{i}_{\alpha\beta}[k] + \mathcal{R}^{-1}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k+1]\right) \left(\frac{\underline{\psi}_{\alpha\beta}[k+1] - \underline{\psi}_{\alpha\beta}[k]}{T_a} \right) \quad (3.14a)$$

$$\Leftrightarrow \underline{\psi}_{\alpha\beta}[k+1] = T_a \underline{u}_{\alpha\beta}[k] - T_a \mathcal{R}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k]\right) R_s \underline{i}_{\alpha\beta}[k] + \underline{\psi}_{\alpha\beta}[k] \quad (3.14b)$$

Dabei werden folgenden Beziehungen genutzt:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi[k+1] &= \varphi[k+1] - \varphi[k] \approx \omega_{el}[k] T_a \\ \mathcal{R}(\Delta\varphi[k+1]) &= \mathcal{R}(\varphi[k+1]) \mathcal{R}^{-1}(\varphi[k]) \end{aligned}$$

Zur Veranschaulichung der Wirksamkeit der vorgenommenen Rotation ist in Abb. 3.7 die Simulation eines einfachen Maschinenmodells im stationären Betrieb bei einer Pulszahl von 10 dargestellt. Als Referenz dient dabei ein zeitkontinuierliches Maschinenmodell, das synchron zu den zeitdiskreten Modellen abgetastet wird. Der relative Fehler in Prozent verringert sich durch die Maßnahme von 1 % auf 0,1 %.

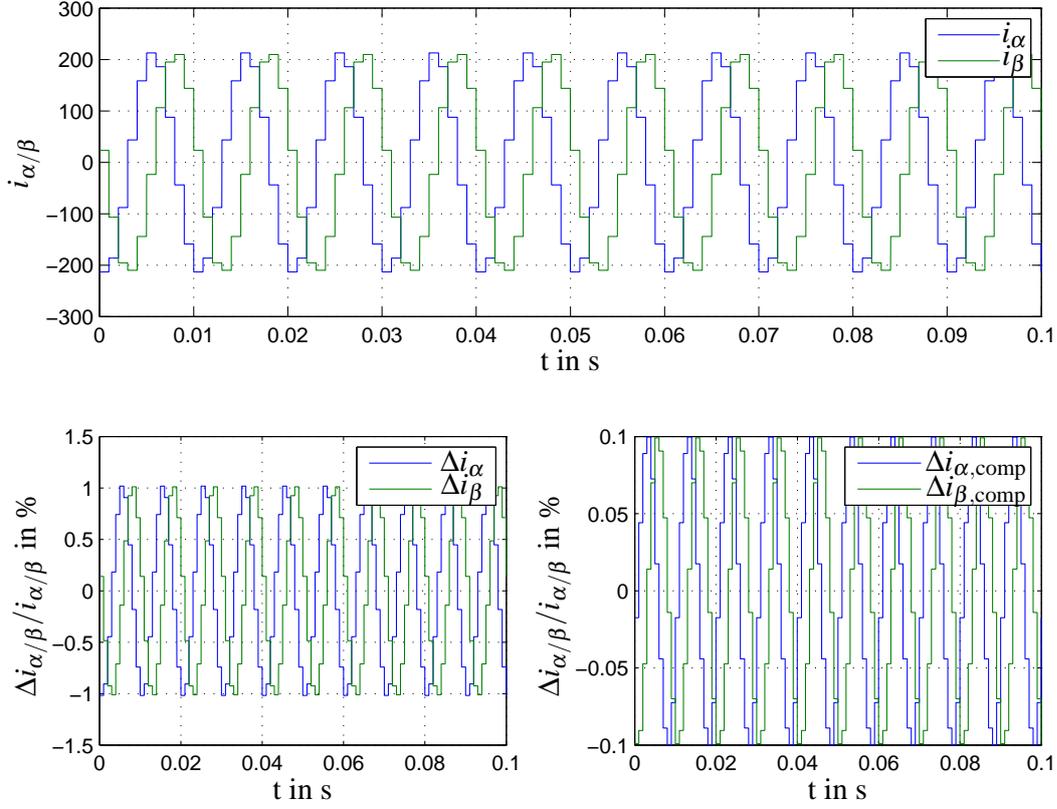


Abbildung 3.7: Simulation eines einfachen Maschinenmodells an einem stationären Arbeitspunkt mit Pulszahl 10. Links ohne Kompensation, rechts mit Kompensation durch Rotation um $\frac{\Delta\varphi}{2}$. (Parameter der Maschine: $L_d = L_q = 500 \mu\text{H}$; $\psi_p = 60 \text{ mVs}$, $R_s = 10 \text{ m}\Omega$)

Das zeitdiskrete Modell wird anschließend in rotorfesten Koordinaten formuliert

$$\begin{aligned} \mathcal{R}(\varphi[k+1]) \underline{\psi}_{dq}[k+1] &= \mathcal{R}(\varphi[k]) T_a \underline{u}_{dq}[k] - \mathcal{R}(\varphi[k]) T_a \mathcal{R}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k+1]\right) R_s \underline{i}[k]_{dq} \\ &\quad + \mathcal{R}(\varphi[k]) \underline{\psi}_{dq}[k] \end{aligned}$$

und lässt sich durch Umformung in die folgende Form überführen:

$$\underline{\psi}_{dq}[k] = \mathcal{R}^{-1}(\Delta\varphi[k]) \left(T_a \underline{u}_{dq}[k-1] - T_a \mathcal{R}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k]\right) R_s \underline{i}_{dq}[k-1] + \underline{\psi}_{dq}[k-1] \right) \quad (3.15)$$

Der Strom ergibt sich wieder über die Funktion $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1}\left(\underline{\psi}_{dq}\right)$, sodass sich das Modell der

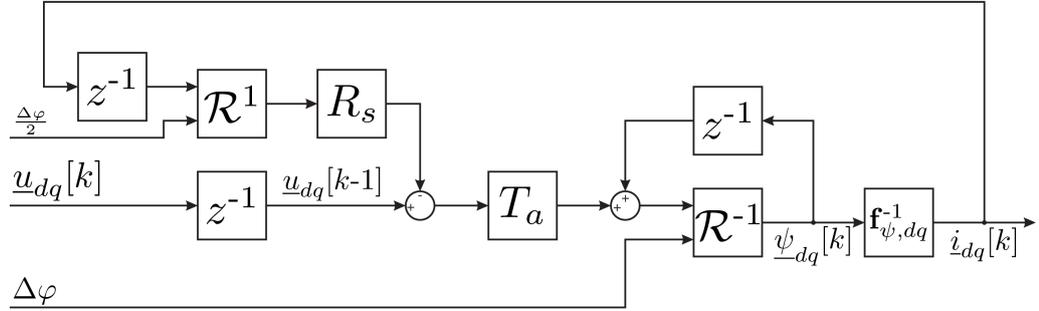


Abbildung 3.8: Zeitdiskreter Wirkungsplan nach (3.16)

Maschine wie folgt angeben lässt:

$$\underline{\psi}_{dq}[k] = \mathcal{R}^{-1}(\Delta\varphi[k]) \left(T_a \underline{u}_{dq}[k-1] - T_a \mathcal{R}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}[k]\right) R_s \mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1} \left(\underline{\psi}_{dq}[k-1] \right) + \underline{\psi}_{dq}[k-1] \right) \quad (3.16)$$

Wie zu Beginn des Kapitels angedeutet, stellt dieses Modell einen Kompromiss zwischen Echtzeitfähigkeit einerseits und Genauigkeit andererseits dar. Dient das Modell beispielsweise als Grundlage für eine Reglerauslegung, so wird meist auf die Rotation der ohmschen Spannungsverluste zugunsten der Ausführungsgeschwindigkeit auf dem Prozessorsystem verzichtet [Mey10]. Der daraus entstehende Fehler kann gut von der Regelung kompensiert werden. Auf der anderen Seite gibt es allerdings die Möglichkeit, den Diskretisierungsfehler noch weiter zu minimieren, indem entweder die Abtastzeit weiter reduziert [Mat11] oder höherwertige Integrationsverfahren (Mehrschrittverfahren oder aufwendigere Quadratur-Regeln [Gip99, S. 163 bzw. 152]) für die numerische Integration genutzt werden. Beides stellt allerdings gegenüber dem hergeleiteten Modell deutlich höhere Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit des Prozessorsystems, auf dem das Modell in Echtzeit berechnet werden soll. Der Signalflussplan des Modells ist in Abb. 3.8 zu sehen.

3.3 Parametrierung des Modells der IPMSM

Das in (3.16) hergeleitete Modell muss formell nur an 2 Stellen parametriert werden, nämlich bezüglich des Statorwiderstands R_s und der Beziehung $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1} \left(\underline{\psi}_{dq} \right)$. Jedoch ist

die Parametrierung nicht trivial, denn aufgrund von Temperatureinflüssen und Eisenverlusten sind beide nicht als konstant zu betrachten. Der Statorwiderstand besitzt eine Abhängigkeit von der Statortemperatur. Da häufig ein Temperatursensor in den Wicklungen der Maschine existiert, kann diese meist als bekannt angenommen werden. Eine direkte Berechnung entsprechend

$$R_s(\vartheta_s) = R_s(\vartheta_{s,ref}) (1 + \alpha_{cu}(\vartheta_s - \vartheta_{s,ref})) \quad (3.17)$$

kann allerdings abhängig von den Verhältnissen in der Maschine zu kurz greifen, da man nicht davon ausgehen kann, dass sich sämtliche Teile des Strompfades auf einem einheitlichen Temperaturniveau befinden. Es kann also notwendig sein, einen korrigierten Temperaturkoeffizienten $\alpha_{cu,corr}$ zu ermitteln, oder sogar ein einfaches thermisches Modell zur Identifizierung des Statorwiderstands zu implementieren.

Noch mehr Aufwand erfordert die Generierung der Kennfelder, durch welche die Beziehung $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1} \left(\underline{\psi}_{dq} \right)$ abgebildet wird. Hierfür ist eine Vermessung der Maschine bei verschiedenen Drehzahlen und Arbeitspunkten in der Stromebene, die durch i_d und i_q aufgespannt wird, notwendig. Typischerweise wird die Vermessung bei konstanter Drehzahl im stationären Betrieb und in verschiedenen Arbeitspunkten durchgeführt. Ein Beispiel dafür ist in Abb. 3.9 zu sehen. Für jeden Arbeitspunkt werden Ströme, Spannungen und Temperaturen aufgezeichnet und über einen gewissen Zeitraum gemittelt ausgewertet. Aufgrund der Mittelung der Messgrößen spielen die Zeithorizonte keine Rolle mehr, sodass sich (3.15) reduziert zu:

$$\underline{\psi}_{dq} = \mathcal{R}^{-1}(\Delta\varphi) \left[\underline{\psi}_{dq} + T_a \underbrace{\left(\underline{u}_{dq} - \mathcal{R}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) R_s \dot{\underline{i}}_{dq} \right)}_{\underline{u}_{i,dq}} \right] \quad (3.18)$$

Hieraus lässt sich wiederum der verkettete Fluss $\underline{\psi}_{dq}$ der Maschine im jeweiligen Arbeitspunkt berechnen:

$$\psi_d = \frac{u_{i,d} (\cos(\Delta\varphi) - 1) + u_{i,q} \sin(\Delta\varphi)}{2 (1 - \cos(\Delta\varphi))} T_a \quad (3.19a)$$

$$\psi_q = \frac{u_{i,q} (\cos(\Delta\varphi) - 1) - u_{i,d} \sin(\Delta\varphi)}{2 (1 - \cos(\Delta\varphi))} T_a \quad (3.19b)$$

Als Ergebnis erhält man Kennfelder, wie sie in Abb. 3.4 dargestellt sind.

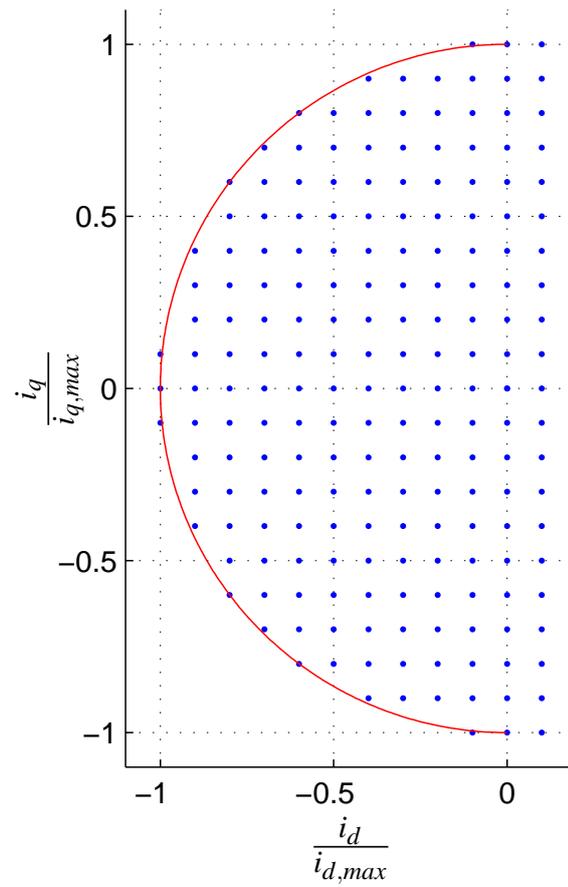


Abbildung 3.9: Vermessung der Maschine bei konstanter Drehzahl (Blau: Vermessungspunkte; Rot: maximal zulässiger Strom)

4 Rotortemperatur-Beobachter

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem Aufbau und der Auslegung eines auf elektrischen Größen und Parametern basierenden Beobachters für die Rotortemperatur einer IPMSM. Das Grundprinzip dabei ist denkbar einfach. Wie in (2.8a) beschrieben, ändert sich die Remanenzflussdichte des Permanentmagnetmaterials in Abhängigkeit von der Temperatur. Das bedeutet, dass die Flüsse in der Maschine temperaturabhängig sind, was sich im laufenden Betrieb bei Drehzahlen ungleich Null durch eine temperaturabhängige induzierte Spannung bemerkbar macht. Durch den Beobachter werden diese Flussänderungen detektiert und anschließend mittels

$$\vartheta = \vartheta_{ref} + \frac{\Delta\psi_p}{k_{Br}\psi_p(\vartheta_{ref})} \quad (4.1)$$

in Temperaturdifferenzen überführt.

Im Folgenden wird zunächst auf den Aufbau des Beobachters eingegangen. Stabilitäts- und Dynamik-Betrachtungen werden zunächst an einem analytischen Modell mit konstanten Induktivitäten durchgeführt, an die sich eine Abschätzung des Verhaltens unter Berücksichtigung von Sättigung anschließt. Eine Empfindlichkeitsanalyse gegenüber Parametern und Messgrößen wird durchgeführt, aus der sich Anforderungen an die Genauigkeit der zu erfassenden Größen und Parameter ergeben. Neben diesen Anforderungen muss die Maschine an sich bestimmte Anforderungen erfüllen, worauf in Abschnitt 4.5 eingegangen wird. Den Abschluss des Kapitels bildet eine messtechnisch ermittelte Empfindlichkeitsanalyse sowie einige zusätzliche Messungen, die die Performanz des Beobachters illustrieren sollen.

4.1 Aufbau des Beobachters

Flussbeobachter spielen in der Antriebstechnik speziell im Kontext der „Sensorlosen Regelung“ eine wichtige Rolle. Aus dem beobachteten Fluss wird dabei der Rotorlagewinkel der Maschine abgeleitet, wodurch, meist in Kombination mit weiteren Maßnahmen, auf einen Rotorlagesensor verzichtet werden kann. Eine gute Übersicht bieten hier die Publikationen [AW06, Aic04]. Da der Fokus meist auf der Orientierung des Flusses und nicht seiner genauen Amplitude liegt, sind diese Beobachter mit Rücksicht auf die meist eher geringe Rechenleistung der eingesetzten Rechenplattform im Allgemeinen recht einfach gehalten. Entweder werden von vornherein Beobachter mit reduzierter Ordnung genutzt

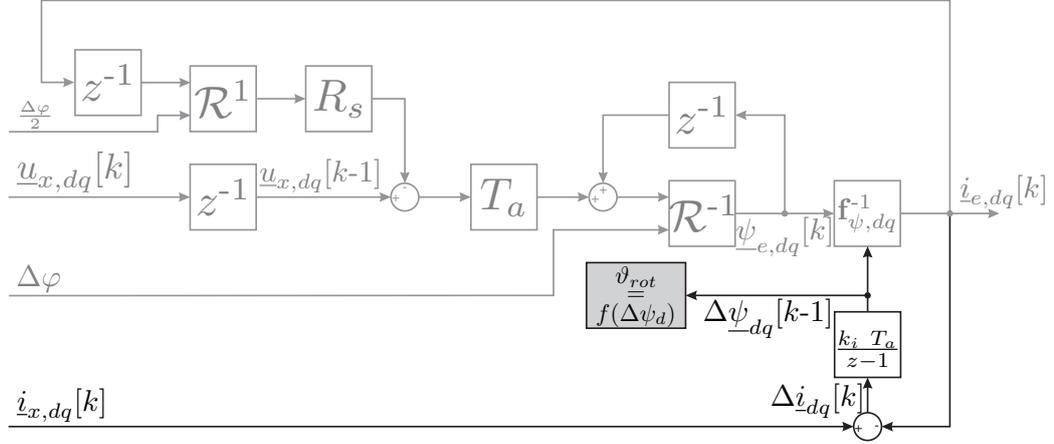


Abbildung 4.1: Ergänzung des Maschinenmodells zu einem Beobachter. Grau: Modell entsprechend (3.16); Schwarz: Ergänzungen

[THU+00], oder, wenn aufwändigere Verfahren wie der Kalmanfilter eingesetzt werden, wird in den meisten Fällen die Sättigung vernachlässigt, bzw. grob linearisiert [ZZH05].

Bei dem Verfahren der Direct Torque Control (DTC) ist ein Flussbeobachter, oder zumindest ein Flussgeschätzer fester Bestandteil der Regelung. Die verwendeten Modelle sind aufgrund der im Vergleich zur feldorientierten Regelung recht hohen Ausführungsfrequenz jedoch sehr einfach gehalten, bieten meist keine Berücksichtigung von Sättigung und werden in statorfesten Koordinaten berechnet [TR03].

Bei all diesen Verfahren ist der beobachtete Fluss nur eine Zwischengröße, aus der weitere Größen abgeleitet werden. Aufgrund der verwendeten Ansätze ist davon auszugehen, dass die Genauigkeit für die Rotortemperaturschätzung nicht ausreichend ist. In Abb. 4.1 ist dagegen eine Beobachterstruktur angegeben, die bei geeigneter Wahl von $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1}(\dot{i}_{dq})$ Sättigung und auch andere Effekte wie Eisenverluste abzubilden vermag.

Grundgedanke des Beobachters ist, dass die Differenz zwischen gemessenen und beobachteten Strömen $\Delta \dot{i}_{dq} = \dot{i}_{x,dq} - \dot{i}_{e,dq}$ auf einer Abweichung der Flusstrombeziehung $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1}(\dot{i}_{dq})$ beruht. Dementsprechend wird die Stromabweichung genutzt, um die Strom-Fluss-Beziehung zu adaptieren. Ausgehend von der Annahme, dass der Permanentmagnetfluss der einzige temperaturabhängige Einflussfaktor in $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1}(\dot{i}_{dq})$ ist, wird folgendes Adaptionsgesetz aufgestellt:

$$\mathbf{f}_{\psi,dq,\text{adapt}}(\dot{i}_{dq}, \Delta \psi_{dq})[k] = \mathbf{f}_{\psi,dq,\text{ref}}(\dot{i}_{dq})[k] + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \Delta \psi_{dq}[k] \quad (4.2)$$

Um stationäre Genauigkeit des Beobachters zu erreichen, geschieht die Rückführung über einen Integrator und eine Verstärkung:

$$\Delta \underline{\psi}_{dq} = \frac{k_i T_a}{z - 1} \Delta \underline{i}_{dq} \quad (4.3)$$

4.2 Übertragungsfunktion des Beobachters ohne Berücksichtigung von Sättigung

Für die Auslegung des Beobachters, also die Bestimmung des Parameters k_i , ist eine Herleitung der Übertragungsfunktion des Beobachters hilfreich, wenn auch deren Ergebnisse nicht 1:1 in die Praxis übertragen werden können, da Temperaturen im Rotor sich nur mit – nach elektrischen Maßstäben – sehr großen Zeitkonstanten ändern. Die Übertragungsfunktion ist sowohl in kontinuierlicher als auch in diskreter Zeit angebar. Da jedoch der zusätzliche Erkenntnisgewinn im Zeitdiskreten gering ist und gleichzeitig die zeitkontinuierliche Form übersichtlicher darstellbar ist, wird die Untersuchung im Zeitkontinuierlichen durchgeführt. Der Vollständigkeit halber werden jedoch auch die Parameter der zeitdiskreten Übertragungsfunktion in Abschnitt A.1 angegeben. Durchgeführte Simulationen haben bestätigt, dass die Ergebnisse der Untersuchung ins Zeitdiskrete übertragbar sind. Aufgrund der nichtlinearen und analytisch schlecht formulierbaren Form der Funktion $\mathbf{f}_{\psi,dq}^{-1}(\underline{i}_{dq})$ im Falle von Sättigung ist eine analytische Betrachtung des Beobachters unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten nicht zielführend. Stattdessen wird der geschlossen formulierbare, lineare Zusammenhang zwischen Strom und magnetischem Fluss entsprechend (3.7c) genutzt. Eine Abschätzung der hierbei vernachlässigten Sättigung ist anschließend durch Annahme von Extremwerten in den Induktivitäten möglich. Dort kann auch der Einfluss der Drehzahl abgeschätzt werden, der hier noch als Parameter genutzt wird. Hier stellt sich die Frage, warum der Permanentmagnetfluss als variabel, während die Rotordrehzahl als konstant über die Zeit angenommen wird. Der Grund ist, dass beide Größen so langsam veränderlich sind, dass sie in guter Näherung als konstant angenommen werden können. Da aber k_i entsprechend der Dynamik von ψ_p ausgelegt werden soll, ist das Vorsehen einer solchen Dynamik in der Übertragungsfunktion unumgänglich.

Unter den getroffenen Annahmen lässt sich die Übertragungsfunktion des Beobachters aus (3.7) herleiten, wobei \mathbf{s} den Laplace-Operator bezeichnet:

$$u_d = R_s i_d + L_d \mathbf{s} i_d + \mathbf{s} \psi_p - \omega_{el} L_q i_q \quad (4.4a)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \mathbf{s} i_q + \omega_{el} (\psi_p + L_d i_d) \quad (4.4b)$$

Umstellen von (4.4b) nach i_q :

$$i_q = \frac{u_q - \omega_{\text{el}}(\psi_p + L_d i_d)}{R_s + L_q \mathbf{s}} \quad (4.5)$$

Einsetzen von (4.5) in (4.4a):

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \mathbf{s} i_d + \mathbf{s} \psi_p - \omega_{\text{el}} L_q \left(\frac{u_q - \omega_{\text{el}}(\psi_p + L_d i_d)}{R_s + L_q \mathbf{s}} \right) \\ u_d + \frac{\omega_{\text{el}} L_q (u_q - \omega_{\text{el}} \psi_p)}{R_s + L_q \mathbf{s}} - \mathbf{s} \psi_p &= \left(R_s + L_d \mathbf{s} + \frac{\omega_{\text{el}}^2 L_d L_q}{R_s + L_q \mathbf{s}} \right) i_d \end{aligned} \quad (4.6)$$

Auflösen von (4.6) nach i_d :

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{\frac{u_d - \mathbf{s} \psi_p}{R_s} (1 + \tau_q \mathbf{s}) + \frac{\omega_{\text{el}}}{R_s} \tau_q (u_q - \omega_{\text{el}} \psi_p)}{1 + (\tau_d + \tau_q) \mathbf{s} + \tau_d \tau_q \mathbf{s}^2 + \omega_{\text{el}}^2 \tau_d \tau_q} \\ \tau_{d/q} &= \frac{L_{d/q}}{R_s} \end{aligned} \quad (4.7)$$

(4.7) beschreibt sowohl den echten Strom in der Maschine als auch den geschätzten Strom des Beobachters. Sie unterscheiden sich lediglich in ihren temperaturabhängigen Permanentmagnetflüssen. $\psi_{p,x}$ bezeichnet den Permanentmagnetfluss in der Maschine, $\psi_{p,e}$ den beobachteten Permanentmagnetfluss. Die Flüsse lassen sich zudem noch aufteilen in einen nominalen Fluss, der beiden Größen gleich ist, und eine temperaturabhängige Flussdifferenz, die individuell ist:

$$\psi_{p,x} = \psi_{p,n} + \Delta \psi_x \quad (4.8a)$$

$$\psi_{p,e} = \psi_{p,n} + \Delta \psi_e \quad (4.8b)$$

Entsprechend (4.3) lässt sich die Übertragungsfunktion nach einigen Umformungen angeben:

$$\Delta \psi_e = \frac{k_i}{\mathbf{s}} (i_{d,x} - i_{d,e}) \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{k_i \left(\frac{\mathbf{s}}{R_s} (1 + \tau_q \mathbf{s}) + \frac{\omega_{\text{el}}^2 \tau_q}{R_s} \right) (\Delta \psi_e - \Delta \psi_x)}{\mathbf{s} \left(1 + (\tau_d + \tau_q) \mathbf{s} + \tau_d \tau_q \mathbf{s}^2 + \omega_{\text{el}}^2 \tau_d \tau_q \right)} \\ G_B &= \frac{\Delta \psi_e}{\Delta \psi_x} = - \frac{\frac{k_i}{R_s} (\tau_q \mathbf{s}^2 + \mathbf{s} + \tau_q \omega_{\text{el}}^2)}{\tau_d \tau_q \mathbf{s}^3 + \left(\tau_d + \tau_q - k_i \frac{\tau_q \omega_{\text{el}}^2}{R_s} \right) \mathbf{s}^2 + \left(1 + \frac{k_i}{R_s} + \tau_d \tau_q \omega_{\text{el}}^2 \right) \mathbf{s} - k_i \frac{\tau_q \omega_{\text{el}}^2}{R_s}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Die Übertragungsfunktion 3. Grades besitzt eine reelle negative Polstelle \mathbf{s}_1 sowie zwei

4.2 Übertragungsfunktion des Beobachters ohne Berücksichtigung von Sättigung

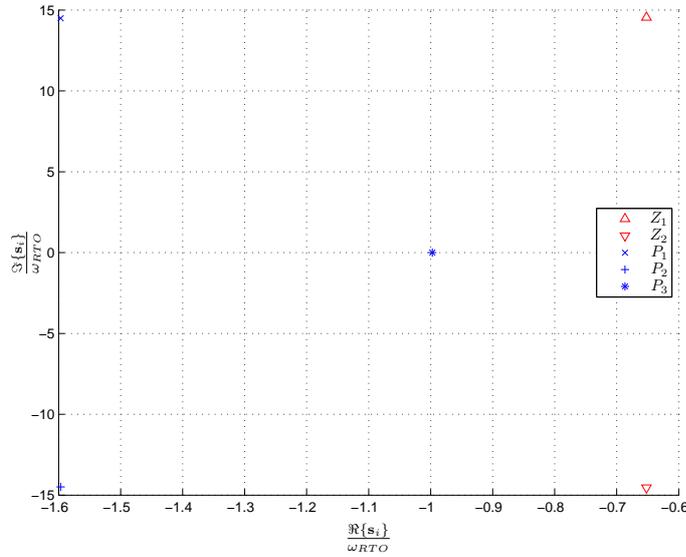


Abbildung 4.2: Pole (P_i) und Nullstellen (Z_i) der Übertragungsfunktion des Beobachters bei Eckdrehzahl und ungesättigten Induktivitäten.

konjugiert-komplexe Polstellen $\mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3$ mit ebenfalls negativem Realteil (Abb. 4.2). Hinzu kommen noch zwei ebenfalls konjugiert-komplexe Nullstellen mit negativem Realteil, sie werden neben der Drehzahl nur von der elektrischen Zeitkonstante τ_q bestimmt. Bei den Untersuchungen wurde folgender Parametersatz genutzt:

$$\begin{aligned} \tau_d / \tau_{RTO} &= 0,53 \\ \tau_q / \tau_{RTO} &= 0,77 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Wie in Abb. 4.3 dargestellt, lässt sich die Übertragungsfunktion bis etwa zum 10-fachen der Frequenz

$$\omega_{RTO} = \frac{1}{\tau_{RTO}} = -\frac{k_i}{L_d} \quad (4.12)$$

des dominanten Beobachter-Pols \mathbf{s}_1 in erster Näherung sehr gut durch ein Tiefpass-Verhalten approximieren. Diese Näherung gilt über fast den gesamten Arbeitsbereich, sodass τ_{RTO} als die bestimmende Zeitkonstante des Rotortemperaturbeobachters gelten kann. Alle weiteren Analysen werden daher normiert auf diese Zeitkonstante bzw. Kreisfrequenz durchgeführt.

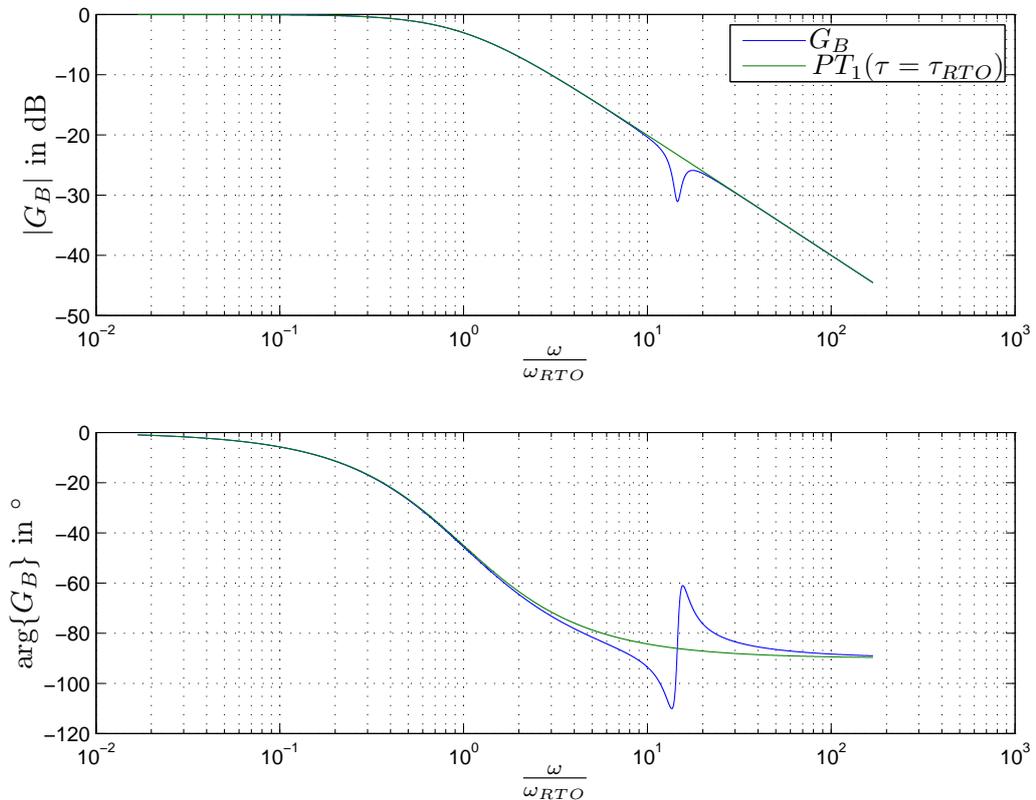


Abbildung 4.3: Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des Beobachters bei Eckdrehzahl und ungesättigten Induktivitäten verglichen mit einem Tiefpass 1. Ordnung und der Zeitkonstante τ_{RTO}

4.3 Abschätzung des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit von Drehzahl und Sättigung

Aus der Übertragungsfunktion (4.10) ergeben sich Abhängigkeiten von Parametern, die im laufenden Betrieb der Maschine durchaus variabel sind. Diese Abhängigkeiten werden im Folgenden näher beleuchtet. Dabei handelt es sich um eine Untersuchung auf Basis von Parametervariation.

Abhängigkeit von der Drehzahl: Die Abhängigkeit von der Drehzahl lässt sich physikalisch dadurch begründen, dass die Drehzahl ungleich 0 sein muss, damit die Permanentmagnete überhaupt Wirkung auf das Klemmenverhalten der Maschine haben können. Ferner ist zu erwarten, dass bei sehr kleinen Drehzahlen das Verhältnis von der Rotorfluss-induzierten Spannung zur Statorfluss-induzierten Spannung so ungünstig ist, dass es Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten haben wird. Diese Annahme

4.3 Abschätzung des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit von Drehzahl und Sättigung

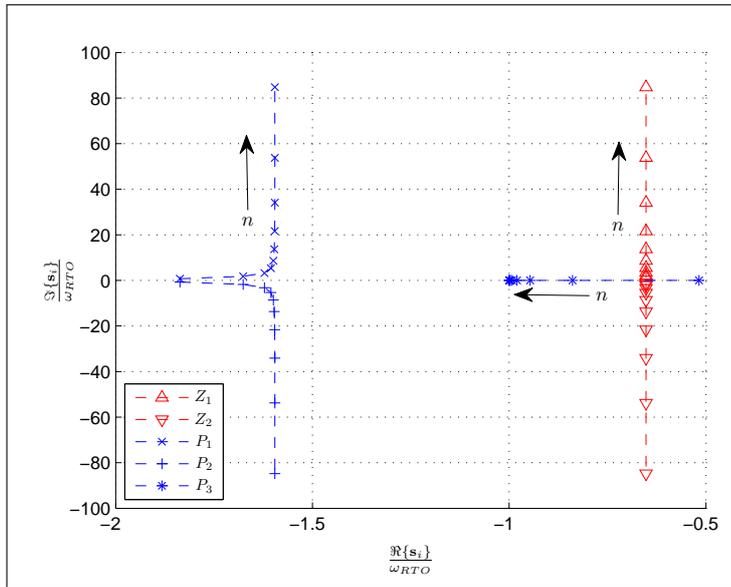


Abbildung 4.4: Verhalten der Pole bei 1,6%, 2,6%, 4,1%, 6,5%, 10,3%, 16,2%, 25,6%, 40,3%, 63,5% und 100% der Maximaldrehzahl

wird durch Abb. 4.4 bestätigt: Über den größten Teil des Drehzahlbereichs lässt sich der dominante Pol s_1 durch die Zeitkonstante τ_{RTO} approximieren. Die konjugiert komplexen Pole und Nullstellen sind in ihrer Dynamik nahezu konstant, die Frequenz ihrer Schwingung kann als proportional zur Drehzahl der Maschine angenommen werden. Bei sehr geringen Drehzahlen ($\omega_{el} < 5\% \omega_{el,max}$) bewegt sich der dominante Pol s_1 nah an den Ursprung, sodass eine sehr geringe Dynamik zu erwarten ist. Die Schwingfrequenz der beiden komplexen Pole bewegt sich gegen die Frequenz ω_{RTO} , jedoch nimmt ihre Dämpfung nochmals deutlich zu.

Abhängigkeit von der Sättigung: Sättigung in der Maschine tritt bei IPMSM in q -Richtung deutlich stärker ausgeprägt auf (vergl. Abb. 3.3), denn die in d -Richtung liegenden Magnete verhalten sich in ihrer Reluktanz wie Luft und dominieren damit das Verhalten von \dot{L}_d . Die in Abb. 4.5 dargestellte Schar von Bode-Diagrammen zeigt, dass der Einfluss von \dot{L}_q auf das Übertragungsverhalten vernachlässigbar ist.

In d -Richtung dagegen hat Sättigung einen direkten Einfluss auf die Dynamik des Beobachters. In Abb. 4.6 ist eine Kurvenschar der Bode-Diagramme von G_B zu sehen. Die Frequenz ist dabei auf die nominale, also ungesättigte, Induktivität normiert. Es ist gut zu sehen, dass die Grenzfrequenz sich proportional zum Sättigungsgrad der Induktivität erhöht, was entsprechend (4.12) zu erwarten war. Ein ähnlicher Effekt ist durch Variation von k_i zu erreichen.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Auslegung des Beobachters innerhalb von

4 Rotortemperatur-Beobachter

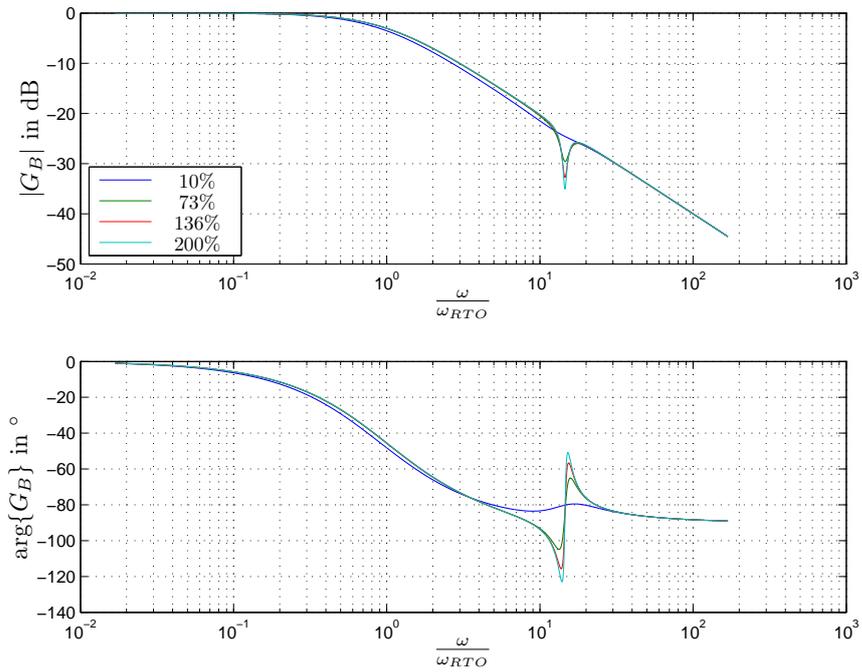


Abbildung 4.5: Bode-Diagramme der Übertragungsfunktion des Beobachters bei Variation der Induktivität in q -Richtung

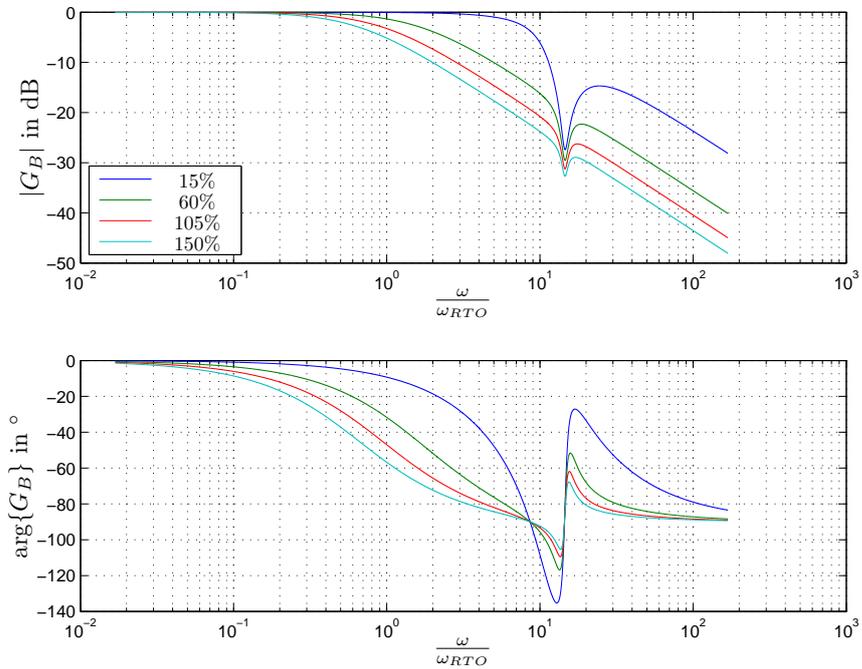


Abbildung 4.6: Bode-Diagramme der Übertragungsfunktion des Beobachters bei Variation der Induktivität in d -Richtung

großzügigen Grenzen durch die Wahl von k_i frei wählbar ist. Es sollte lediglich berücksichtigt werden, dass bei sehr großen k_i eine Neigung zum Überschwingen auftritt (Abb. 4.7). Im praktischen Einsatz wird jedoch angesichts der zu erwartenden Dynamik der Rotortemperatur k_i zweckmäßigerweise mit Fokus auf Tiefpasswirkung auf die geschätzte Temperatur gewählt, um eine weitere Filterung zu vermeiden.

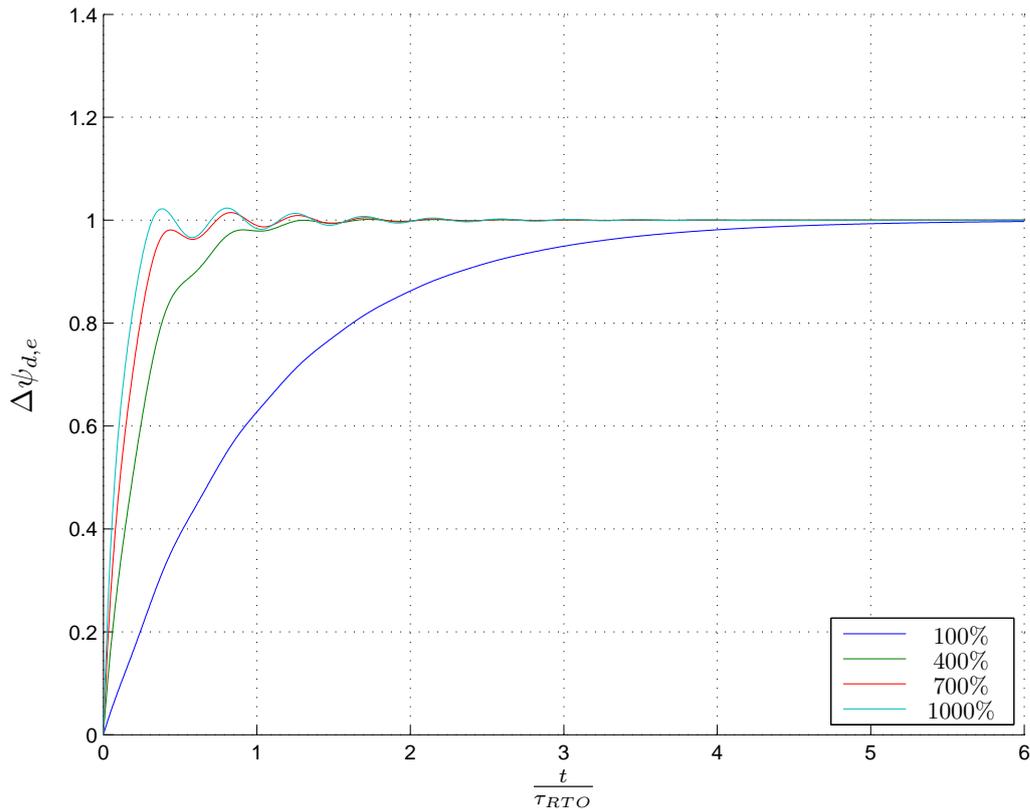


Abbildung 4.7: Sprungantworten des Beobachters bei Variation von k_i

4.4 Empfindlichkeitsanalyse

Fokus dieser Empfindlichkeitsanalyse ist die stationäre Genauigkeit des Beobachters, denn der Beobachter wird sich entsprechend dem Verhältnis aus elektrischen und thermischen Zeitkonstanten die meiste Zeit über in einem näherungsweise stationären Zustand befinden. Zu diesem Zweck wird ausgehend von (4.7) für den Fall $\mathbf{s} = 0$ die Differenz

zwischen $\Delta\psi_x$ und $\Delta\psi_e$ gebildet:

$$\begin{aligned}
 \Delta\psi_x - \Delta\psi_e = e_{\Delta\psi} = & -\psi_{p,n,x} + \psi_{p,n,e} \\
 & - L_{d,x}i_{d,x} + L_{d,e}i_{d,e} \\
 & + \frac{u_{q,x}}{\omega_{el,x}} - \frac{u_{q,e}}{\omega_{el,e}} \\
 & + \frac{R_{s,x}u_{d,x}}{L_{q,x}\omega_{el,x}^2} - \frac{R_{s,e}u_{d,e}}{L_{q,e}\omega_{el,e}^2} \\
 & - \frac{R_{s,x}^2i_{d,x}}{L_{q,x}\omega_{el,x}^2} + \frac{R_{s,e}^2i_{d,e}}{L_{q,e}\omega_{el,e}^2}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Ein solcher analytischer Ansatz kann im Falle eines nichtlinearen Systems wie der IPMSM nur als Abschätzung dienen, denn die Empfindlichkeiten der geschätzten Flussdifferenz gegenüber einem Parameter oder einer Messgröße ist stark abhängig vom Arbeitspunkt, also von Klemmenströmen und Drehzahl. Zudem sind die Fehler nicht superpositionierbar. In Abb. 4.8 ist der jeweilige Flussfehler über den Variationen einzelner Parameter aufgetragen. Die Maschine befindet sich bei mittlerem Drehmoment auf der Grenze zum Flussschwäcbereich. Es zeigt sich, dass die Abhängigkeiten unterschiedliche Vorzeichen haben und auch, wie im Falle von L_q , nicht immer direkt proportional zur Verstimmung des Parameters sind. Eine wesentliche Erkenntnis aus dieser Analyse ist, dass zumindest in diesem Arbeitspunkt die Verstimmung jeweils in einer Umgebung von etwa 1% bleiben sollte, damit der Beobachter eine Genauigkeit von 1% aufweist, was etwa 10 K entspricht. Auf die Identifizierung des Permanentmagnetflusses ψ_p und die genaue Messung von u_q sollte gesondertes Augenmerk gelegt werden; hier reagiert der Beobachter besonders empfindlich. Weiterhin fällt auf, dass eine Verstimmung von R_s und u_d sowie von L_d und i_d jeweils den gleichen Effekt hervorruft, was sich direkt aus dem gemeinsamen Auftreten von beiden Größen in (4.13) ergibt.

Der in der Praxis wahrscheinlichste und gleichzeitig auch der kritischste Faktor wird jedoch aus (4.13) nur indirekt ersichtlich. Es handelt sich hierbei um den Rotorlagewinkel φ . Dieser hat über die Rotationstransformation (3.5b) erheblichen direkten Einfluss auf alle vorkommenden Größen bis auf den Statorwiderstand und die Drehzahl. Eine messtechnische Empfindlichkeitsanalyse für einzelne Arbeitspunkte wird in Unterabschnitt 4.6.2 durchgeführt.

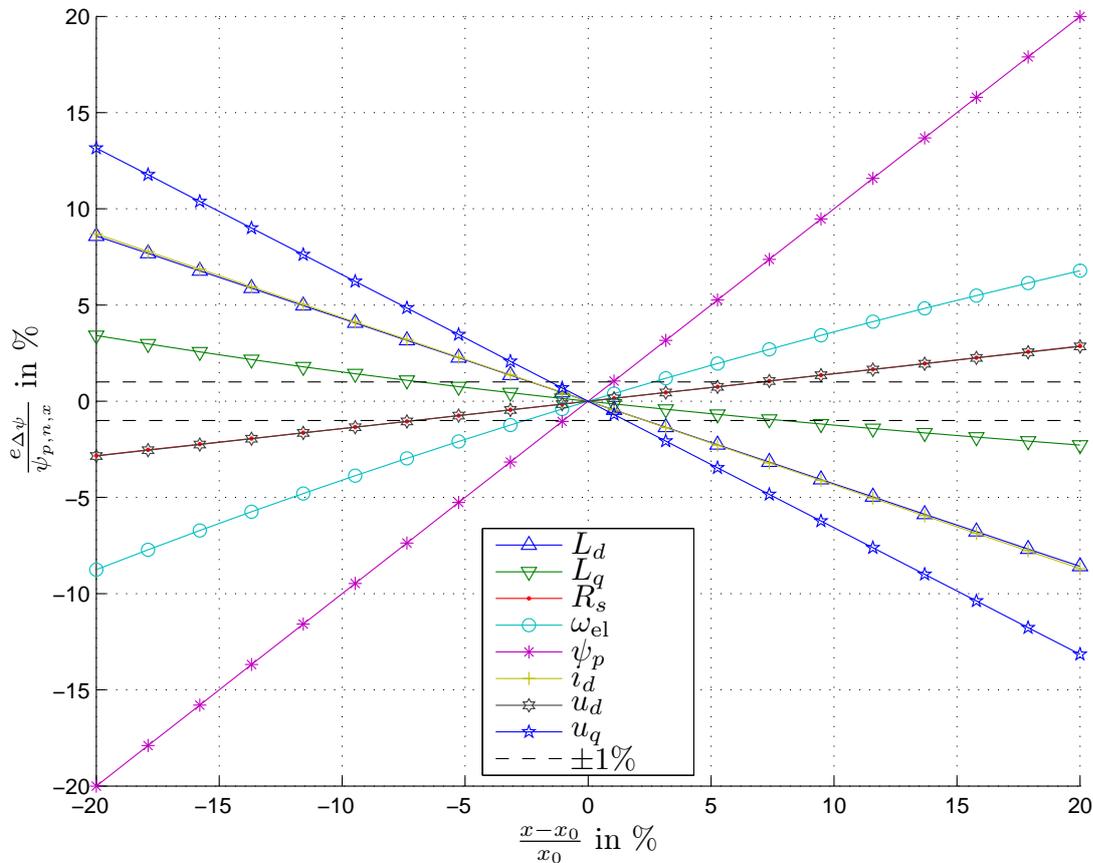


Abbildung 4.8: Fehler der geschätzten Flussdifferenz in Abhängigkeit der Variation einzelner Parameter

4.5 Anforderungen an die Maschine

Wie eingangs beschrieben, basiert das Konzept des Rotortemperaturschätzers darauf, den Fluss der Maschine zu beobachten und alle Abweichungen des Modells zur realen Maschine einer Änderung des Permanentmagnetflusses zuzuordnen. Damit dieser Ansatz in der Praxis funktioniert, müssen alle anderen Abweichungen entweder erfasst oder ausgeschlossen werden. Um die Eignung des Verfahrens für eine Maschine zu bewerten, bedarf es der Überprüfung bzw. der Berücksichtigung folgender Punkte:

1. *Entsättigung der Induktivitäten:* Durch die Permanentmagneten wird bereits im stromlosen Zustand Fluss in die Maschine eingebracht. Dieser Fluss kann grundsätzlich in der Lage sein, das Eisen bereits zu sättigen. Eine Änderung des Permanentmagnetflusses hätte in diesem Fall eine Änderung der Induktivitäten zur Folge, die Einfluss auf die Funktion $\mathbf{f}_{\psi,dq,\text{ref}}(\dot{i}_{dq})$ haben.

2. *Änderung des Statorwiderstandes:* Der Wert des Statorwiderstands ist über seinen thermischen Widerstandskoeffizienten entsprechend (3.17) stark abhängig von der Statortemperatur.
3. *Änderung des Luftspaltes in Abhängigkeit von der Temperatur:* Aufgrund der thermischen Ausdehnung kann sich der Luftspalt zwischen Rotor und Stator ändern. Diese Änderung hätte aufgrund einer geänderten Reluktanz in den magnetischen Flusspfaden einen Effekt auf die Induktivitäten.
4. *Alterung der Magnete:* Bei thermischer und magnetischer Belastung der Permanentmagnete tritt neben der reversiblen Entmagnetisierung stets auch – in sehr viel geringerem Ausmaß – eine nicht reversible Entmagnetisierung auf. Bei neuen, noch unbelasteten Magneten ist dieser Effekt noch stark ausgeprägt, nach einigen Belastungszyklen innerhalb der Betriebs-Spezifikation des Motors erreichen sie dann jedoch meist einen annähernd stationären Zustand. Dennoch nimmt über lange Zeiträume und einer großen Anzahl von magnetischen bzw. thermischen Zyklen die Magnetisierung ab. In [NCK12] wird eine Entmagnetisierung von etwa 2% nach mehreren Millionen Zyklen magnetischer Belastung erwähnt.

Zusammenfassend kann man die Anforderung so formulieren, dass die Induktivitäten selbst direkt und indirekt konstant gegenüber der Temperatur sein sollten. In Abb. 4.9 wurden aus zwei bei unterschiedlichen Temperaturen gemessenen Kennfeldern der Gesamtflussbetrag berechnet und als Iso-Linien über die Ströme im rotorfesten Koordinatensystem aufgetragen. Die so ermittelten Flussellipsen sind konzentrisch um den Kurzschlussstrom

$$i_0 = L_{dd}(i_0) + \psi_p \quad (4.14)$$

angeordnet. Dementsprechend führt eine Temperaturänderung bei konstanter Induktivitätsmatrix $\underline{\mathbf{L}}$ entsprechend der Vorstellung in (3.10c) nur zu einer Verschiebung der Flussellipsen, nicht aber zu einer Verzerrung. In Abb. 4.10 sind die Parameter der identifizierten Flussellipsen aus Abb. 4.9 der beiden Kennfelder gegenüber gestellt. Es ist gut zu erkennen, dass Haupt (b)- und Nebenachsen (a) sehr gut übereinstimmen und sich nur die Position des Kurzschlussstroms entsprechend (4.14) signifikant unterscheidet. In diesem Fall kann man davon ausgehen, dass die Strom-Fluss-Beziehung geeignet ist, um mit ihrer Hilfe die Rotortemperatur zu schätzen.

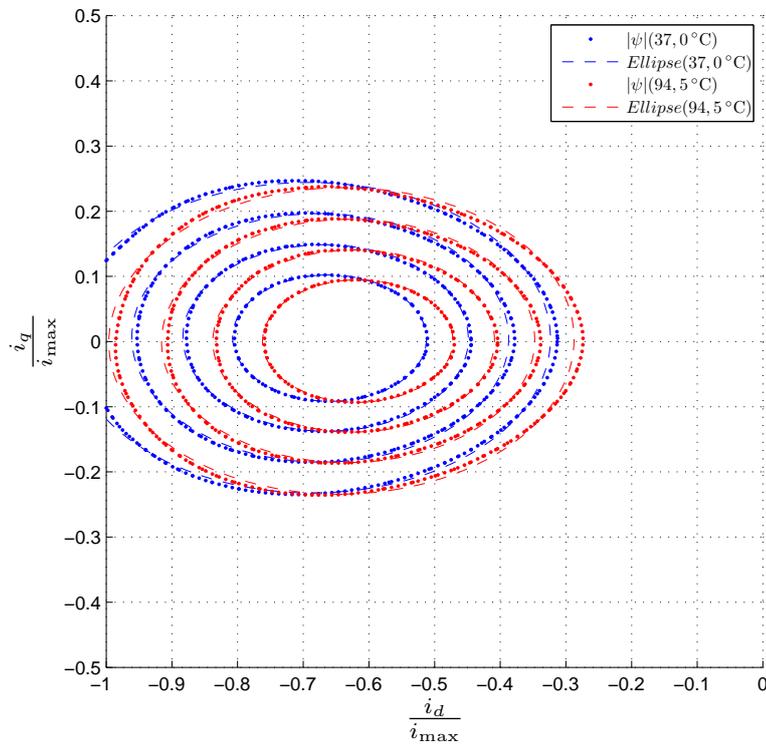


Abbildung 4.9: Iso-Flusskurven in der Stromebene und daraus identifizierte Ellipsen

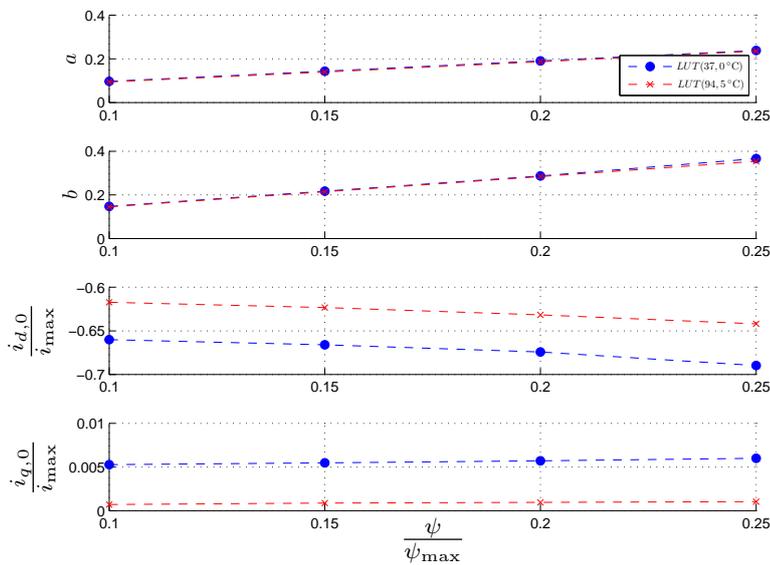


Abbildung 4.10: Parameter der identifizierten Ellipsen

4.6 Verhalten des Beobachters am Prüfstand

Wie bereits an mehreren Stellen zuvor angedeutet, können die in den vorangegangenen Kapiteln durchgeführten Beobachtungen nur als Abschätzung von grundsätzlichen Zusammenhängen dienen. Hauptsächlich aufgrund der Sättigung ist das Verhalten des Beobachters stark arbeitspunktabhängig. Dennoch sollen die wesentlichen, aus den analytischen Betrachtungen gewonnenen Erkenntnisse am Prüfstand validiert werden. Hierzu zählen neben der Drehzahlabhängigkeit auch die Nachstellung eines Temperatursprungs und eine Analyse der Parameterempfindlichkeit.

Die Untersuchungen wurden auf dem in Abschnitt A.2 beschriebenen Prüfstand durchgeführt. Bei der Prüflingsmaschine handelt es sich um einen Prototypen, der als Antrieb für ein Hybridfahrzeug konzipiert ist. Die Maschine ist mit zusätzlichen Temperatursensoren auf Basis von Thermoelementen in Stator und Rotor ausgestattet. Die Rotortemperaturen werden mit Hilfe eines Telemetriesystems der Firma Datatel vom Rotor übertragen, sodass sie während der Messungen in Echtzeit zur Verfügung stehen. Da jedoch die genaue Position der einzelnen Sensoren im Rotor unbekannt ist, wurde zur Bildung einer Referenztemperatur des Motors ein Mittelwert über eine empirisch ermittelte Auswahl von Sensoren vorgenommen. Für die Erfassung der benötigten Klemmenspannungen wird das in Kap. 5 vorgestellte Messverfahren auf Basis von $\Delta\Sigma$ -Modulatoren verwendet.

Der Wechselrichter des Prüfstands entspricht in seiner Auslegung bezüglich Stromtragfähigkeit und Sperrspannung nicht einem typischen Wechselrichter innerhalb eines Fahrtriebs. Die Schaltfrequenz wurde mit 10 kHz so gewählt, dass sie typischen Schaltfrequenzen in dieser Leistungsklasse entspricht. Gleiches gilt auch für die Messtechnik bezüglich Zwischenkreisspannung und Phasenströme.

Eine speziell für den Einsatz mit dem Rotortemperaturbeobachter entworfene Einrichtung zur Messung der Klemmenspannungen am Motor wird in Abschnitt 5.2 und Abschnitt A.4 näher beschrieben.

Da, wie bereits mehrfach erwähnt, das Verhalten des Rotortemperaturbeobachters sät-tigungsbedingt arbeitspunktabhängig ist, stehen die folgenden Messergebnisse repräsentativ für jeweils eine ganze Klasse von Messungen.

4.6.1 Abhängigkeit von Drehzahl und Sättigung

Die Empfindlichkeit des Beobachters bezüglich Drehzahl und Sättigung ist in Abschnitt 4.3 bereits abgeschätzt worden. In Abb. 4.11 ist der Hochlauf der Maschine bei maximalem Drehmoment dargestellt. Die von der Lastmaschine des Prüfstands vorgegebene Beschleunigung wurde so gewählt, dass sich der Beobachter für alle k_i in einem quasi-stationären Zustand befindet. Es zeigt sich, dass die Drehzahl in einem Bereich von

500 min⁻¹ bis hin zu einer Drehzahl von 5000 min⁻¹ nur einen moderaten Einfluss hat. Der Vergleich verschiedener k_i bestätigt sehr gut das erwartete Verhalten des Beobachters hinsichtlich des Dynamik und Filtereigenschaften. Dies zeigt sich besonders gut am Übergang vom Ankerstellbereich in den Flusschwächbereich bei ca. 3s. Während der Messschrieb $\vartheta_{e,100\%}$ mit einem Verstärkungsfaktor k_i entsprechend (4.11) durchgeführt wurde, betrug er im Messschrieb $\vartheta_{e,10\%}$ nur 10% dieses Wertes. Die Filterwirkung tritt in diesem Vergleich deutlich hervor. Ebenfalls deutlich wird die Korrelation der beobachteten Temperatur mit dem Strom in d -Richtung. Die Schwingungen in i_d bilden sich in der beobachteten Temperatur beinahe direkt wieder ab. Im stationären Zustand dagegen ($t > 10$ s) konvergiert die beobachtete Temperatur gegen die gemessene.

Die Abhängigkeit von der Sättigung der Induktivitäten wird in Abb. 4.12 dargestellt. In diesem Experiment wird bei konstanter Drehzahl an der Grenze zum unteren Flusschwächbereich das Drehmoment stufenweise vom maximalen generatorischen zum maximalen motorischen Drehmoment variiert. Die Ströme ändern sich dadurch in einem großen Bereich, sodass eine entsprechend große Änderung der Induktivitäten erwartet werden kann. Es zeigt sich, dass die beobachtete Temperatur in Abhängigkeit von den Strömen um weniger als ± 5 K schwankt. Eine weitere Verbesserung der Qualität der beobachteten Temperatur lässt sich durch eine verbesserte Parametrierung des Statorwiderstands im Beobachter erreichen. Eine Fehlparametrierung hier führt im Betrieb zu einem Stromamplituden-abhängigen Beobachtungsfehler.

Transient lassen sich in Abb. 4.12 erhebliche Spitzen in der beobachteten Temperatur erkennen. Diese korrelieren zeitlich einerseits mit der Änderung der Ströme, andererseits allerdings auch mit einer hohen Änderungsrate der Drehzahl bedingt durch die sprunghafte Änderung des Arbeitspunktes. Vor dem Hintergrund, dass die gemessene Rotorposition innerhalb der Regelung durch eine Phase Locked Loop (PLL) mit einer endlich kleinen Zeitkonstante gefiltert wird, ist diese impulsförmige Änderung der Drehzahl gleichbedeutend mit einem transienten Fehler der angenommenen Rotorlage. Wie in Unterabschnitt 4.6.3 ausgeführt, reagiert der Beobachter auf einen Winkelfehler je nach Arbeitspunkt mit deutlichen Abweichungen in der beobachteten Temperatur.

Abschließend lässt sich sagen, dass die stationäre Empfindlichkeit des Beobachters gegenüber niedrigen Drehzahlen moderat ist. Aufgrund der Beobachterstruktur, die Sättigung der Maschine über Kennfelder berücksichtigt, ist auch die Empfindlichkeit gegenüber dieser nur schwach ausgeprägt. In den durchgeführten Experimenten waren aller Wahrscheinlichkeit andere Effekte für die fehlerhafte Temperaturschätzung verantwortlich.

4.6.2 Messtechnische Empfindlichkeitsanalyse

Die messtechnische Validierung von Abb. 4.8 in allen Details ist grundsätzlich nicht zulässig, denn bei der analytischen Empfindlichkeitsanalyse wurden Effekte wie die Sät-

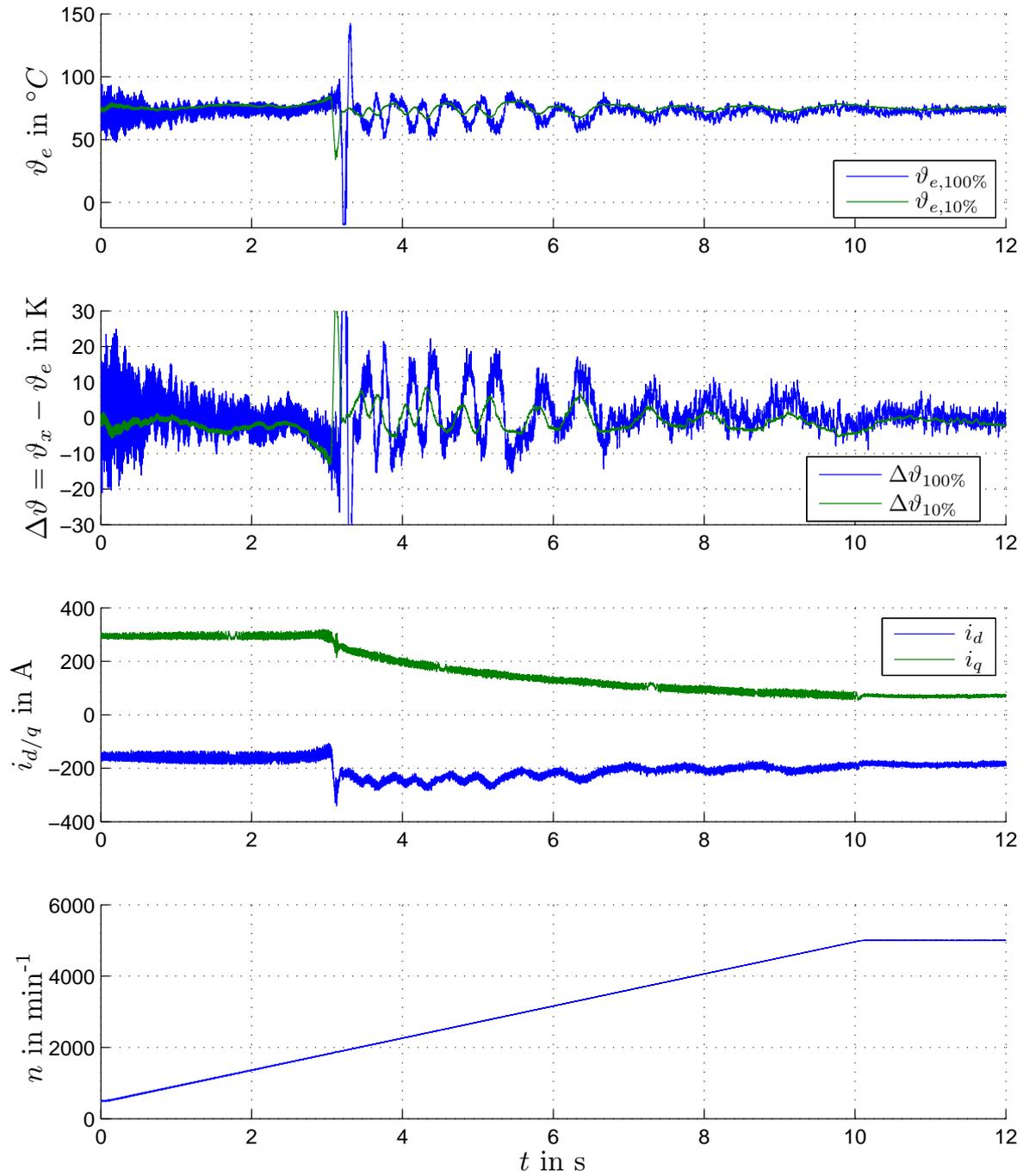


Abbildung 4.11: Verhalten des Beobachters bei gesteuertem Hochlauf der Maschine mit Maximaldrehmoment. Gemessene mittlere Rotortemperatur: 74°C

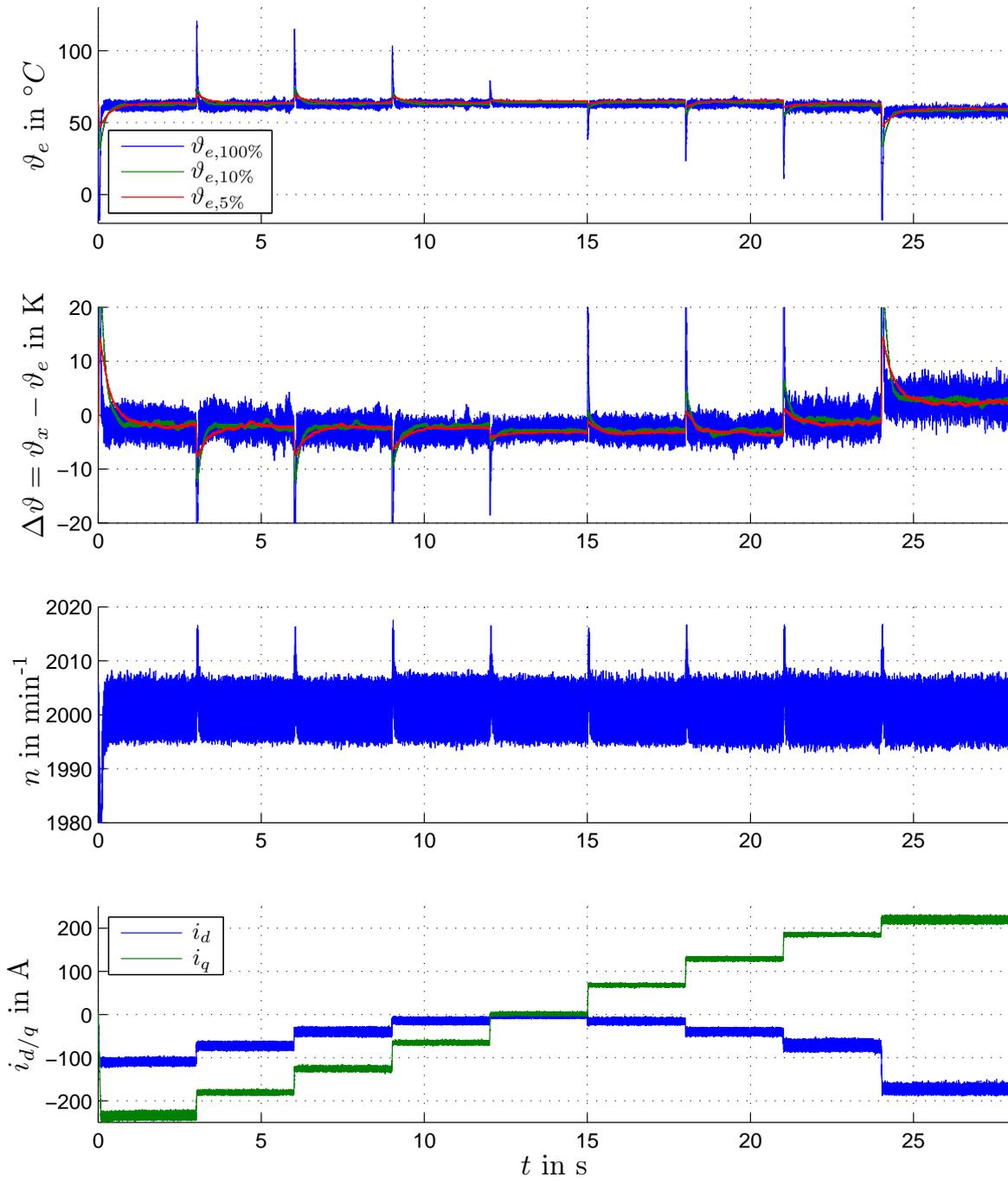


Abbildung 4.12: Verhalten des Beobachters bei sprungförmiger Änderung des Drehmoments und unterschiedlichen k_i

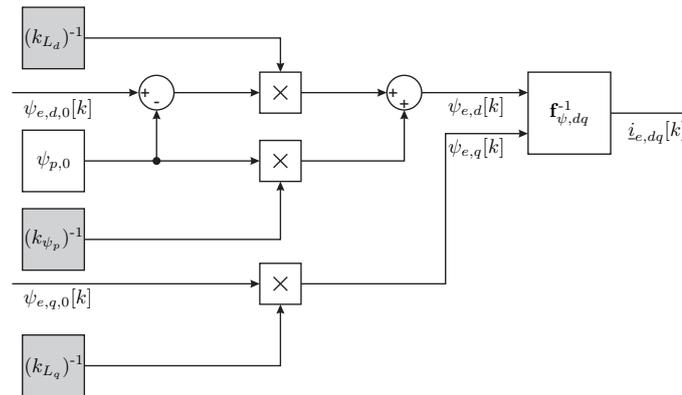


Abbildung 4.13: Vorgehensweise zur Verstimmung der Parameter L_d , L_q und ψ_p

tigung vernachlässigt. Eine Überprüfung der Plausibilität auf einer qualitativen Ebene ist jedoch möglich. Aufgrund der Nichtlinearität fällt eine Empfindlichkeitsanalyse in verschiedenen Arbeitspunkten unterschiedlich aus. Es wurden daher stellvertretend 3 Arbeitspunkte (Abb. 4.14, 4.15 und 4.16) ausgewählt, an denen die Analyse durchgeführt wurde. Die Arbeitspunkte wurden so gewählt, dass der Einfluss verschiedener Stromamplituden einerseits und verschiedener Drehzahlen andererseits verglichen werden können. Bei der Analyse wurden die gleichen Parameter variiert wie in (4.13), was für R_s , ω_{el} , i_d , u_d und u_q ohne größeren Aufwand möglich ist. Wie in (3.16) hergeleitet, treten die Parameter L_d , L_q und ψ_p in der Beobachterstruktur jedoch nicht in expliziter Form auf. Daher wurden diese Parameter entsprechend dem folgenden, angenommenen Zusammenhang angenähert variiert (siehe Abb. 4.13).

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_p \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Im laufenden Betrieb am Prüfstand hat es sich als günstig erwiesen, die integrierende Rückführung des Beobachters zu begrenzen, um trotz Fehlparametrierung die Stabilität zu wahren. Daher ist in den folgenden Messschrieben zu beobachten, dass der Fehler des beobachteten Flusses ab einem bestimmten Grad begrenzt ist.

Folgendes lässt sich beobachten:

1. Der Vergleich von Abb. 4.14, Abb. 4.15 und Abb. 4.16 zeigt – wie erwartet –, dass die Parameterempfindlichkeit deutlich vom Arbeitspunkt abhängig ist. Vorzeichen und Relation der Fehleramplituden untereinander bleiben allerdings grob erhalten und stimmen auch mit den Simulationsergebnissen in Abb. 4.8 überein.
2. Eine Abhängigkeit vom Drehmoment und damit von den Stromamplituden tritt vor allem bei den Parametern L_d , i_d , L_q und R_s auf, was wenig verwunderlich ist,

4.6 Verhalten des Beobachters am Prüfstand

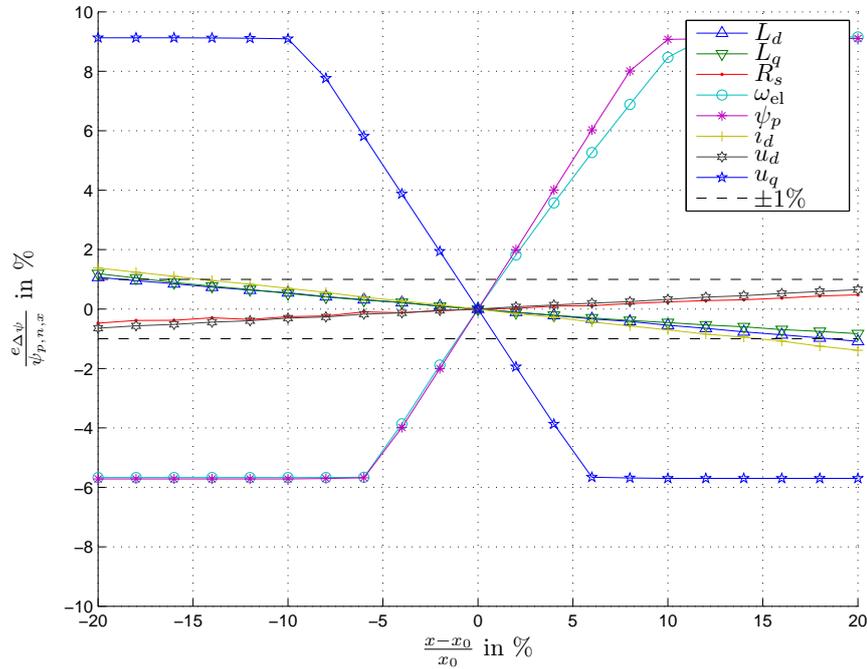


Abbildung 4.14: Parameterempfindlichkeit gemessen bei 1000 min^{-1} und 50 Nm

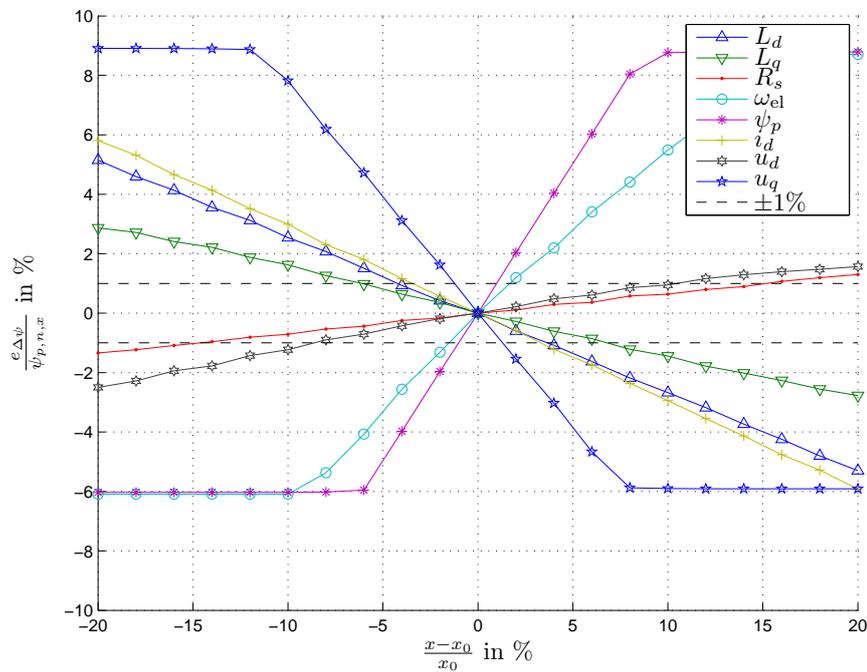


Abbildung 4.15: Parameterempfindlichkeit gemessen bei 1000 min^{-1} und 150 Nm

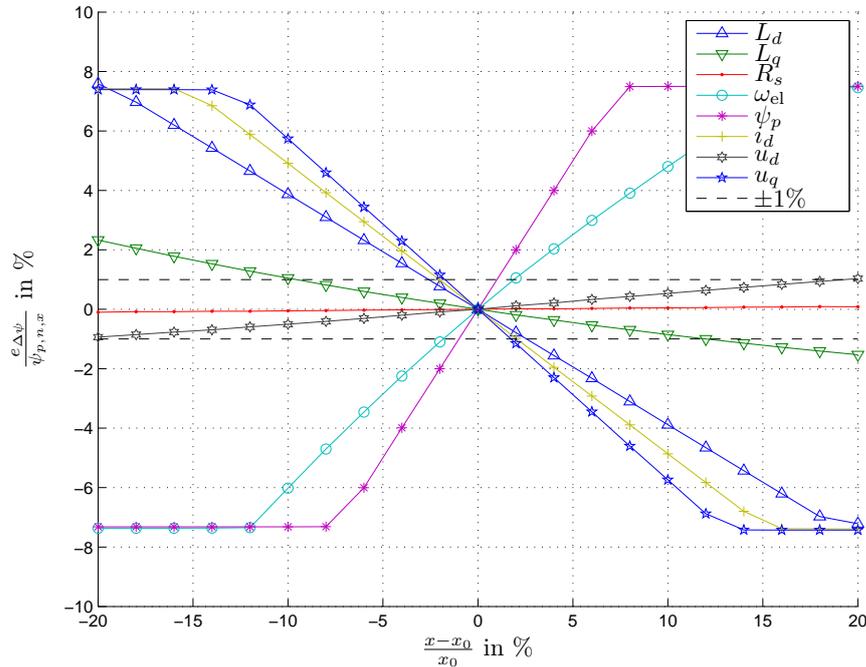


Abbildung 4.16: Parameterempfindlichkeit gemessen bei 4000 min^{-1} und 50 Nm

weil sie alle bis auf i_d als Koeffizienten von einem oder beiden Strömen auftreten. Entsprechend wirken sich hier Parameterfehler bei größeren Drehmomenten stärker aus.

3. Die Parameter bzw. Messgrößen L_d und i_d haben zudem bei hohen Drehzahlen einen größeren Einfluss als bei niedrigen. Das erklärt sich damit, dass sich bei hohen Drehzahlen die IPMSM im Flusschwächbetrieb befindet, der Permanentmagnetfluss ψ_p mit Hilfe des Terms $L_d i_d$ (teil-)kompensiert werden muss. Je schneller die Maschine betrieben wird, desto stärker wird Flusschwächung betrieben.
4. Der Einfluss der Parameter ψ_p und u_q ist bei allen Arbeitspunkten stets am größten, wobei entsprechend (4.13) der Einfluss von u_q mit höheren Drehzahlen tendentiell abnimmt.
5. Ein Fehler in der gemessenen Drehzahl bzw. elektrischen Drehfrequenz ω_{el} hat in allen Arbeitspunkten einen vergleichsweise hohen Einfluss. Allerdings ist in der Praxis zu erwarten, dass dieser Fehler nur transient auftritt, sodass die stationäre Genauigkeit des Beobachters mit hoher Wahrscheinlichkeit nicht wesentlich davon beeinträchtigt wird.

Zusammenfassend lässt sich aus der Parameterempfindlichkeitsanalyse ableiten, dass für gute Ergebnisse des Beobachters besonderes Augenmerk auf die Erfassung der Klem-

mensspannung sowie auf die Parameter ψ_p und L_d gelegt werden sollte. Auf die Messung der Klemmenspannung im laufenden Betrieb wird in Kap. 5 näher eingegangen. Die Parameter L_d , L_q und ψ_p werden nicht explizit ermittelt, sondern in Form von Kennfeldern im Beobachter verwendet. Eine sorgfältige Aufnahme dieser Kennfelder entsprechend Abschnitt 3.3 ist daher notwendig. Der Einfluss des Statorwiderstands ist im Vergleich zu den anderen Größen zwar relativ gering, dennoch ist eine statortemperaturabhängige Nachführung (siehe Abschnitt 3.3) vorteilhaft.

4.6.3 Abhängigkeit der stationären Genauigkeit von der Rotorlage

Die Genauigkeit der Rotortemperatur in Abhängigkeit von der Rotorlage lässt sich im Gegensatz zu den meisten anderen Größen nicht direkt aus (4.13) abschätzen, denn die Rotorlage ist hier nur indirekt in den einzelnen Messgrößen enthalten, die alle aus dem statorfesten Koordinatensystem unter Verwendung der Rotorlage in das dq -Koordinatensystem transformiert wurden. Ein Fehler in φ bewirkt automatisch, dass sowohl die gemessenen Klemmenspannungen als auch die gemessenen Klemmenströme um den Fehlwinkel e_φ rotiert sind:

$$\underline{e}_u = \mathcal{R}(-e_\varphi) \underline{u}_n \quad \underline{e}_i = \mathcal{R}(-e_\varphi) \underline{i}_n \quad (4.16)$$

Sofort einsichtig ist, dass ein Teil der induzierten Spannung, die als ausschließlich in q -Richtung auftretend erwartet wird, nun auch einen Anteil in d -Richtung hat. Ähnliches gilt für die Ströme. Die Drehzahl dagegen ist nicht betroffen, da der Winkelfehler in Relation zu den elektrischen Zeitkonstanten der IPMSM als konstant angesehen werden kann.

Der Effekt eines Winkelfehlers ist aufgrund der Rückkopplung so komplex, dass eine analytische Betrachtung keinen Sinn hat. Messtechnisch lässt sich der Fehler jedoch sehr gut betrachten, indem Klemmenströme und -spannungen künstlich um einen definierten Winkelfehler rotiert werden. Um die Stabilität der Regelung nicht zu beeinträchtigen, geschieht dies nur für die Größen, die vom Beobachter genutzt werden. Wie in Abb. 4.17 zu sehen, ist der Effekt in erster Näherung proportional zum gestellten Drehmoment der Maschine und nimmt mit steigender Drehzahl ab. Die Drehmomentabhängigkeit ergibt sich direkt aus der Fehlstellung des gemessenen Stroms in q -Richtung:

$$e_{i,q} = i_{q,n} \sin(e_\varphi) + i_{d,n} \cos(e_\varphi) \quad (4.17)$$

Entsprechend (4.17) ist der Fehler des Stroms in q -Richtung einerseits proportional zur Amplitude von $i_{q,n}$ und andererseits in erster Näherung proportional zum Winkelfehler¹.

¹Da hier kleine Winkelfehler von wenigen Grad betrachtet werden, kann zur qualitativen Abschätzung des Winkelfehlers die Beziehung $\sin(x) \approx x$ genutzt werden

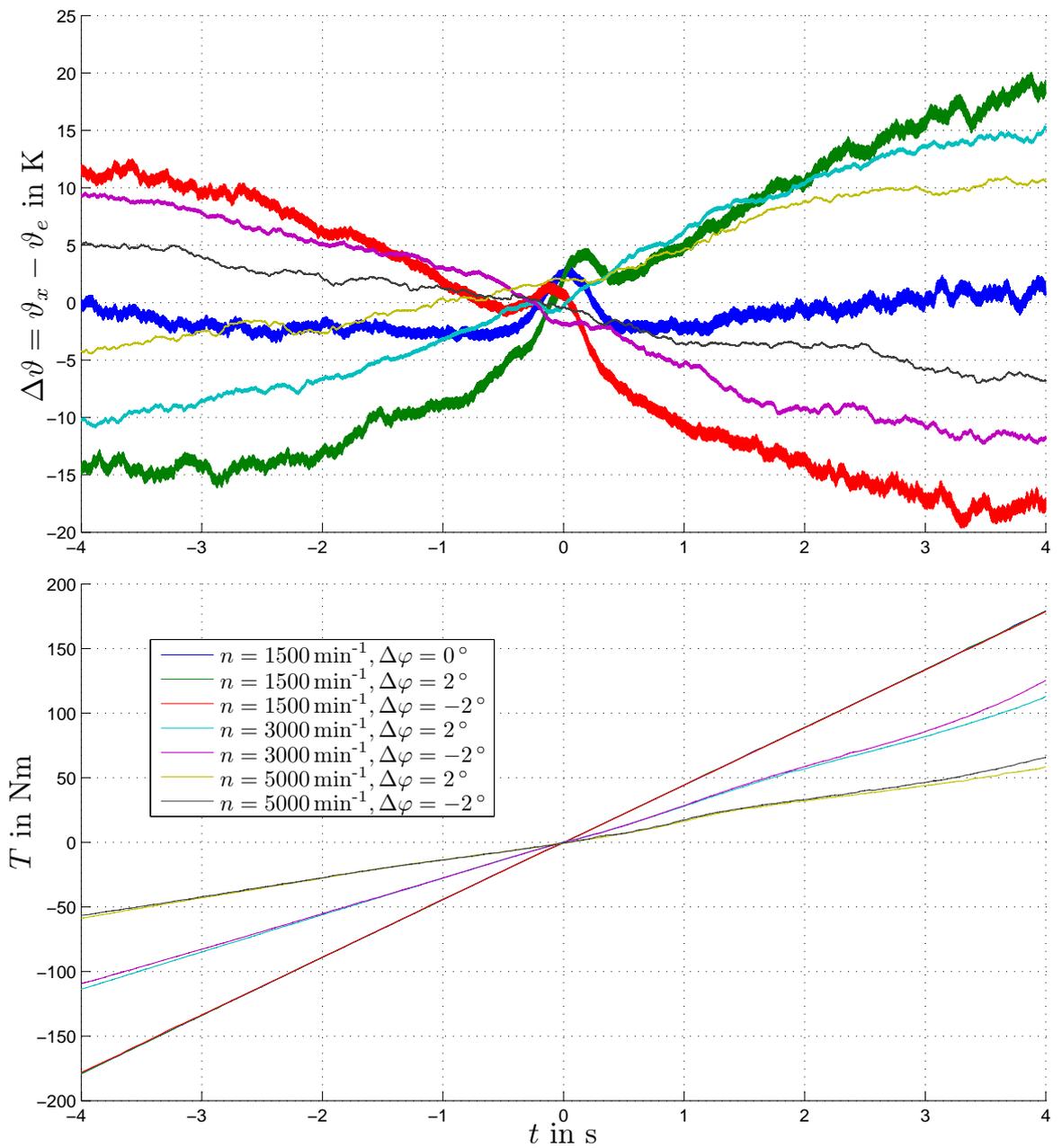


Abbildung 4.17: Stationäre Genauigkeit des Beobachters bei verschiedenen Rotorlagefehlern

Die Drehzahlabhängigkeit kann zum einen mit einem verringertem Strom in q -Richtung bei zunehmender Flussschwächung erklärt werden. Zum anderen nimmt die Sensitivität bei steigender Drehzahl entsprechend der groben Abschätzung

$$e_\psi = \frac{e_{uq}}{\omega} \quad (4.18)$$

ab (vgl. (4.13)). Der durch die Fehlstellung des Rotors hervorgerufene Fehler wirkt sich daher bei hohen Drehzahlen geringer aus als bei niedrigen.

4.7 Zusammenfassung

Der Beobachter ergibt sich als eine Erweiterung des in Kap. 3 eingeführten Maschinenmodells. Da sein Wirkprinzip auf der Auswertung der Rotorfluss-induzierten Spannung beruht, ist seine Funktionsfähigkeit erst ab einer Mindestdrehzahl gegeben. Bei der verwendeten elektrischen Maschine wurde bereits ab 5% der Maximaldrehzahl eine annehmbare Genauigkeit erzielt. Neben der Mindestdrehzahl sind auch Genauigkeitsanforderungen an die Parameter der Maschine sowie an die Messgrößen zu nennen. Der Fehler sollte je nach Parameter bzw. Messgröße und Arbeitspunkt unter 1% betragen. Besondere Genauigkeitsanforderungen werden an die Spannung in q -Richtung und an den Permanentmagnetfluss ψ_p gestellt, was sich direkt aus dem gerade angesprochenen Wirkprinzip ergibt. Auch die Rotorposition muss sehr genau bestimmt werden, sodass besondere Sorgfalt auf den Abgleich des Lagegebers zu verwenden ist. Das Verhalten des Beobachters lässt sich, sofern man konstante Parameter und Drehzahl annimmt, mit einer Übertragungsfunktion dritter Ordnung beschreiben. Es zeigt sich aber, dass in der Praxis eine Approximation durch einen einfachen Tiefpass, dessen Grenzfrequenz proportional zum Rückführungsfaktor k_i ist, eine sehr gute Näherung ergibt. Es ist also möglich, durch geeignete Wahl des Rückführungsfaktors einen optimalen Kompromiss aus geforderter Dynamik und Filterwirkung des Beobachters zu finden. Messungen am Prüfstand zeigen, dass bei gewissenhafter Parametrierung des Beobachters eine Ungenauigkeit von weniger als $\pm 10^\circ\text{C}$ über beinahe den gesamten Drehzahl- und den gesamten Drehmomentbereich erreicht wird. Berücksichtigt man den materialspezifischen Temperaturkoeffizienten der Magneten ($k_{Br} \approx -0,1\% \text{K}^{-1}$), so bedeutet dies, dass der Beobachter den Fluss mit einer Ungenauigkeit von weniger als $\pm 1\%$ ermittelt.

5 Ermittlung der Klemmenspannung

Die präzise Ermittlung der Klemmenspannung der Maschine ist eine der wesentlichen Voraussetzungen für den Betrieb des Rotortemperaturbeobachters und gleichzeitig eine der größten Herausforderungen. Die Sollspannungen u_w für die 3 Phasen der Maschine werden zwar von der Regelung vorgegeben und stehen daher im Allgemeinen zur Verfügung. Von ihrer direkten Nutzung innerhalb eines Beobachters ist aber in den meisten Fällen abzuraten, da die Charakteristik des Wechselrichters so nicht berücksichtigt würde. Um die Klemmenspannung der Maschine mit ausreichender Genauigkeit zu ermitteln, bieten sich im Wesentlichen zwei Möglichkeiten an:

Modellbasierte Bestimmung: Durch eine Modellierung des Wechselrichters ist es prinzipiell möglich, aus den Sollspannungen, der Zwischenkreisspannung, den gemessenen Phasenströmen sowie der Temperatur der Halbleiter die Charakteristik des Wechselrichters zu modellieren und entsprechend zu kompensieren. Da das Verhalten der Halbleiter allerdings stark nichtlinear ist und unter anderem von der sehr volatilen und schwierig zu messenden Halbleitertemperatur abhängt, liefern diese Methoden entweder nur mehr oder weniger grobe Approximationen, oder basieren auf aufwändigen Modellen, die sich für die Berechnung in Echtzeit auf gängigen Mikrocontroller-basierten Rechenplattformen nur bedingt eignen.

Messtechnische Bestimmung: Eine Alternative stellt die Messung der Klemmenspannung dar. Auch sie ist allerdings mit Komplikationen verbunden. Zum einen ist die gewünschte Information der Klemmenspannung nur als Mittelwert in dem Klemmenspannungssignal vorhanden, zum anderen ergeben sich auch hier hohe Anforderungen an die Genauigkeit, galvanische Entkopplung der einzelnen Messkanäle und die echtzeitfähige Auswertung der Klemmenspannungssignale. Im Rahmen dieser Arbeit ist diesen Anforderungen entsprechend eine Messeinrichtung entwickelt worden, die in der Lage ist, ausreichende Genauigkeit in beinahe allen Betriebssituationen des Rotortemperaturbeobachters sicherzustellen.

Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf Wechselrichter in IGBT-Technologie und einer Topologie entsprechend Abb. 5.1. Die Messungen wurden dabei an dem in Unterabschnitt A.2.3 beschriebenen Umrichter durchgeführt. Dieser zeichnet sich auch und vor allem dadurch aus, dass er für die Anwendung deutlich überdimensioniert ist, was für die Messungen den Vorteil birgt, dass eine Erwärmung der Halbleiter in größerem Maße

nicht zu erwarten ist. Die Temperatur kann daher in den Messungen und Betrachtungen vernachlässigt werden.

5.1 Spannungsrekonstruktion mittels Wechselrichtermodell

Die Problematik der Klemmenspannungsermittlung im Kontext mit Beobachtern ist weithin bekannt. Speziell bei der sensorlosen Regelung werden daher Wechselrichtermodelle eingesetzt, um entweder aus den nominellen Spannungen die Klemmenspannung zu berechnen [PGAB08, JL09, HQ02] oder aber die Tastgrade so zu modifizieren, dass die resultierenden Klemmenspannungen den geforderten Sollspannungen entsprechen [CS96].

Gegenstand der Modellierung sind neben dem nominalen Verhalten immer Schaltverhalten einerseits und Durchlassverluste andererseits.

5.1.1 Nominalverhalten des Wechselrichters

Klassischerweise wird in dreiphasigen Antrieben mit einer Leistungsklasse von wenigen bis zu einigen 100 kW eine sogenannte B6-Brücke mit IGBT-Halbleitern eingesetzt, wie in Abb. 5.1 zu sehen. Eine beliebige Spannung $U_{str,i}$ innerhalb der durch die Zwischenkreispotentiale vorgegebenen Grenzen $\pm \frac{U_{DC}}{2}$ gegen den Sternpunkt¹ der Maschine str lässt sich durch Pulsweitenmodulation (PWM) mit Hilfe der normierten Sollspannung $a \in [-1..1]$ einstellen.

$$U_{str,i} = a \frac{U_{DC}}{2} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.1)$$

Im Rahmen der Pulsweitenmodulation wird $u_{i,str}$ durch eine Schaltfunktion s realisiert. Hierbei ist s eine mit der PWM-Frequenz $f_{PWM} = T_{PWM}^{-1}$ periodische Rechteckfunktion mit den drei Zuständen $[-1, 0, +1]$. Die Zustände sind dabei wie folgt definiert:

- 1: Der untere Transistor (Index L in Abb. 5.1) einer Halbbrücke ist angesteuert, der obere (Index H) ist gesperrt.
- 0: Beide Transistoren einer Halbbrücke sind gesperrt. Im aktiven Betrieb kommt dieser Zustand nominal zunächst nicht vor.
- 1: Der obere Transistor ist angesteuert, der untere gesperrt.

¹Bei vielen Maschinen ist der Sternpunkt nicht verfügbar, weil die Maschine entweder im Dreieck verschaltet, oder weil der Sternpunkt nicht herausgeführt ist. Sein Potential kann jedoch mit Hilfe eines künstlichen Sternpunktes näherungsweise rekonstruiert werden.

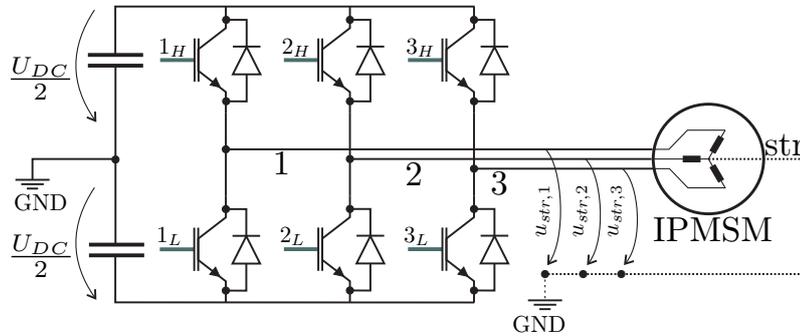


Abbildung 5.1: Schematischer Aufbau eines Wechselrichters in B6-Topologie

Dabei ist s so definiert, dass gilt:

$$a = \frac{1}{T_{\text{PWM}}} \int_{kT_{\text{PWM}}}^{(k+1)T_{\text{PWM}}} s_i \, dt \quad (5.2a)$$

$$U_{\text{str},i} = \frac{U_{\text{DC}}}{2T_{\text{PWM}}} \int_{kT_{\text{PWM}}}^{(k+1)T_{\text{PWM}}} s_i \, dt \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.2b)$$

Die beiden aktiven Halbleiter eines Brückenzeigs i_H und i_L werden durch die beiden Schaltfunktionen

$$s_{i,H} = \begin{cases} 1, & \text{falls } s > 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{und} \quad s_{i,L} = \begin{cases} 1, & \text{falls } s < 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.3)$$

angesteuert (Abb. 5.2).

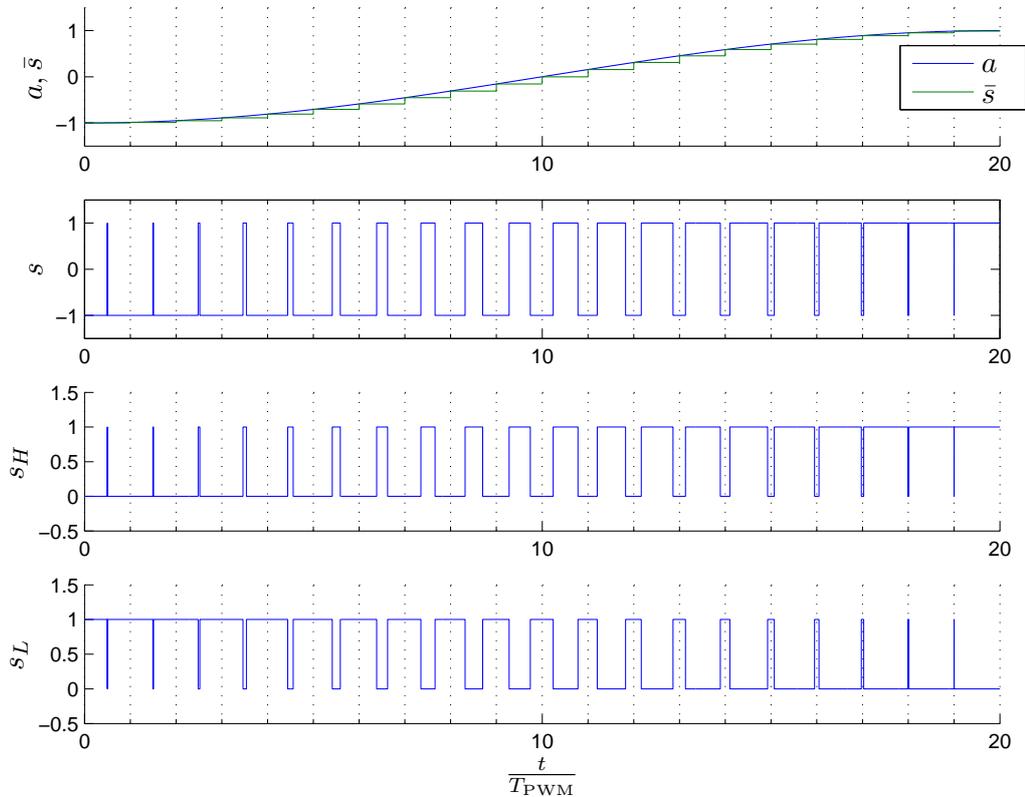


Abbildung 5.2: Pulsweitenmodulation und Ansteuerfunktionen für den Wechselrichter

5.1.2 Spannungsabfälle aufgrund des Schaltverhaltens

Das Nominalverhalten lässt sich somit durch (5.1) unter der Voraussetzung beschreiben, dass keine Spannungsabfälle über den Halbleitern auftreten und dass sie ihren Zustand ohne Zeitverzögerung ändern können. In der Praxis liegt die Schaltverzögerung von IGBTs mit einer Sperrspannung von 1200 V je nach Technologie und Strombelastung bei einigen 100 ns und ist zudem für Ein- und Ausschalten unterschiedlich groß. Um Kurzschlüsse innerhalb eines Brückenzeigs des Wechselrichters zu vermeiden, muss daher vor dem Einschalten eines Halbleiters sichergestellt werden, dass der jeweils andere sicher abgeschaltet ist. Dies wird im Allgemeinen mit Hilfe einer Wechselsperrzeit T_d bewerkstelligt, die nach Erfolgen des Abschaltbefehls abgewartet wird, bis der jeweils andere Halbleiter eingeschaltet wird. Der Funktion s wird daher ein Nullzustand hinzugefügt, wodurch sich die Funktion s_{T_d} ergibt (siehe Abb. 5.3). Aufgrund des induktiven Verhaltens der Maschine wird Strom auch während der Wechselsperrzeiten fließen. Je nach Richtung des Stromflusses² wirken sich die Wechselsperrzeiten daher unterschiedlich aus,

²Der positive Strom ist als vom Wechselrichter zur Maschine fließend definiert.

wie in Abb. 5.3 zu sehen ist. Der sich aufgrund des Schaltverhaltens zu erwartende Spannungsverlauf wird durch u_{str} abgebildet, während $u_{s, str}$ den nominalen Spannungsverlauf darstellt.

Aufgrund der Spannungsverhältnisse innerhalb einer Halbbrücke wird die Kommutierung vom unteren Halbbrückenelement zum oberen und umgekehrt immer von der Charakteristik des ausschaltenden Elementes bestimmt. Nimmt man vereinfachend eine Ausschaltcharakteristik mit konstanter Steigung bei allen Halbleitern – wie in Abb. 5.3 skizziert – an, so lässt sich eine effektive Einschaltzeit T_{on} definieren:

$$\begin{aligned} T_{on} &= \begin{cases} T_{on, nom} + T_d + \frac{T_{D, fall}}{2} - \frac{T_{I, fall}}{2} & \text{falls } I < 0 \\ T_{on, nom} - T_d - \frac{T_{D, fall}}{2} + \frac{T_{I, fall}}{2} & \text{falls } I > 0 \end{cases} \\ &= T_{on, nom} - \text{sgn}(I) \left(T_d + \frac{T_{D, fall}}{2} - \frac{T_{I, fall}}{2} \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Die effektive, normierte Spannung ergibt sich damit zu:

$$\begin{aligned} a_{eff} &= \frac{1}{T_{PWM}} \int_{T_{PWM}} u_{str} dt \frac{2}{U_{DC}} = 2 \frac{T_{on}}{T_{PWM}} - 1 \\ &= 2 \underbrace{\frac{T_{on, nom}}{T_{PWM}} - 1}_a - \frac{\text{sgn}(I)}{T_{PWM}} (2T_d + T_{D, fall} - T_{I, fall}) \\ &= a - \frac{\text{sgn}(I)}{T_{PWM}} (2T_d + T_{D, fall} - T_{I, fall}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Hierbei bezeichnet $T_{I, fall}$ bzw. $T_{D, fall}$ die Zeit, die der IGBT bzw. die Diode benötigt, um vollständig nichtleitend zu werden. Speziell das Ausschaltverhalten der IGBTs und damit $T_{I, fall}$ ist stark von der Amplitude des durchfließenden Stroms abhängig [Sch06b, S. 573] und somit auch a_{eff} . Aus (5.5) und (5.1) lässt sich dann folgendes Modell für das Schaltverhalten angeben:

$$U_{str, i} = \left[a_i - \text{sgn}(I_i) \left(\frac{2T_{d, eff}(I_i)}{T_{PWM}} \right) \right] \frac{U_{DC}}{2} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.6)$$

Hierbei werden die drei Zeitkonstanten T_d , $T_{I, fall}$ und $T_{D, fall}$ zu der stromabhängigen, elektrisch wirksamen Wechselperrzeit $T_{d, eff}$ zusammengefasst.

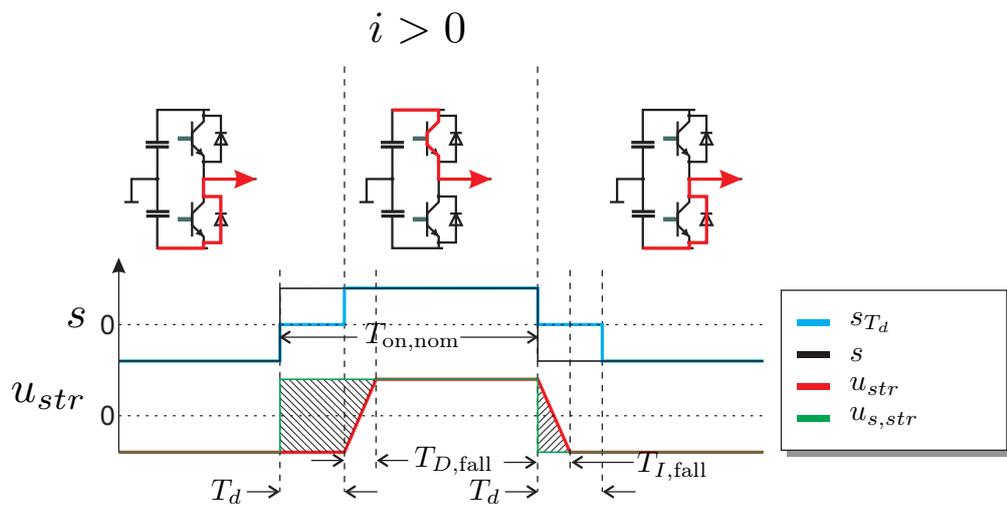
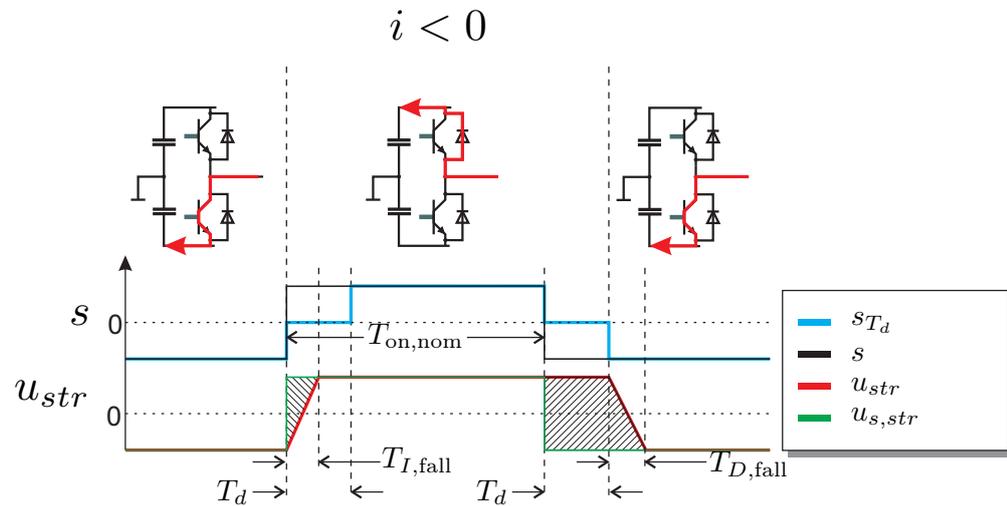


Abbildung 5.3: Schaltverhalten eines Brückenzeigs über eine PWM-Periode

5.1.3 Spannungsabfälle aufgrund des Durchlassverhaltens

Die Spannungsabfälle über einem Halbleiter im leitenden Zustand setzen sich aus zwei Komponenten zusammen. Wie Dioden besitzen auch IGBTs einen PN-Übergang und dementsprechend eine Flussspannung. Diese liegt im Bereich 0,5 V bis 1,5 V [Sch06b]. Hinzu kommen noch ohmsche Spannungsabfälle. Die Durchlassspannung (U_{HO} „HoldOn“) über ein Halbleiterelement lässt sich approximieren zu:

$$U_{\text{HO}} \approx U_{\text{HL}} + R_{\text{HL}}I \quad (5.7)$$

In Abhängigkeit von der Stromrichtung (Abb. 5.4) lassen sich die über eine Periode gemittelten Hold-On-Spannungsabfälle unter Verwendung des Tastgrades

$$d = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{PWM}}} \quad (5.8)$$

folgendermaßen beschreiben:

$$U_{\text{HO}} = \begin{cases} -(d U_{D,\text{HL}} + (1-d)U_{I,\text{HL}}) + (d R_{D,\text{HL}} + (1-d)R_{I,\text{HL}})I & \text{falls } I < 0 \\ (d U_{I,\text{HL}} + (1-d)U_{D,\text{HL}}) + (d R_{I,\text{HL}} + (1-d)R_{D,\text{HL}})I & \text{falls } I > 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

In den meisten Fällen liegen die Flussspannungen und Bahnwiderstände von Diode (Index D) und IGBT (Index I) sehr nah bei einander, sodass sich die Unterscheidung wie in (5.9) nicht lohnt [PGAB08]; stattdessen wird ein Mittelwert gebildet:

$$U_{\text{TH}} := \frac{U_{I,\text{HL}} + U_{D,\text{HL}}}{2}; \quad R_{\text{D}} := \frac{R_{I,\text{HL}} + R_{D,\text{HL}}}{2} \quad (5.10)$$

Damit lässt sich der durch Durchlassverluste verursachte Spannungsabfall geschlossen formulieren:

$$U_{\text{HO}} = \text{sgn}(I)(U_{\text{TH}}) + R_{\text{D}}I \quad (5.11)$$

5.1.4 Weitere Ursachen für Spannungsabweichungen

Für den Betrieb einer Brücke in B6-Topologie sind Treiber für die Gate-Eingänge der IGBT zwingend notwendig, schon deshalb, weil die Gate-Spannung des oberen Halbleiters immer bezogen auf das variable Kollektorpotenzial des unteren IGBT ist. Meist wird um diese sogenannten Gatetreiber herum noch weitere Logik implementiert, etwa eine Abschaltung bei Übertemperatur, eine Wechselsperrzeitlogik und weitere Entstörmaßnahmen. So werden häufig zu kurze Schaltimpulse, also sehr kleine Einschaltverhältnisse, unterdrückt. Gleiches geschieht bei Einschaltverhältnissen nahe der Vollaussteuerung. Je nach verwendeter Logik wird gegen Ende der PWM-Periode der obere Halbleiter gar

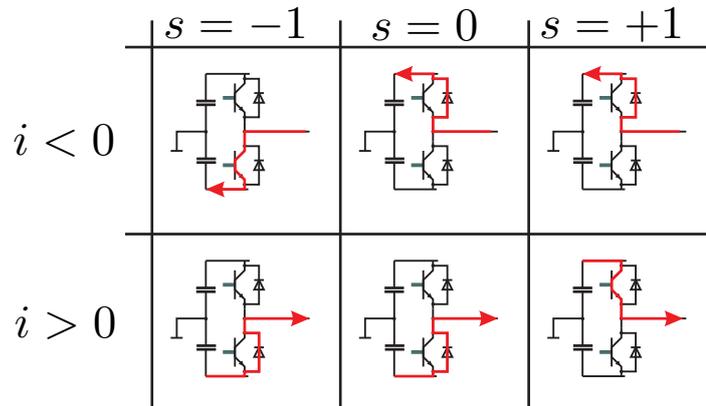


Abbildung 5.4: Strompfade in Abhängigkeit von Schaltfunktion und Stromrichtung

nicht erst abgeschaltet³, oder es wird umgekehrt selbst bei Vollaussteuerung eine kurzzeitige Abschaltung erzwungen. Insgesamt führen Schutzbeschaltungen zu einer Nichtlinearität bezüglich des Einschaltverhältnisses speziell auch an beiden Enden der Kennlinie. Die Kompensation dieser Effekte ist naturgemäß sehr individuell, da abhängig von der jeweils verwendeten Sicherheitsbeschaltung.

5.1.5 Resultierendes Gesamtmodell

Das gesamte Verhalten des Wechselrichters lässt sich damit durch die Kombination von (5.6) und (5.11) approximieren:

$$U_{str,i} = a_i \frac{U_{DC}}{2} - \underbrace{\left[\text{sgn}(I_i) \left(\frac{T_{d,\text{eff}}}{T_{\text{PWM}}} U_{DC} + U_{\text{TH}} \right) + R_D I_i \right]}_{u_{\text{err},i}} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.12)$$

Je nach Detaillierungsgrad lassen sich die Parameter $T_{d,\text{eff}}$, U_{TH} und R_D als konstant oder ihrerseits als Funktion von Strom, Halbleitertemperatur und Zwischenkreisspannung definieren. Der Term u_{err} stellt dabei eine Fehlerspannung dar, die die Abweichung des Wechselrichters vom Nominalverhalten beschreibt.

5.1.6 Nullpunktverschiebung durch den Wechselrichter

Bei eingehenderer Betrachtung des Wechselrichtermodells entsprechend (5.12) zeigt sich, dass aufgrund des Wechselrichterverhaltens eine Verschiebung des Sternpunktentials im Sinne einer Nullpunktverschiebung ähnlich wie in [Böc12, S. 66] stattfindet. Diese

³Dementsprechend wird der untere Halbleiter auch nicht eingeschaltet.

äußert sich durch eine Nullkomponente, wie sie in (3.1) unter der Bezeichnung x_0 eingeführt wurde. Bei der folgenden Berechnung dieser Komponente wird bereits aus Gründen der Übersichtlichkeit auf die erst in (5.15) eingeführte Spannung u_0 , vorgegriffen:

$$\begin{aligned} U_{\text{err},0}(t) &= \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 u_{\text{err},i}(t) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 (\text{sgn}(i_i(t))u_0 + R_{\text{D}}i_i(t)) \\ &= \frac{1}{3}u_0 \sum_{i=1}^3 \text{sgn}(i_i(t)) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Hieraus ergibt sich, dass mit jedem Vorzeichenwechsel eines der 3 Phasenströme das Sternpunktpotential gegenüber GND um $\pm\frac{1}{3}u_0$ springt. Dieser Effekt wird in Abb. 5.5 dargestellt. Ausgehend von der Nominalspannung $u_{i,\text{mdl},\text{nom}}$ entsprechend (5.1) wird die zu erwartende Klemmenspannung $u_{i,\text{mdl},\text{WR}}$ nach (5.12) berechnet. Der resultierende Spannungsvektor $\underline{u}_{abc,\text{mdl},\text{WR}}$ enthält eine Nullkomponente gegenüber GND. Messungen, wie sie auch für die im folgenden Kapitel vorgestellte Parameteridentifikation durchgeführt wurden, finden dagegen in der Regel an einem künstlichen Sternpunkt statt, ohne dass dabei dessen Potential gegen GND mit gemessen wird. Die so gemessenen Strangspannungen $u_{i,x}$ enthalten daher die Nullkomponente nicht.

5.1.7 Parameteridentifikation

Die Parametrierung wird basierend auf Messungen in verschiedenen Arbeitspunkten der Maschine vorgenommen. Die Referenzklemmenspannung $u_{\text{str},i}$ für die jeweilige Halbbrücke wird dabei mit Hilfe eines Transientenrekorders und eines künstlichen Sternpunktes ermittelt. Die aufgezeichneten Werte werden mit der PWM-Periode synchronisiert und der Mittelwert über die PWM-Periode berechnet. Da, wie oben bereits erwähnt, die gemessene Referenzspannung die Nullkomponente nicht enthält, muss sie für die Identifikation gesondert berücksichtigt werden. Somit wird (5.12) für die Identifikation folgendermaßen erweitert:

$$U_{\text{err},i} = a_i \frac{U_{\text{DC}}}{2} - U_{\text{str},i} + U_{\text{err},0} \quad (5.14)$$

Das Ergebnis der Messung ist stellvertretend für alle drei Phasen des Wechselrichters in Abb. 5.8 als dreidimensionale Darstellung der Fehlerspannung über Strom der Halbbrücke und nomineller Sollspannung am Reglerausgang. Jeder Punkt steht dabei für die Fehlerspannung innerhalb einer einzelnen PWM-Periode. Die Projektion der Fehlerspannung über die Sollspannung (vgl. Abb. 5.9) zeigt keine signifikante Abhängigkeit der Fehlerspannung von selbiger. Daher ist eine Modellierung von $T_{d,\text{eff}}$ in Abhängigkeit von a nicht notwendig. Weiterhin lassen sich aufgrund der Messanordnung die Parameter U_{TH} und $T_{d,\text{eff}}$ nicht getrennt voneinander identifizieren und werden daher zusammenge-

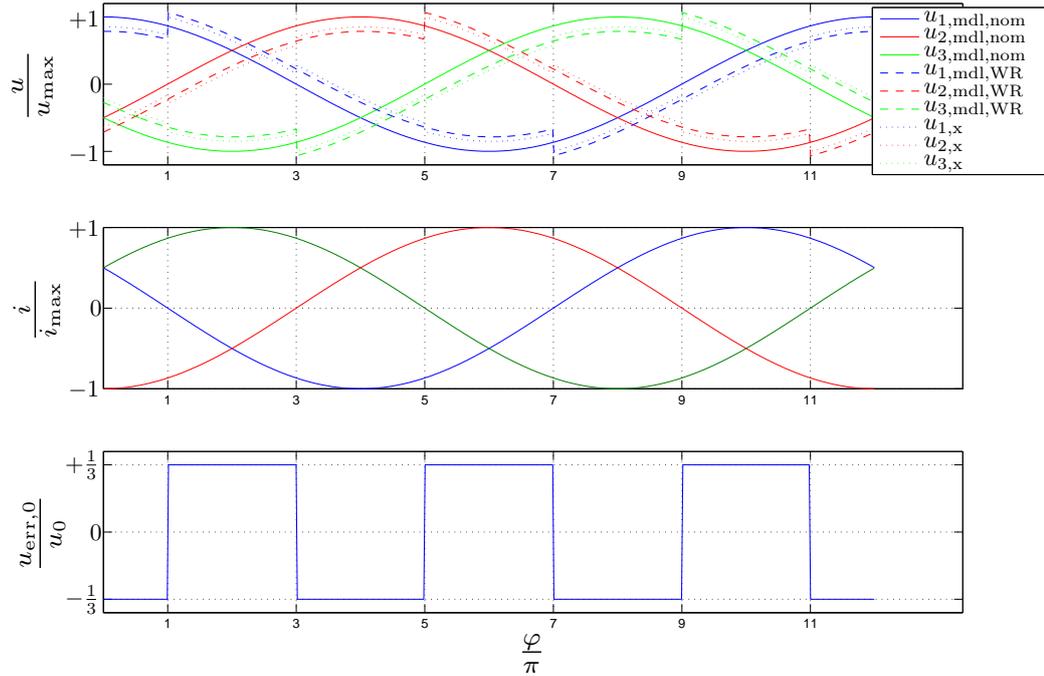


Abbildung 5.5: Nullpunktverschiebung durch den Wechselrichter

fasst:

$$u_0 = \frac{T_{d,\text{eff}}}{T_{\text{PWM}}} U_{\text{DC}} + U_{\text{TH}} \quad (5.15)$$

Die Fehlerspannung $U_{\text{err},i}$ auf Basis der Parameter u_0 und R_D ist graphisch in Abb. 5.7 dargestellt und lässt sich folgendermaßen formulieren:

$$U_{\text{err},i} = \text{sgn}(I_i)u_0 + R_D I_i \quad (5.16)$$

Für die Identifikation entsprechend (5.14) muss die Fehlerspannung innerhalb eines Brückenweiges um die Nullkomponente bereinigt werden:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{err},i}^* &= U_{\text{err},i} - U_{\text{err},0} = \text{sgn}(I_i)u_0 + R_D I_i - U_{\text{err},0} \\
 &= \text{sgn}(I_i)u_0 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \text{sgn}(I_i)u_0 + R_D I_i
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Die Identifikation wird mit Hilfe der Pseudoinversen, auch Methode der kleinsten Fehlerquadrate genannt, durchgeführt. Dafür wird (5.17) folgendermaßen umformuliert:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} U_{\text{err},1,1}^* \\ \vdots \\ U_{\text{err},1,n}^* \\ U_{\text{err},2,1}^* \\ \vdots \\ U_{\text{err},2,n}^* \\ U_{\text{err},3,1}^* \\ \vdots \\ U_{\text{err},3,n}^* \end{pmatrix}}_b = \underbrace{\begin{pmatrix} +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{1,1}) & I_{1,1} & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{2,1}) & 0 & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{3,1}) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{1,n}) & I_{1,n} & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{2,n}) & 0 & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{3,n}) & 0 \\ -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{1,1}) & 0 & +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{2,1}) & I_{2,1} & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{3,1}) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{1,n}) & 0 & +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{2,n}) & I_{2,n} & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{3,n}) & 0 \\ -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{1,1}) & 0 & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{2,1}) & 0 & +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{3,1}) & I_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{1,n}) & 0 & -\frac{1}{3}\text{sgn}(I_{2,n}) & 0 & +\frac{2}{3}\text{sgn}(I_{3,n}) & I_{3,n} \end{pmatrix}}_A \underbrace{\begin{pmatrix} u_{0,1} \\ R_{D,1} \\ u_{0,2} \\ R_{D,2} \\ u_{0,3} \\ R_{D,3} \end{pmatrix}}_x \tag{5.18}$$

Dabei bezeichnet n die Anzahl der durchgeführten Messungen. Der optimale Parametervektor \tilde{x} lässt sich dann mit Hilfe der Pseudoinversen

$$\underline{A}^+ = (\underline{A}^T \underline{A})^{-1} \underline{A}^T$$

berechnen:

$$\tilde{x} = \underline{A}^+ \underline{b} \tag{5.19}$$

Es ergeben sich damit folgende Wechselrichterparameter:

	Phase 1	Phase 2	Phase 3	gemittelt
u_0 in V	7.04	6.99	6.82	6.95
R_D in $m\Omega$	10.197	10.683	11.210	10.697

In Abb. 5.10(a), 5.10(b) und 5.10(c) sind die gemessenen Fehlerspannungen der drei Halbbrücken zu sehen. Bei bestimmten Stromamplituden weisen sie eine Überhöhung

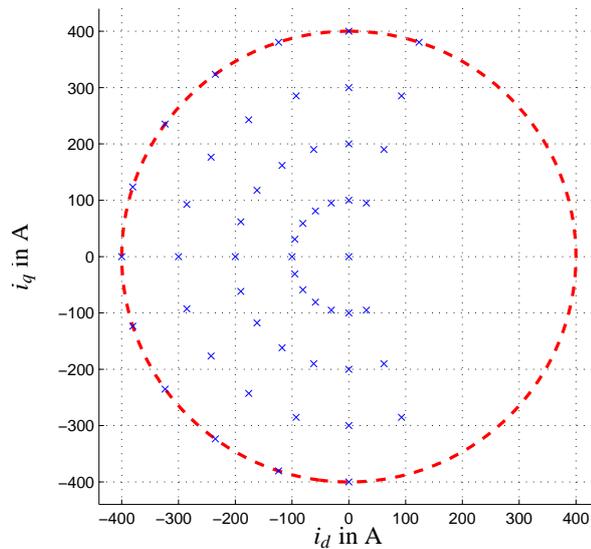


Abbildung 5.6: *Arbeitspunkte für Vermessung des Wechselrichters*

auf. Diese Überhöhung ergibt sich aus der Nullkomponente, die in Unterabschnitt 5.1.6 vorgestellt wurde, in Verbindung mit den gewählten Messpunkten für die Identifikation. Es zeigt sich, dass die Überhöhung genau bei den Stromamplituden auftritt, die für die Arbeitspunkte in Abb. 5.6 gewählt wurden. Wird die auf Basis der identifizierten Parameter approximierte Fehlerspannung um die Nullkomponente bereinigt, so weist auch sie diese Überhöhungen auf, wie in den Abbildungen zu sehen ist.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass die Bereinigung der Fehlerspannung nur für die Identifikation eine Rolle spielt. Im laufenden Betrieb des Wechselrichtermodells ist sie nicht notwendig.

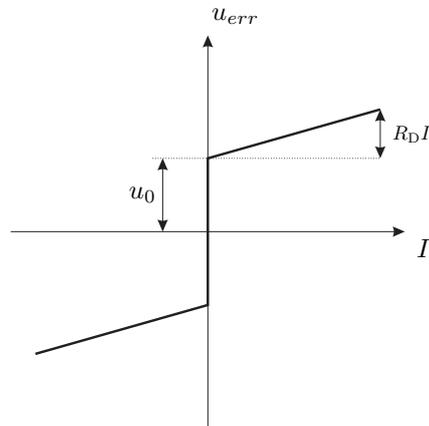


Abbildung 5.7: Verlauf der Fehlerspannung über einer Halbbrücke des Wechselrichters unter der Annahme von konstanten Parametern

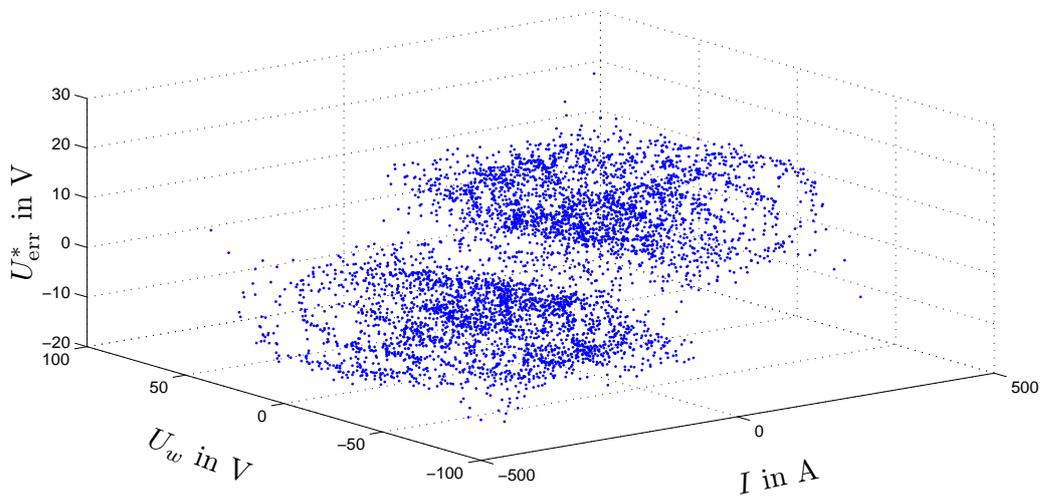


Abbildung 5.8: Fehlerspannung, aufgetragen über Strom der Halbbrücke und nomineller Sollspannung am Ausgang der Stromregelung (Phase 1)

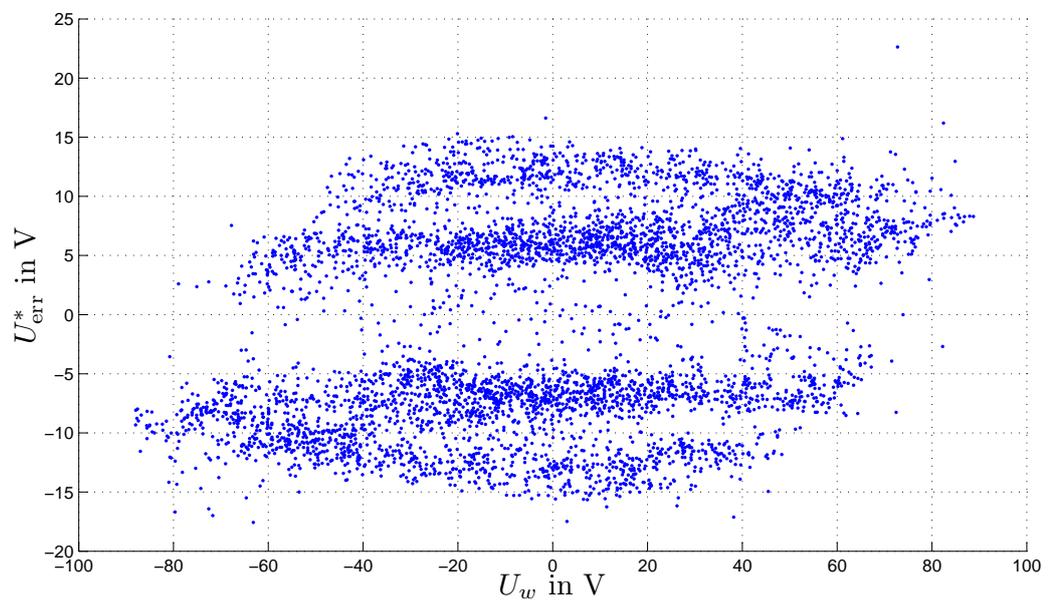
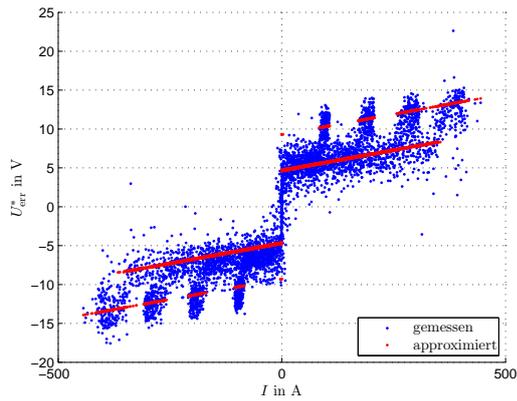
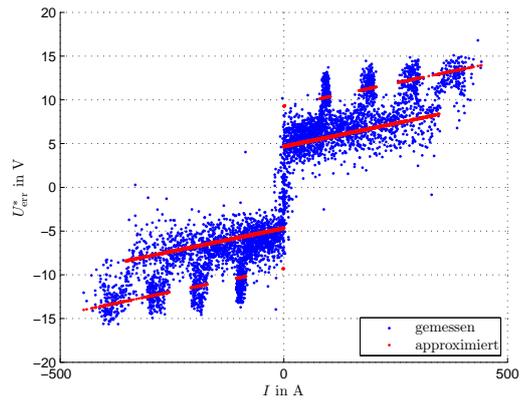


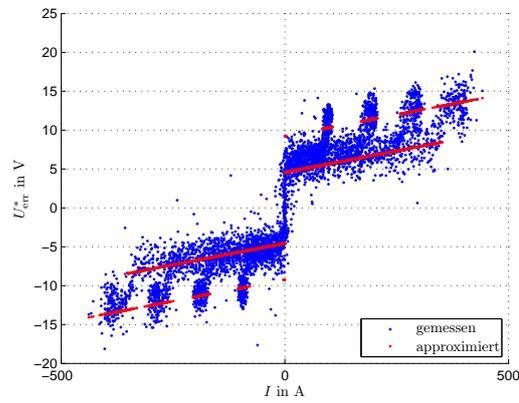
Abbildung 5.9: *Fehlerspannung, aufgetragen über der nominellen Sollspannung am Ausgang der Stromregelung (Phase 1)*



(a) Phase 1



(b) Phase 2



(c) Phase 3

Abbildung 5.10: *Fehlerspannung innerhalb einer Halbbrücke, aufgetragen über den jeweiligen Strom*

5.2 Spannungsmessung mittels $\Delta\Sigma$ -basierter A/D-Wandlung

Alternativ zur modellbasierten Rekonstruktion der Klemmenspannung besteht auch die Möglichkeit der Messung. Neben der korrekten Auslegung einer analogen Signalkonditionierung inklusive galvanischer Entkopplung und präziser Skalierung der Spannung bestimmt dabei der Analog-Digital-Umsetzer (ADU) in großem Maße die Qualität und Komplexität der Messung, denn es gilt, den Mittelwert der Klemmenspannungen über genau einer PWM-Periode möglichst genau zu ermitteln. Dazu muss (5.2b) zeitdiskret approximiert werden:

$$U_{str,i} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_{(T_{PWM})} u_{str,i} dt \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K u_{str,i}[k] \quad (5.20)$$

$K \dots$ Abtastungen innerhalb einer PWM-Periode

Es ist einzusehen, dass die Qualität der Approximation mit der Überabtastungsrate K steigt. Andererseits soll die Datenrate, die sich aus dieser Überabtastung ergibt, nicht zu stark ansteigen, um die ausführende Rechenplattform im Echtzeitbetrieb nicht zu stark zu beanspruchen.

Im folgenden Kapitel wird daher zuerst auf die grundlegenden Zusammenhänge von ADUs – stets im Kontext der gegebenen Anwendung – eingegangen. Im Anschluss daran wird die entworfene Messeinrichtung vorgestellt und bewertet.

5.2.1 Grundlegende Zusammenhänge der Analog-Digital-Umsetzung

Bei der Wandlung von zeit- und wertekontinuierlichen Signalen in eine Folge digitaler Worte mit endlicher Breite sind zwei Aspekte zu betrachten. Zum einen wird das Signal abgetastet, sodass eine zeitdiskrete Folge von Werten entsteht. Zum anderen tritt aufgrund der endlichen Breite des digitalen Ausgangswortes zusätzlich noch eine Quantisierung auf, die die Amplitude des abgetasteten Signalwertes verfälscht.

Quantisierungseffekte

Um ein wertekontinuierliches Signal $x(t)$ mit einem Digitalwort $y(t)$ endlicher Breite abbilden zu können, muss das Signal quantisiert werden, sodass notwendigerweise ein Quantisierungsfehler $e_q(t)$ entsteht. Im Allgemeinen wird dieser mit folgenden Eigenschaften definiert [Mat11, S.38ff.]:

1. *Unabhängigkeit vom Eingangssignal $x(t)$* : Der Fehler wird als statistisch unabhängig vom Eingangssignal $x(t)$ angenommen. Dadurch wird eine Modellierung des

Quantisierers entsprechend

$$y(t) = x(t) + e_q(t) \quad (5.21)$$

möglich.

2. *Gleichverteilte Amplitude:* Die Quantisierung Δ eines ADUs bei einer Bitbreite N des digitalen Ausgangswortes y und dem Messbereich R_x ist entsprechend

$$\Delta = \frac{R_x}{2^N}; \quad R_x = x_{\max} - x_{\min} \quad (5.22)$$

festgelegt. Innerhalb des Bereiches $-\frac{\Delta}{2} \leq e_q \leq \frac{\Delta}{2}$ wird die Amplitude des Quantisierungsfehlers e_q als gleichverteilt angenommen.

3. *Gleichverteiltes Frequenzspektrum:* Das Spektrum einer Folge von Quantisierungsfehlern $S_{e_q}(f)$ wird ebenfalls als gleichverteilt angenommen.

Über einen längeren Zeitraum betrachtet wirkt der Quantisierungsfehler wie ein Rauschen, dessen Rauschleistung sich entsprechend

$$P(e_q) = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e_q^2 de_q = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N} \quad (5.23)$$

errechnet. Die Charakteristik entspricht also der eines weißen Rauschens.

Unter diesen Annahmen wird in [Mat11] gezeigt, dass der Signal-Rausch-Abstand direkt von der Bitbreite des digitalen Ausgangswortes abhängt: Ein Sinussignal, das den Messbereich R_x voll ausnutzt, hat die Signalleistung

$$P(e_x) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_x}{2} \right)^2 = \frac{R_x^2}{8} \quad (5.24)$$

Der Signal-Rausch-Abstand lässt sich dann wie folgt angeben:

$$SNR_{\text{peak}} = 10 \lg \left(\frac{P(e_x)}{P(e_q)} \right) = 10 \lg \left(\frac{\frac{R_x^2}{8}}{\frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N}} \right) = (6,02N + 1,76) \text{ dB} \quad (5.25)$$

Es ist ersichtlich, dass der Signal-Rausch-Abstand mit jedem zusätzlichen Bit, also einer Erhöhung von N , um 6,02 dB ansteigt.

Zeitdiskretisierungseffekte

Es lässt sich allerdings zeigen, dass der Signalrauschabstand nicht nur durch die Erhöhung der Bitbreite des Ausgangswortes verbessert werden kann, sondern auch durch

Überabtastung und entsprechende Filterung des Signals.

Entsprechend (5.23) kann die Rauschleistung $P(e_q)$ über die Frequenz als konstant angenommen werden. Dies geschieht natürlich innerhalb der Grenzen der Abtastfrequenz $f_{s,ADU}$ (siehe Abb. 5.11). Die Rauschamplitude ergibt sich damit zu:

$$S_{e_q}(f) = \frac{P(e_q)}{f_s} = \frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N f_{s,ADU}} \quad (5.26)$$

Das bedeutet, dass ADUs mit gleicher Bitbreite N aber unterschiedlichen Abtastraten $f_{s,1}$ und $f_{s,2}$ zwar die gleiche Quantisierungsrauschleistung $P_{1,e_q} = P_{2,e_q}$ besitzen, jedoch unterschiedliche Rauschamplituden $S_{1,e_q} \neq S_{2,e_q}$. Wird nun ein quantisiertes Signal mit der Abtastrate $f_{s,1}$ abgetastet und anschließend digital so gefiltert, dass alle Signalanteile von $y(kT_a)$ außerhalb von $-\frac{f_{s,2}}{2} \dots + \frac{f_{s,2}}{2}$ abgeschnitten werden, so lässt sich die Quantisierungsrauschleistung P_{3,e_q} folgendermaßen angeben:

$$P_{3,e_q} = f_{s,2} \frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N f_{s,1}} = \frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N k_f}; \quad k_f = \frac{f_{s,1}}{f_{s,2}} \quad (5.27)$$

Damit wiederum lässt sich (5.25) folgendermaßen erweitern:

$$SNR_{\text{peak}} = 10 \lg \left(\frac{\frac{R_x^2}{8}}{\frac{R_x^2}{12 \cdot 4^N k_f}} \right) = (6,02N + 1,76 + 10 \lg(k_f)) \text{ dB} \quad (5.28)$$

Anstelle des Faktors $k_f = \frac{f_{s,1}}{f_{s,2}}$ wird in der Literatur häufig die Überabtastrate⁴ angegeben. Sie bezieht nicht zwei Abtastraten aufeinander, sondern die Abtastrate des ADU zur höchsten im Signal vorkommenden Frequenz f_0 . Gemäß der obigen Ausführung würde dies der Abtastfrequenz des nicht überabtastenden ADUs entsprechen: $f_0 = \frac{f_{s,2}}{2}$.

$$OSR := \frac{f_{s,1}}{2f_0} = \frac{f_{s,1}}{f_{s,2}} = k_f \quad (5.29)$$

Aus (5.28) lässt sich ableiten, dass bei jeder Verdoppelung der Abtastfrequenz der SNR um etwa 3,01 dB angehoben wird, was einem halben Bit zusätzlicher Auflösung gleichkommt.

Zusammenfassend lässt sich formulieren, dass eine hohe Auflösung im Sinne einer effektiven Bitzahl entweder über eine entsprechend hohe Bitbreite direkt bei der Quantisierung erreicht werden kann oder aber mit Hilfe von Überabtastung. Zu beachten ist, dass durch die Filterung die Bitbreite des Digitalwortes notwendigerweise ansteigen muss. Der Vorteil von Überabtastung im Sinne des zu treibenden Aufwandes besteht darin, dass die

⁴englisch: Over Sampling Rate - OSR

Quantisierung mit einer geringeren Bitbreite stattfinden kann.

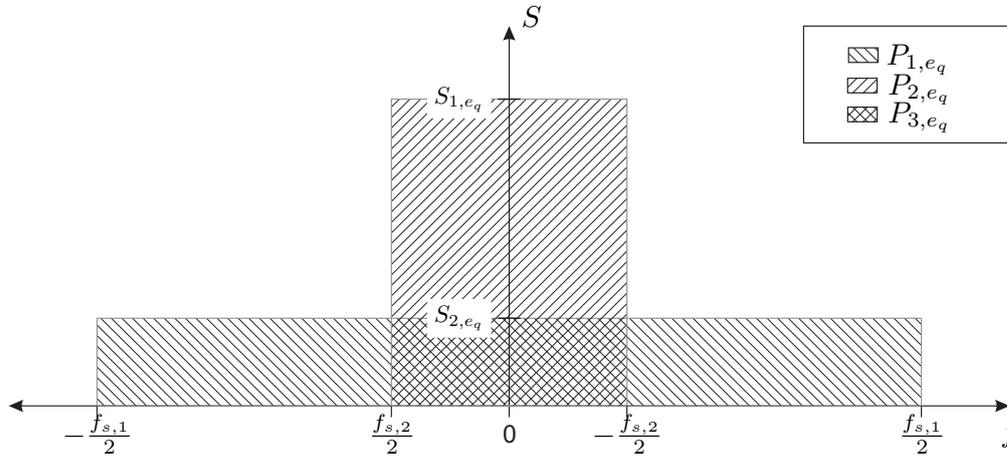


Abbildung 5.11: Spektrale Verteilung der Rauschleistung über den Frequenzbereich

Rauschformung

Entsprechend dem in (5.21) eingeführten Rauschmodell ergibt sich das digitale Ausgangswort als Summe aus dem idealen, abgetasteten Eingangswert $x(kT_a)$ und dem Quantisierungsfehler $e_q(kT_a)$. Dieses stellt einen Spezialfall von folgendem zeitdiskreten Übertragungsverhalten

$$y(z) = H_x(z)x(z) + H_e(z)e_q(z) \quad (5.30)$$

unter der Voraussetzung $H_x(z) = H_e(z) = 1$ dar. Wählt man $H_x(z)$ und $H_e(z)$ dagegen unterschiedlich, so lässt sich das Rauschspektrum so verschieben, dass es größtenteils außerhalb des interessierenden Frequenzbereichs liegt. Diese Methode wird in der Literatur als „Rauschformung“ bzw. „Noise Shaping“ beschrieben [Mat11]. Dieses Verfahren kann durch eine Erweiterung von (5.30) entsprechend Abb. 5.12 realisiert werden. Die Übertragungsfunktionen ergeben sich jetzt zu:

$$H_x(z) = \frac{G(z)}{1 + G(z)} \quad (5.31a)$$

$$H_e(z) = \frac{1}{1 + G(z)} \quad (5.31b)$$

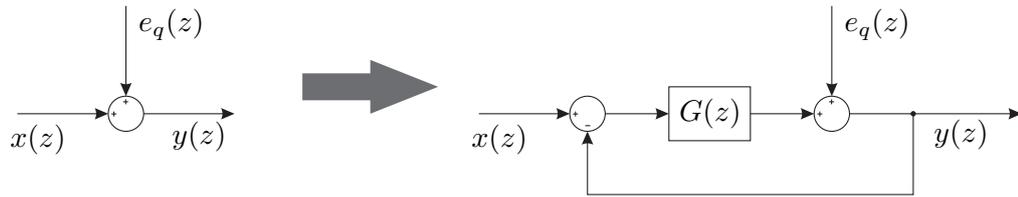


Abbildung 5.12: Die Erweiterung des Übertragungsverhaltens um eine Rückkopplung führt zu unterschiedlichen Übertragungsfunktionen für Signal ($H_x(z)$) und Quantisierungsfehler ($H_e(z)$).

Wählt man für $G(z) = \frac{1}{z-1}$ einen zeitdiskreten Integrator, so ergeben sich die Übertragungsfunktionen zu:

$$H_x(z) = z^{-1} \quad (5.32a)$$

$$H_e(z) = 1 - z^{-1} \quad (5.32b)$$

Während $H_x(z)$ nur eine Verzögerung um einen Abtastschritt darstellt, ergibt sich für $H_e(z)$ ein zeitdiskreter Differentiator bzw. ein Hochpass. Anders gesagt bleibt das Eingangssignal bis auf eine Verzögerung um einen Abtastschritt unverändert, das Rauschen wird dagegen für niedrige Frequenzen gedämpft und verschiebt sich zu höheren Frequenzen. Es ist einsichtig, dass der Signal-Rausch-Abstand einer solchen rückgekoppelten Struktur gegenüber konventionellen deutlich besser ist. Zusätzlich kann der SNR durch Erweiterung um weitere Rückkopplungsstrukturen noch weiter verbessert werden. Es lässt sich zeigen [Mat11, S. 43], dass der Signal-Rausch-Abstand sich unter Verwendung einer Rückkopplung n . Ordnung entsprechend

$$SNR_{\text{peak}} = \left(6,02N + 1,76 - 10 \lg \left(\frac{\pi^{2n}}{2n+1} \right) + (2n+1)10 \lg(k_f) \right) \text{ dB} \quad (5.33)$$

ergibt.

5.2.2 $\Delta\Sigma$ -basierte Messeinrichtung

Bei $\Delta\Sigma$ -basierten ADUs ist die Überabtastung und Rückkopplung integraler Bestandteil des Funktionsprinzips. Gleichzeitig ist die Bitbreite des digitalen Ausgangswortes mit einer Breite von 1 minimal. Dies bedeutet einerseits, dass der Signal-Rausch-Abstand sehr gering ist, andererseits lässt sich durch einfachste digitale Filter der Signal-Rausch-Abstand soweit erhöhen, dass die Anforderung für die vorliegende Anwendung erfüllt werden können. Weiterhin ergeben sich aus der Struktur des ADU noch weitere Vorteile wie galvanische Entkopplung und räumliche Trennbarkeit von Messeinrichtung und

digitaler Signalverarbeitung. Konsequenterweise finden $\Delta\Sigma$ -basierte ADUs in der Antriebstechnik bereits Anwendung [PSMB09, ME98, Mat11], jedoch zumeist mit dem Fokus auf der Strommessung.

Der grundlegende Aufbau einer $\Delta\Sigma$ -Spannungsmessung ist in Abb. 5.13 dargestellt. Der Modulator besteht aus einem analogen Integrator mit nachgeschaltetem 1-Bit-Quantisierer. Der Quantisierer arbeitet mit der Abtastfrequenz f_{mod} und damit einer Überabtastung von $k_f = \frac{f_{\text{mod}}}{f_{\text{PWM}}}$. Sein Ausgang repräsentiert einerseits bereits das digitale Ausgangswort des Modulators, andererseits wird er über einen 1-Bit-D/A-Wandler auf den Integrator zurückgekoppelt. Das digitale Signal wird dabei den Extrema $x_{\text{min}}, x_{\text{max}}$ des Messbereiches R_x zugeordnet⁵.

Das digitale Ausgangswort mit einer Bitbreite von 1 lässt sich hervorragend mittels Optokoppler oder Übertrager galvanisch entkoppeln und gleichzeitig über längere Strecken übertragen. Dadurch ist es möglich, den Modulator räumlich vom Filter zu trennen, beziehungsweise das Filter in die Recheneinheit des Wechselrichters zu integrieren. In der Praxis wird aufgrund der hohen Frequenz des Bitstreams meist ein FPGA oder spezielle ASICS für die Filterung genutzt.

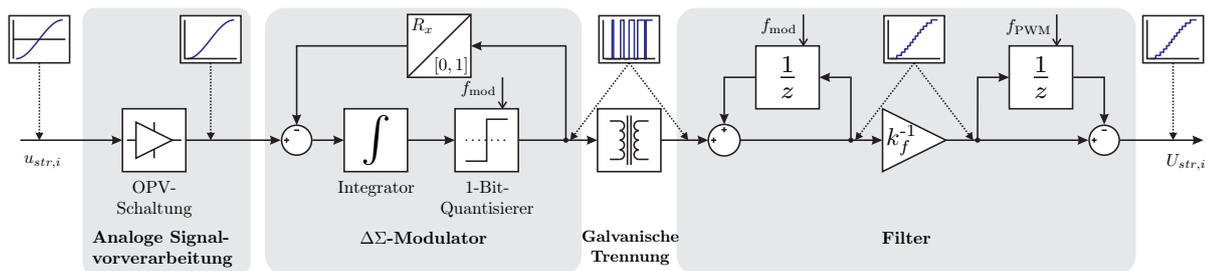


Abbildung 5.13: Struktur der $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung; Die Signalform in den einzelnen Wandlungsstufen ist durch die jeweiligen Signalsymbole dargestellt.

Analoge Signalvorverarbeitung:

Die Zwischenkreisspannung von Traktionsantrieben in Automobilen liegt in den meisten Anwendungen bei einigen 100 V. Durch parasitäre Kapazitäten bzw. Induktivitäten im elektrischen Leistungspfad des Antriebs können während des Schaltvorgangs allerdings Spannungsimpulse bis zur doppelten Amplitude entstehen. Die zu messenden Spannungen werden jedoch durch einen häufig eingesetzten künstlichen Sternpunkt wieder um den Faktor $\frac{1}{\sqrt{3}}$ heruntersetzt. Die sich ergebende Spannung hat die Form wie in Abb. 5.14 dargestellt.

⁵In der Praxis entspricht dies der Versorgungsspannung einerseits und dem Bezugspotential, also Masse, andererseits.

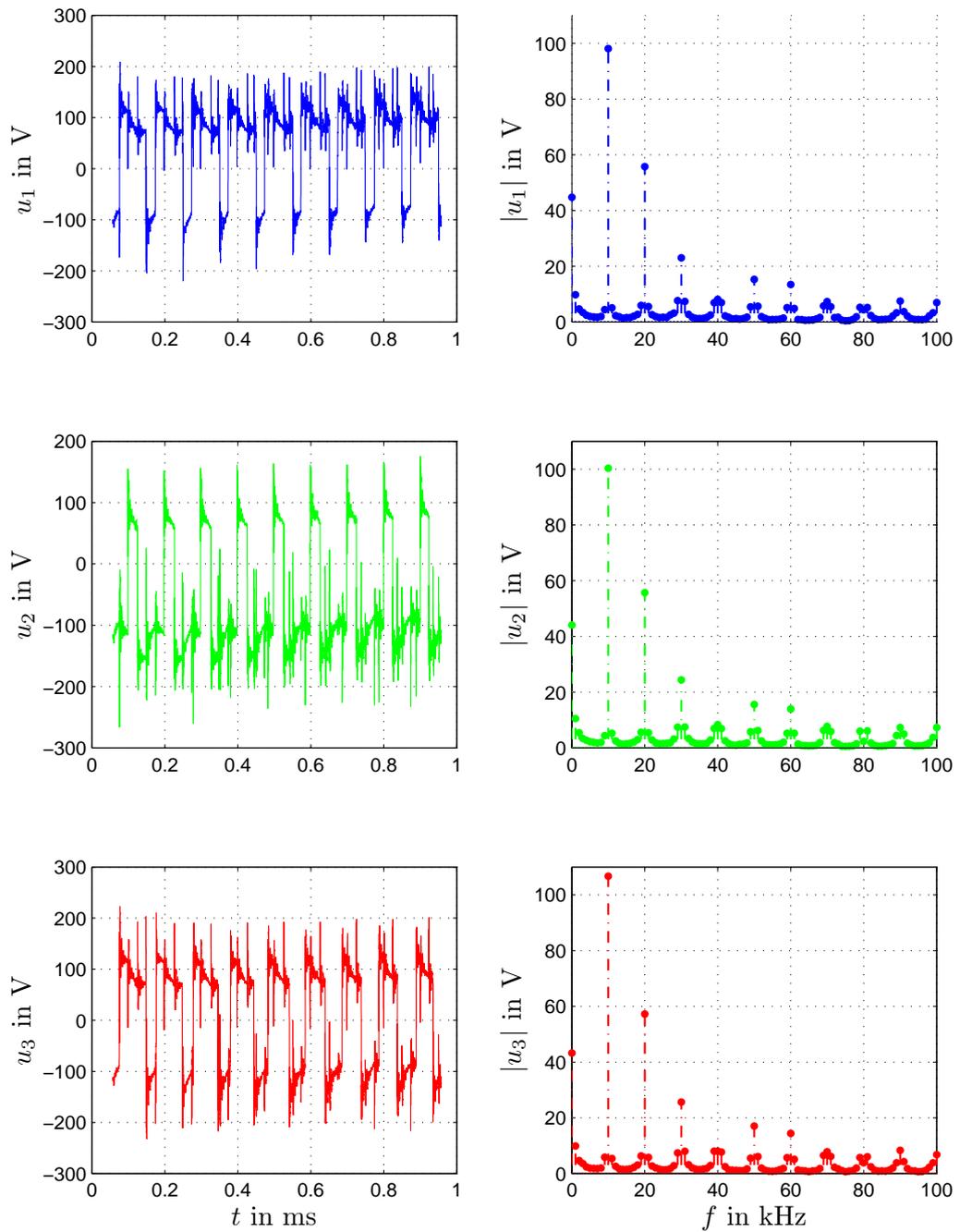


Abbildung 5.14: Verläufe der Leiterspannungen gegen einen künstlichen Sternpunkt und jeweiliges Amplitudenspektrum

Die Aufgaben der analogen Signalvorverarbeitung sind daher:

1. *Skalierung*: Die Spannungen müssen auf den Messbereich des Modulators herunter skaliert werden.
2. *Entkopplung*: Um die Signalqualität über die folgenden Wandlungsstufen zu erhalten, wird eine Entkopplung mittels Impedanzwandler vorgenommen.
3. *Potentialverschiebung*: Im Falle von unipolar arbeitenden Modulatoren muss ein bipolares Signal zuvor in den unipolaren Wertebereich verschoben werden.
4. *Schutz vor Überspannung*: Aufgrund der bereits angesprochenen Spannungsimpulse muss eine Schutzbeschaltung vorgesehen werden, die sicherstellt, dass die Spannungsimpulse nicht den Modulator in die Übersteuerung treiben.
5. *Anti-Aliasing*: Um Aliasing-Effekte durch die nach wie vor vorhandene digitale Abtastung zu vermeiden, wird ein Tiefpassfilter vorgesehen, dessen Eckfrequenz auf die Abtastfrequenz des Modulators abgestimmt ist.

Modulator:

Aufgrund des bereits heute vielfältigen Einsatzes des Verfahrens in der Industrie und Konsumgütern sind $\Delta\Sigma$ -Modulatoren als fertige ICs auf dem Markt verfügbar. Dabei wird meist, anders als in Abb. 5.13 skizziert, ein Modulator 2. Ordnung eingesetzt (Abb. 5.15). Dieser verfügt entsprechend (5.33) über einen verbesserten Signal-Rausch-Abstand. In der gegebenen Konfiguration $\{f_{\text{mod}} = 12 \text{ MHz}; f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}; n = 2\}$ ergibt sich aus (5.25) und (5.33) die effektive Bitbreite des Modulators zu:

$$N = 1 - \frac{10 \lg\left(\frac{\pi^{2n}}{2n+1}\right) + 10(2n+1) \lg\left(\frac{f_{\text{mod}}}{f_{\text{PWM}}}\right)}{6,02} = 24,4 \quad (5.34)$$

Zu beachten ist hierbei allerdings, dass diese effektive Bitbreite unter der Annahme einer Filterung mit unendlich steiler Filtercharakteristik berechnet wurde; in der Praxis wird aufgrund der endlichen Ordnung der eingesetzten Filter mit einer geringeren Auflösung zu rechnen sein.

Filter:

Bei dem verwendeten Filter handelt es sich um eine klassische CIC („Cascaded Integrator Comb“)-Struktur. Diese Struktur wird in der digitalen Signaltechnik klassischerweise zur Abtastratenkonvertierung eingesetzt (Abb. 5.16). Im Zusammenhang mit $\Delta\Sigma$ -Anwendungen sind speziell zwei Eigenschaften interessant. Zum einen wird die Abtast-

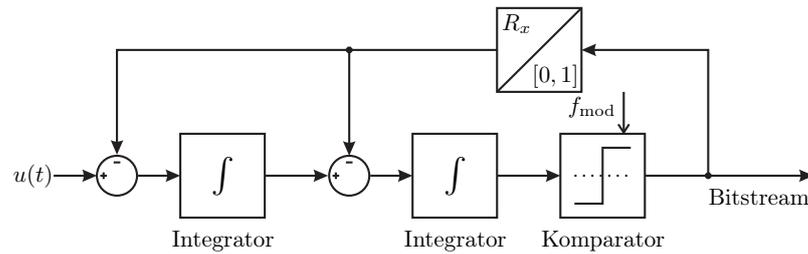


Abbildung 5.15: Aufbau eines $\Delta\Sigma$ -Modulators 2. Ordnung.

rate und gleichzeitig die Datenübertragungsrate herabgesetzt, zum anderen wird durch seine Filterwirkung ein Großteil des Quantisierungsrauschens, das durch den Modulator erzeugt wurde, herausgefiltert (siehe Abb. 5.11). Die Struktur eines CIC-Filters ist in Abb. 5.16 dargestellt. Wie beim Modulator zuvor, kann auch bei CIC-Filtern die Ordnung des Modulators durch Aneinanderreihung von mehreren Stufen realisiert werden. Die allgemeine Übertragungsfunktion eines CIC-Filters ist durch

$$H(z) = \left(\frac{1}{RM} \frac{1 - z^{-RM}}{1 - z^{-1}} \right)^\Lambda = \left(\frac{1}{RM} \sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right)^\Lambda \quad (5.35)$$

gegeben, wobei R und M allgemeine Auslegungsparameter⁶ und Λ die Ordnung des Filters sind. Es ist zu beachten, dass dieses Filter mit zwei verschiedenen Abtastzeiten für Integrator- und Differentiatorstufen arbeitet, sodass die Übertragungsfunktion nur dann das korrekte Verhalten des Filters widerspiegelt, wenn das Ausgangssignal mit der Abtastzeit der Differentiatorstufen abgetastet wird. Für die gegebene Anwendung werden Auslegungsparameter wie folgt gewählt:

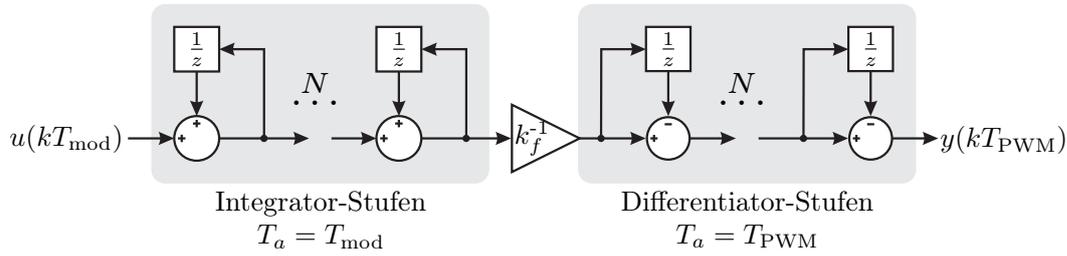
$$RM := \frac{f_{\text{mod}}}{f_{\text{PWM}}} = k_f; \quad \Lambda := 1 \quad (5.36)$$

Damit ergibt sich ein Filter 1. Ordnung:

$$H(z) = \frac{1}{k_f} \sum_{k=0}^{k_f-1} z^{-k} \quad (5.37)$$

Entsprechend (5.37) werden also über den Zeitraum $k_f T_{\text{mod}}$ alle Werte aufsummiert und anschließend durch die Anzahl der Modulatorwerte k_f dividiert. Dies entspricht einer einfachen Mittelwertbildung über den Zeitraum $k_f T_{\text{mod}}$. Wird nun der Filter so synchronisiert, dass dieser Zeitraum mit der PWM-Periode zusammenfällt, so erhält

⁶Historisch wurden die Parameter R und M getrennt betrachtet, wie aber in (5.35) zu sehen, treten sie ausschließlich als Produkt auf, sodass eine Unterscheidung in diesem Kontext nicht sinnvoll ist.


Abbildung 5.16: Struktur eines CIC-Filters

man als Ausgabewert die gemittelte Spannung über die zurückliegende PWM-Periode entsprechend (5.2b). Die hohe Auflösung, die der Modulator liefert, kann mit diesem Filter allerdings nicht erhalten werden. Durch die Aufsummierung von k_f Werten des Bitstreams innerhalb eines Filterzyklus ergibt sich eine Bitbreite der Einrichtung von

$$N_{\text{Filter}} = \lg_2(k_f) = 10,23 \quad (5.38)$$

Bit. Die Auflösung kann durch Anwendung eines Filters höherer Ordnung zwar verbessert werden, die Impulsantwort des Filters würde sich dann allerdings auf Λ PWM-Perioden verteilen, wie sich durch Anwendung des Binomischen Lehrsatzes auf (5.35) zeigen lässt:

$$H(z) = \left(\frac{1}{k_f} \frac{1 - z^{-k_f}}{1 - z^{-1}} \right)^\Lambda = \frac{1 + \left(\sum_{\kappa=1}^{\Lambda-1} \frac{\Lambda!}{(\Lambda-\kappa)! \kappa!} z^{-\kappa k_f} \right) + z^{-\Lambda k_f}}{(1 - z^{-1})^\Lambda} \quad (5.39)$$

Der Term $z^{-\Lambda k_f}$ bezeichnet dabei Werte, die Λ PWM-Perioden zurückliegen. Die Eckfrequenz dieses Filters läge deutlich unterhalb der Nyquistfrequenz $f_{\text{nyquist}} = \frac{f_{\text{PWM}}}{2}$ des zeitdiskreten Grundwellenmodells, Messwerte wären damit abhängig von der Frequenz des Grundwellenmodells. Aus diesem Grund wird auf eine Filterung höherer Ordnung verzichtet und stattdessen die, verglichen mit der des Modulators, verringerte effektive Bitbreite vorgezogen.

Eine Implementierung der $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung ist in Abschnitt A.4 ausgeführt.

5.3 Vergleich der Methoden

Nachdem sowohl die Ermittlung der Klemmenspannung mit Hilfe eines Wechselrichtermodells als auch mittels einer $\Delta\Sigma$ -basierten Messeinrichtung vorgestellt wurde, soll das Kapitel durch eine vergleichende Bewertung beider Verfahren abgeschlossen werden. Eine wesentliche Frage ist die des Gütekriteriums. Die Parameter des in Abschnitt 5.1

vorgestellten Wechselrichtermodells wurden mit Hilfe der Methode der kleinsten Fehlerquadrate identifiziert. Diese Methode basiert darauf, die euklidische Norm des Fehlers

$$\|e_{\text{mdl}}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^k |e_{\text{mdl},i}|^2} \quad (5.40)$$

über die betrachteten Punkte zu minimieren. Der Fehler e_{mdl} wird dabei definiert als die Abweichung des durch das Wechselrichtermodell berechneten Spannungswertes u_{mdl} zur mit dem Transientenrecorder DL 850 ermittelten Referenzspannung u_{DL850} :

$$e_{\text{mdl}} := u_{\text{mdl}} - u_{\text{DL850}} \quad (5.41)$$

Aus diesem Grunde liegt es nahe, diese Norm als Gütekriterium für den Vergleich der verschiedenen Methoden der Spannungsermittlung zu wählen, es wird also entsprechend (5.40) und (5.41) die euklidische Norm der Messabweichung der $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung gebildet:

$$\|e_{\Delta\Sigma}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^k |e_{\Delta\Sigma,i}|^2}; \quad e_{\Delta\Sigma} := u_{\Delta\Sigma} - u_{\text{DL850}} \quad (5.42)$$

Die euklidische Norm steht mit dem approximierten Effektivwert für äquidistant abgetastete reelle Signale in folgendem Zusammenhang:

$$x_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^k x_i^2 \Delta t} = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i^2} = \sqrt{\frac{1}{k}} \|x\|_2; \quad T = k\Delta t \quad (5.43)$$

Das Gütekriterium lässt sich also als Effektivwert der Spannungsabweichung definieren. Diese Größe dient zwar eigentlich zur Bilanzierung von Leistungen, die in diesem Kontext nicht von Interesse sind, allerdings stellt der Effektivwert ein auf dem Fachgebiet der Elektrotechnik gut bekanntes Maß dar und wird daher im Folgenden genutzt.

Der Vergleich der beiden Methoden wird anhand der Charakterisierung einer Maschine durchgeführt. Im Rahmen dieser Charakterisierung werden insgesamt 52 verschiedene Arbeitspunkte der Maschine eingestellt, wie in Abb. 5.17 zu sehen ist. Diese gleichmäßige Verteilung sorgt automatisch dafür, dass alle wesentlichen Arbeitspunkte, die im späteren Betrieb des jeweiligen Verfahrens vorkommen, im Vergleich näherungsweise berücksichtigt werden. Auf die rot markierten Arbeitspunkte wird im Laufe dieses Kapitels noch einmal näher eingegangen.

Eine globale Bewertung der Messabweichung über alle Arbeitspunkte der Maschine hinweg ist möglich (siehe Tab. 5.1), auf diese Weise wurde schließlich die Parameteridentifikation in Unterabschnitt 5.1.7 durchgeführt. Jedoch trägt sie dem Umstand, dass die

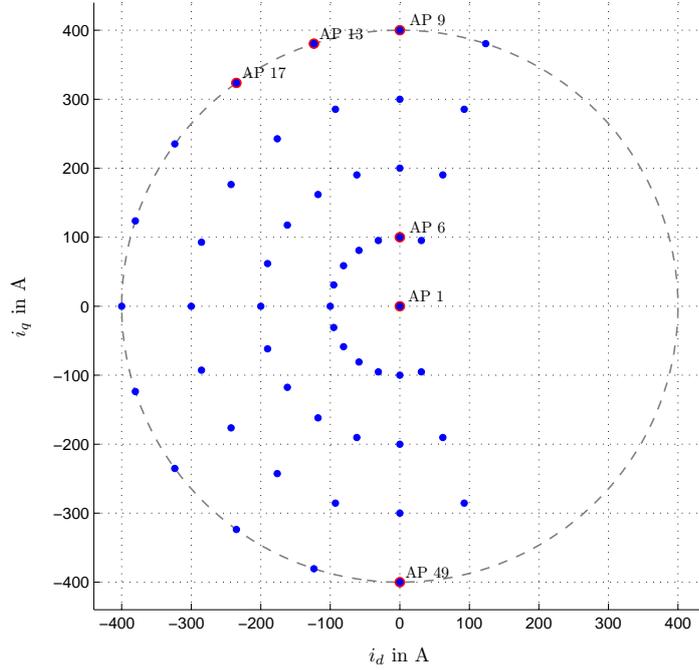


Abbildung 5.17: Übersicht der ausgewerteten Arbeitspunkte. Rot hinterlegte Punkte werden im Zuge der Auswertung näher beleuchtet.

Genauigkeit der Modelle in den einzelnen Arbeitspunkten deutlich variiert, keine Rechnung. Daher wird eine Berechnung der Güte für jeden einzelnen Arbeitspunkt durchgeführt, wie in Abb. 5.18 dargestellt. Dort sind ebenfalls die mittleren Effektivwerte eingezeichnet, die entsprechend

$$\bar{e}_{\text{eff}} = \frac{1}{\text{nAP}} \sum_{i=1}^{\text{nAP}} e_{\text{eff},i}; \quad \text{nAP: Anzahl der betr. Arbeitspunkte} \quad (5.44)$$

berechnet werden. Sie werden in Tab. 5.2 aufgeführt. Zum Vergleich werden hier auch die mittleren Effektivwerte der Messabweichung des Nominal-Modells nach (5.1) angegeben.

Insgesamt ergibt sich, dass beide Verfahren in etwa gleich gute Ergebnisse liefern, wobei das Wechselrichtermodell tendenziell etwas geringere Effektivfehlerwerte liefert. Dies spiegelt sich aufgrund der sehr großen Abweichung in Arbeitspunkt 1 allerdings nicht in Tab. 5.1 wider. Der Vollständigkeit halber soll angemerkt sein, dass die Messabweichung $e_{\Delta\Sigma}$ einen Gleichanteil aufwies, was einer Differenz des Gleichanteils zwischen $u_{\Delta\Sigma}$ und u_{DL850} entspricht, die durch Kalibrierung der $\Delta\Sigma$ -basierten Messeinrichtung kompensiert werden kann. Diese Kompensation wurde bei dieser Auswertung mit einbezogen.

Phase	$e_{\text{eff},\Delta\Sigma}$ in V	$e_{\text{eff,mdl}}$ in V	$e_{\text{eff,mdl,raw}}$ in V
1	1.97	2.10	8.65
2	2.01	2.00	8.62
3	2.16	2.01	8.57

Tabelle 5.1: Globale Effektivwerte der Messwertabweichungen der beiden Verfahren

Phase	$\bar{e}_{\text{eff},\Delta\Sigma}$ in V	$\bar{e}_{\text{eff,mdl}}$ in V	$\bar{e}_{\text{eff,mdl,raw}}$ in V
1	1.92	1.97	8.93
2	1.90	1.84	8.92
3	2.10	1.91	8.90

Tabelle 5.2: Mittelwerte über Effektivwerte der Messwertabweichungen an den einzelnen Arbeitspunkten

Es fällt auf, dass einzelne Arbeitspunkte deutlich vom Mittelwert der Normen abweichen. Diese sollen im Folgenden genauer beleuchtet werden (Abb. 5.19 - Abb. 5.24). Hinzu kommt mit AP 6 noch ein Arbeitspunkt, an dem beide Verfahren sich im „Nominal-Betrieb“ befinden. In allen Abbildungen werden die als Referenz genutzten Spannungen u_{DL850} , die mit Hilfe des Wechselrichtermodells nach (5.12) ermittelten Spannungen u_{mdl} , die mittels $\Delta\Sigma$ -basierter Messeinrichtung gemessenen Spannungen $u_{\Delta\Sigma}$ und die nach (5.1) errechneten Spannungen $u_{\text{mdl,raw}}$ dargestellt.

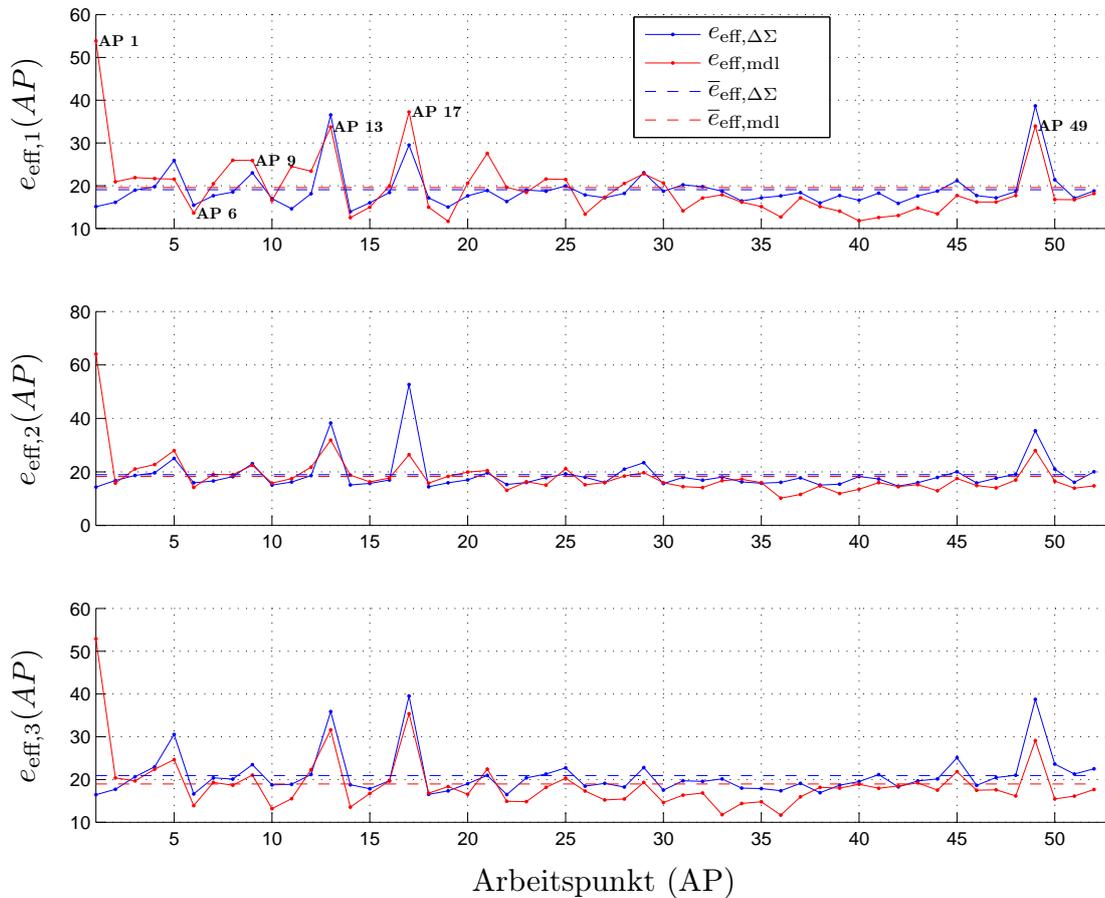


Abbildung 5.18: Bewertung der Modellgüte mittels der Effektivwerte der Messabweichungen in den einzelnen Arbeitspunkten der Maschine

Arbeitspunkt 6: Dieser Arbeitspunkt liefert sowohl für den modellbasierten als auch für den $\Delta\Sigma$ -basierten Ansatz gute Ergebnisse. Die Maschine entwickelt in diesem Arbeitspunkt moderaten Spannungsbedarf, sodass die Regelung über ausreichend Spannungsreserve verfügt. Dieser Arbeitspunkt eignet sich daher gut, um die Auswirkungen des Wechselrichters zu veranschaulichen. In allen drei Phasen lassen sich im Spannungsverlauf zwei Sprünge identifizieren. Diese treten immer dann auf, wenn der jeweilige Phasenstrom sein Vorzeichen wechselt. Dieser Effekt wird durch die Signum-Funktion in (5.17) modelliert.

Arbeitspunkt 1: Dieser Arbeitspunkt zeichnet sich durch einen Sollstromvektor der Länge 0 aus. Im Betrieb der Maschine oszillieren die gemessenen Ströme mit geringer Amplitude um den Nullpunkt. Aufgrund der Unstetigkeit des Modells der Fehlerspannung u_{err} (vergl. Abb. 5.7) finden sich diese Oszillationen auch in der Spannung u_{mdl}

5 Ermittlung der Klemmenspannung

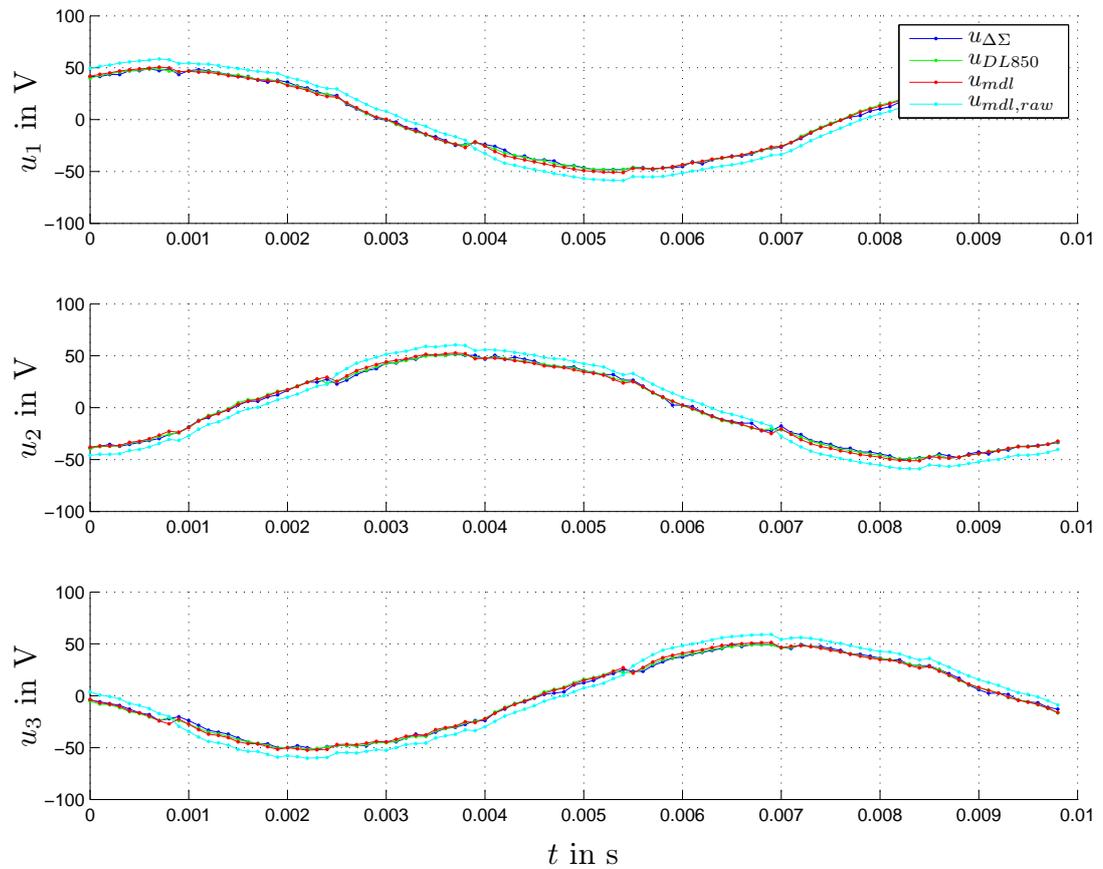


Abbildung 5.19: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 6:
 $i_d = 0 \text{ A}; i_q = 100 \text{ A}$

wieder. Die $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung hat an diesem Arbeitspunkt eine deutlich bessere Genauigkeit, da die Messung nicht von den Stromverläufen abhängig ist.

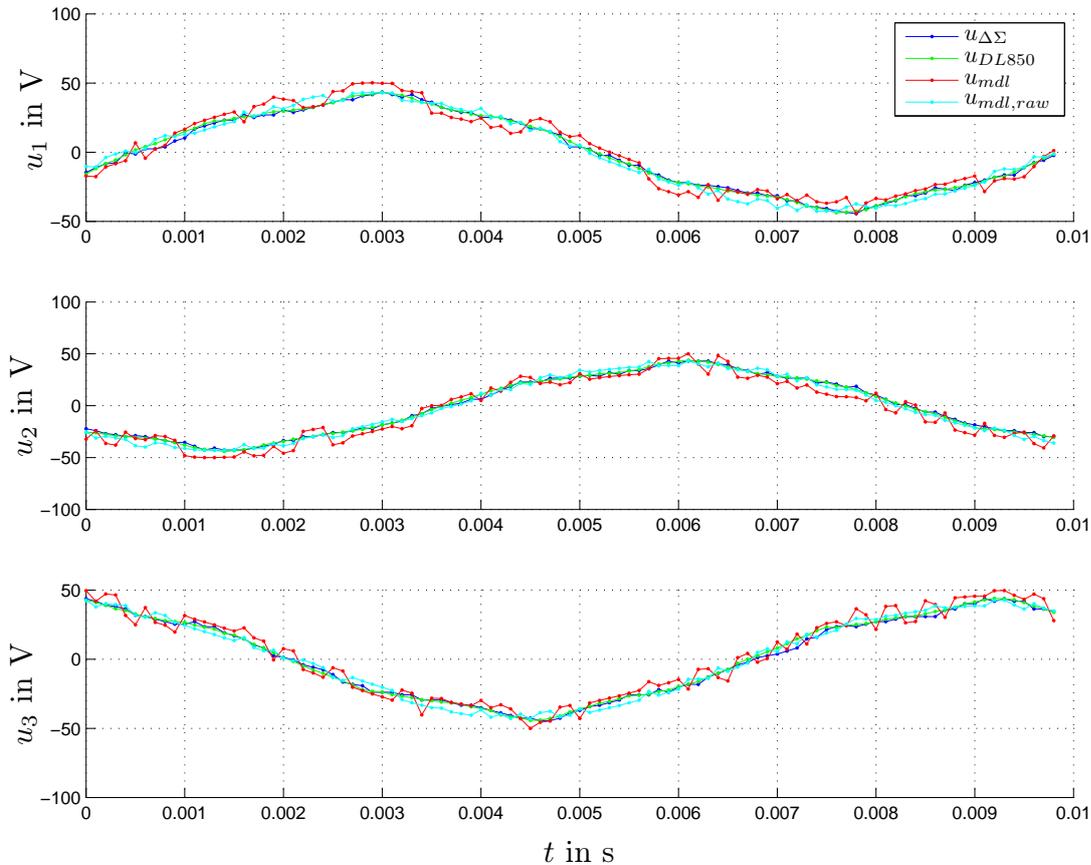


Abbildung 5.20: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 1:
 $i_d = 0 \text{ A}; i_q = 0 \text{ A}$

Arbeitspunkte 9, 13, 17 und 49: Im Gegensatz zu den beiden Arbeitspunkten 1 und 6 wird die Maschine in AP 9, AP 13, AP 18 und AP49 an der Stromgrenze betrieben. Bei der Messung wurden Drehzahl und Zwischenkreisspannung so gewählt, dass diese Arbeitspunkte auch gleichzeitig in der Nähe der Spannungsgrenze liegen. Hier kann es passieren, dass die Stromregelung die Spannung in die Sättigung treibt. Durch die in diesem Fall greifende ARW-Maßnahme (vergl. [Mey10, S. 84ff]) wird erhebliche Unruhe in die Sollspannungsverläufe gebracht, was im Vergleich zu den vorigen Arbeitspunkten zu einem höheren Anteil von Harmonischen⁷ führt. An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass die Synchronisation zwischen dem verwendeten dSPACE-System einerseits und dem Transientenrecorder andererseits aufgrund von technischen Grenzen nicht perfekt ist. Bei einem hohen Anteil von Harmonischen und dem damit verbundenen großen $\frac{dU}{dt}$ in

⁷Abgrenzend sei gesagt, dass die hier genannten Harmonischen nichts mit den durch die PWM eingeführten Harmonischen zu tun haben. Sie sind vielmehr bereits in der Sollspannung am Reglerausgang zu finden.

der Phasenspannung wirkt sich eine Fehlsynchronisation deutlich stärker aus, als bei Arbeitspunkten mit einem kleinen Anteil von Harmonischen. Dieser Effekt führt unter anderem dazu, dass die Messabweichungen größer erscheinen, als sie im laufenden Betrieb der Maschine auftreten, denn hier tritt die Notwendigkeit der Synchronisation nicht auf.

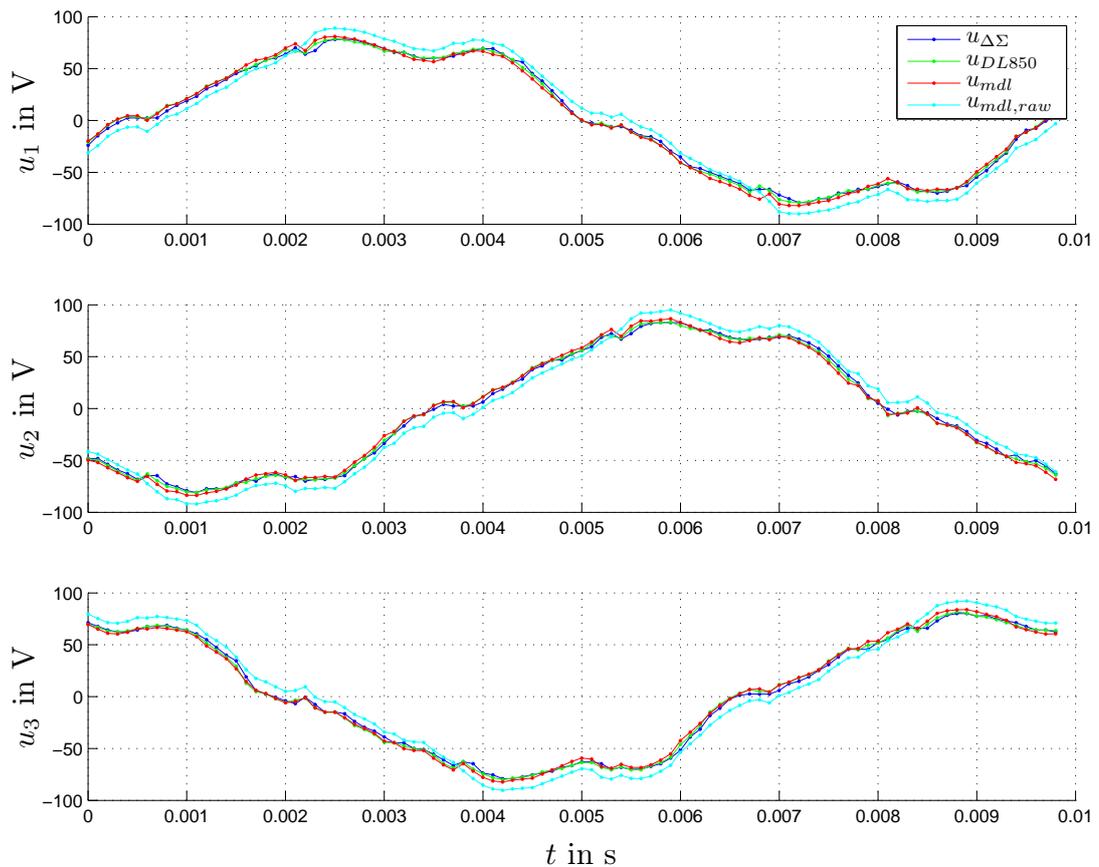


Abbildung 5.21: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 9:
 $i_d = 0 \text{ A}; i_q = 400 \text{ A}$

In jedem Fall ist jedoch sofort aus Tab. 5.2 und Abb. 5.19-Abb. 5.24 ersichtlich, dass sowohl das Wechselrichtermodell als auch die $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung eine deutliche Verbesserung der ermittelten Spannung gegenüber den Sollspannungen, die am Reglerausgang zur Verfügung stehen, darstellen.

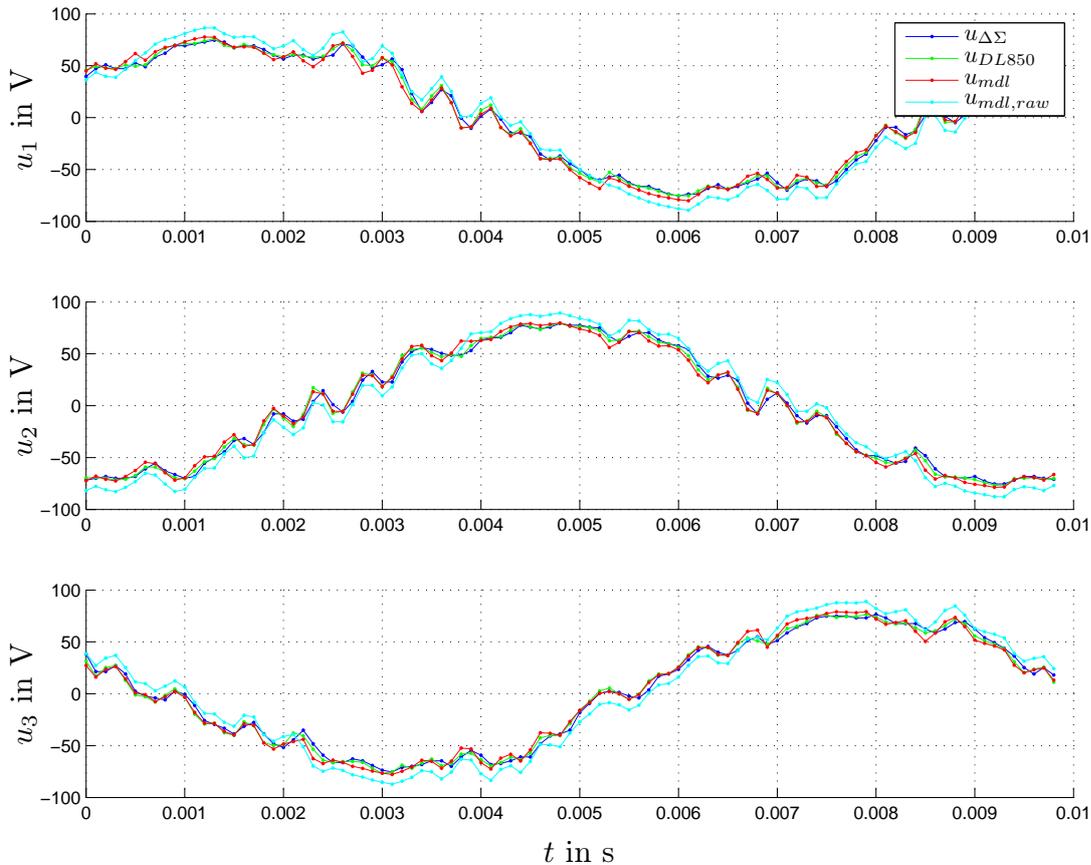


Abbildung 5.22: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 13:
 $i_d = -124 \text{ A}$; $i_q = 380 \text{ A}$

5.3.1 Fazit

Im Vergleich zur direkten Nutzung der am Regler zur Verfügung stehenden Sollspannungen liefern beide Ansätze deutlich bessere Ergebnisse. Die durchgeführten vergleichenden Messungen ergeben abschließend, dass beide Verfahren als gleichwertig zu betrachten sind. Dieses Ergebnis muss allerdings im Licht folgender Umstände betrachtet werden.

- Bei dem verwendeten Wechselrichter-Modell handelt es sich um eine der einfachsten Formen, speziell die in (5.10) durchgeführte Vereinfachung ist je nach verwendetem Wechselrichter kritisch zu hinterfragen. Auch die Wahl einer für alle Arbeitspunkte des Wechselrichters konstanten Spannung u_0 ist nicht unkritisch, impliziert sie doch eine konstante effektive Wechselrichtersperrzeit $T_{d,\text{eff}}$ und damit wiederum eine konstante Differenz zwischen den Zeitkonstanten $T_{I,\text{fall}}$ und $T_{D,\text{fall}}$. Aufgrund der IGBT-Technologie ist diese Annahme nur in erster Näherung vertretbar.

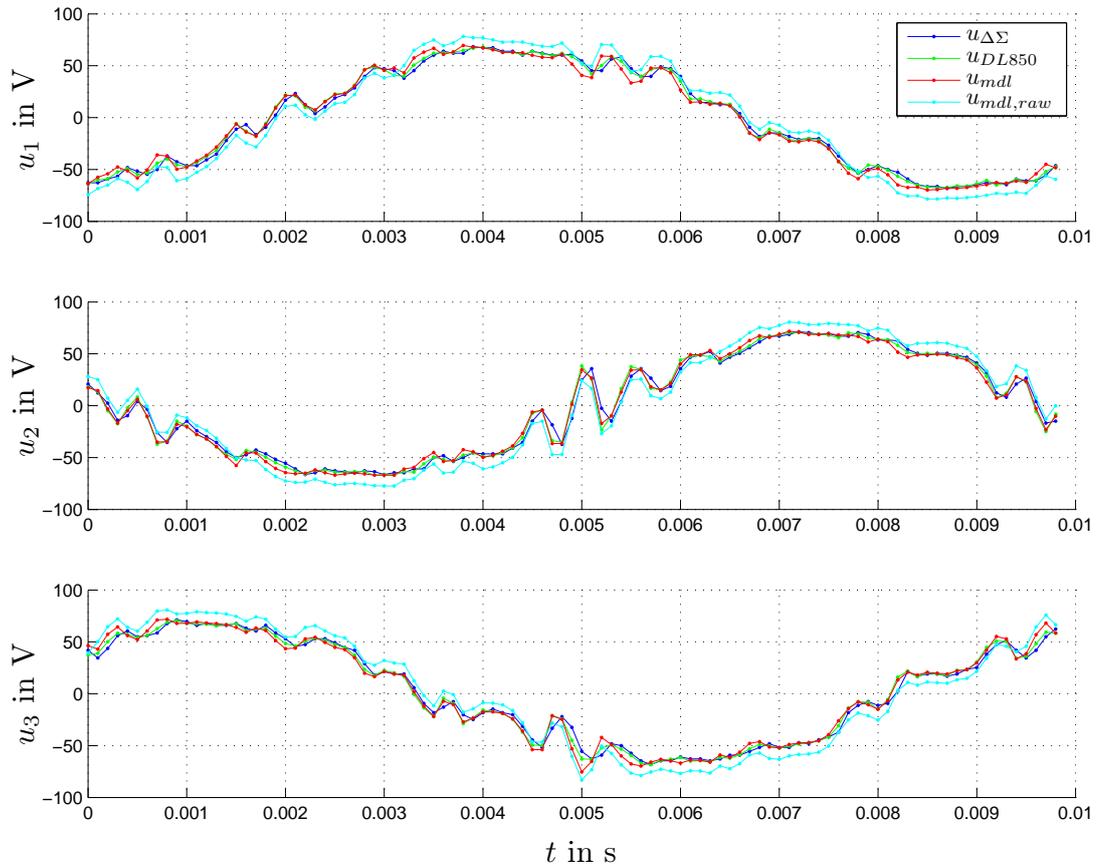


Abbildung 5.23: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 17:
 $i_d = -235 \text{ A}$; $i_q = 324 \text{ A}$

- Das Modell berücksichtigt weiterhin keine Abhängigkeit von der Halbleitertemperatur. Aufgrund der deutlichen Überdimensionierung des verwendeten Wechselrichters ist diese Annahme im Rahmen dieser Arbeit gerechtfertigt, allerdings ist zu berücksichtigen, dass dieser Fall in der Praxis selten bis gar nicht auftreten wird.
- Die Qualität der $\Delta\Sigma$ -basierten Messeinrichtung hängt in hohem Maße von der Qualität der analogen Spannungsaufbereitung ab. Hierzu zählen der künstliche Sternpunkt und der Spannungsteiler. Auf die Nutzung des Sternpunktes kann alternativ auch verzichtet werden, indem Leiter-Leiter-Spannungen gemessen werden. In diesem Fall ist eine modifizierte Transformation in das orthogonale statorfeste Koordinatensystem notwendig, die allerdings vom Rechenaufwand her vergleichbar ist.
- Grundsätzlich ist die Modellierung des Wechselrichters immer sehr individuell auf die konkrete Einrichtung abzustimmen, da die spezifischen Schutzbeschaltungen

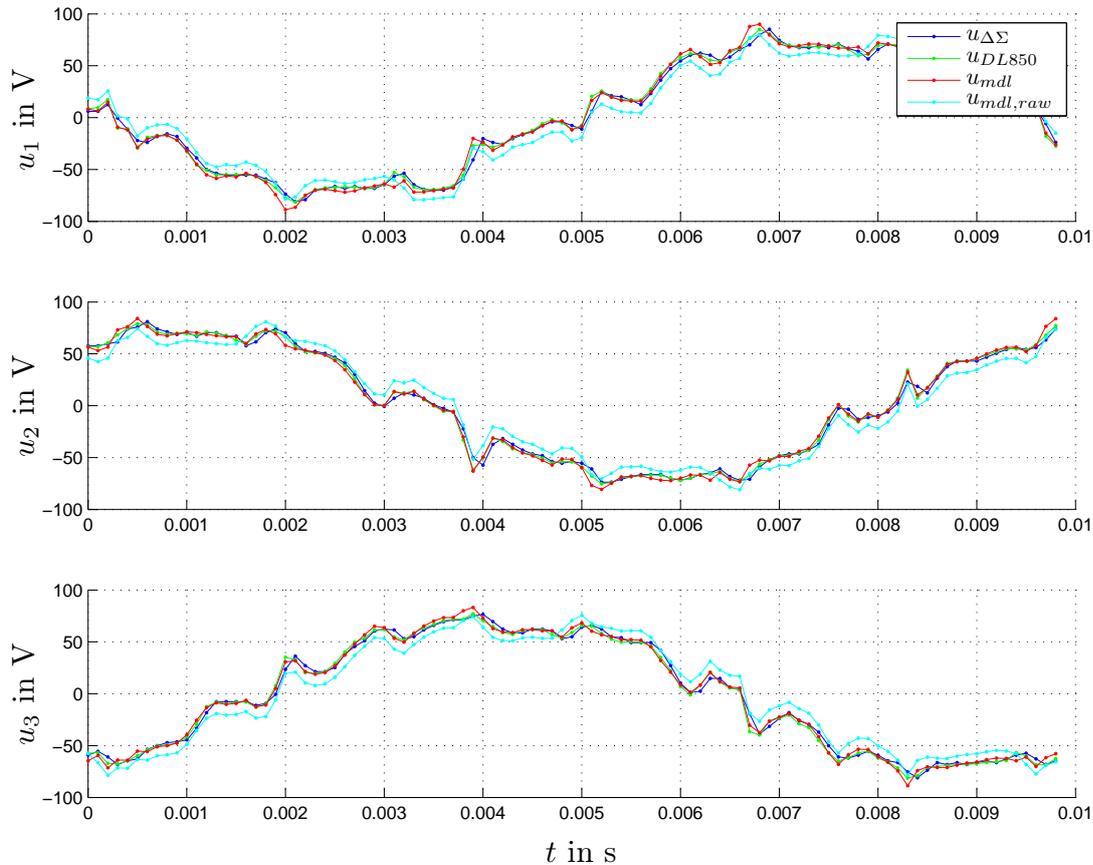


Abbildung 5.24: Vergleich der ermittelten Spannungen im Arbeitspunkt 49:
 $i_d = -0 \text{ A}$; $i_q = -400 \text{ A}$

berücksichtigt werden müssen. Die Messung der Klemmenspannung ist dagegen weitgehend unabhängig von dem verwendeten Wechselrichter.

- Nicht zuletzt kommt folgender Umstand dem modellbasierten Ansatz zugute: Da der Aufwand der parallelen Messung mit drei verschiedenen Verfahren beträchtlich ist, wurde diese Messung nur ein einziges Mal durchgeführt. Mit den so entstandenen Daten wurde im Anschluss sowohl die Parameteridentifikation als auch der anschließende Vergleich der Verfahren mit den gerade zuvor ermittelten Parametern durchgeführt. Dies bedeutet also, dass die Identifikations- und Verifikationsdaten gleich sind. In diesem Fall können die Parameter des Modells auch in der Verifikation als optimal im Sinne eines minimierten Gütekriteriums angesehen werden. Würde dagegen eine Verifikation mit einem zweiten, unterschiedlichen Datensatz durchgeführt, so wäre zu erwarten, dass die Ergebnisse tendenziell schlechter wären.

Interessanterweise hat die Leistungsfähigkeit des jeweiligen Verfahrens auf die Genauigkeit des Beobachters einen geringeren Einfluss, als man annehmen könnte.

In Simulationen wurden aus den aufgezeichneten, normierten Sollspannungen entsprechend (5.12) die Klemmenspannungen berechnet und damit der Rotortemperaturbeobachter angeregt. Die so erhaltene, beobachtete Rotortemperatur $\vartheta_{e,mdl}$ wurde mit der in den Messungen erhaltenen Rotortemperatur $\vartheta_{e,\Delta\Sigma}$ verglichen (Beispiel: Abb. 5.25). Dabei wurde jedoch darauf geachtet, dass der Beobachter jeweils mit Kennfeldern arbeitet, die mit dem jeweiligen Verfahren zur Spannungsermittlung erzeugt wurden. Dieses Vorgehen führt dazu, dass Modell-inhärente Fehler sowohl bei der Vermessung als auch im Betrieb des Beobachters auftreten und so kompensiert werden. Dagegen werden Fehler, die während der Vermessung nicht auftreten, später im Beobachter nicht kompensiert. Daher ist davon auszugehen, dass speziell in der Nähe der Vollaussteuerung des Wechselrichters erhebliche Fehler in der beobachteten Temperatur auftreten, denn in der Vermessung wird dieser Bereich möglichst gemieden, da er schlecht in ein Modell zu fassen ist. Vor dem Hintergrund, dass Traktionsantriebe ihrer Auslegung entsprechend weitgehend im Flussschwächbetrieb arbeiten, ist dieses Verhalten als problematisch zu bewerten.

Angesichts der Kosten, die eine explizite Klemmenspannungsmessung verursacht, müssen Für und Wider der beiden Verfahren genau gegeneinander abgewogen werden. Für den Laborbetrieb stellt die $\Delta\Sigma$ -Messeinrichtung jedoch eine schnell integrierbare und zuverlässige Methode dar, die Klemmenspannung zu ermitteln. Auf Basis dieser Messergebnisse lässt sich dann gegebenenfalls ein Wechselrichtermodell parametrieren.

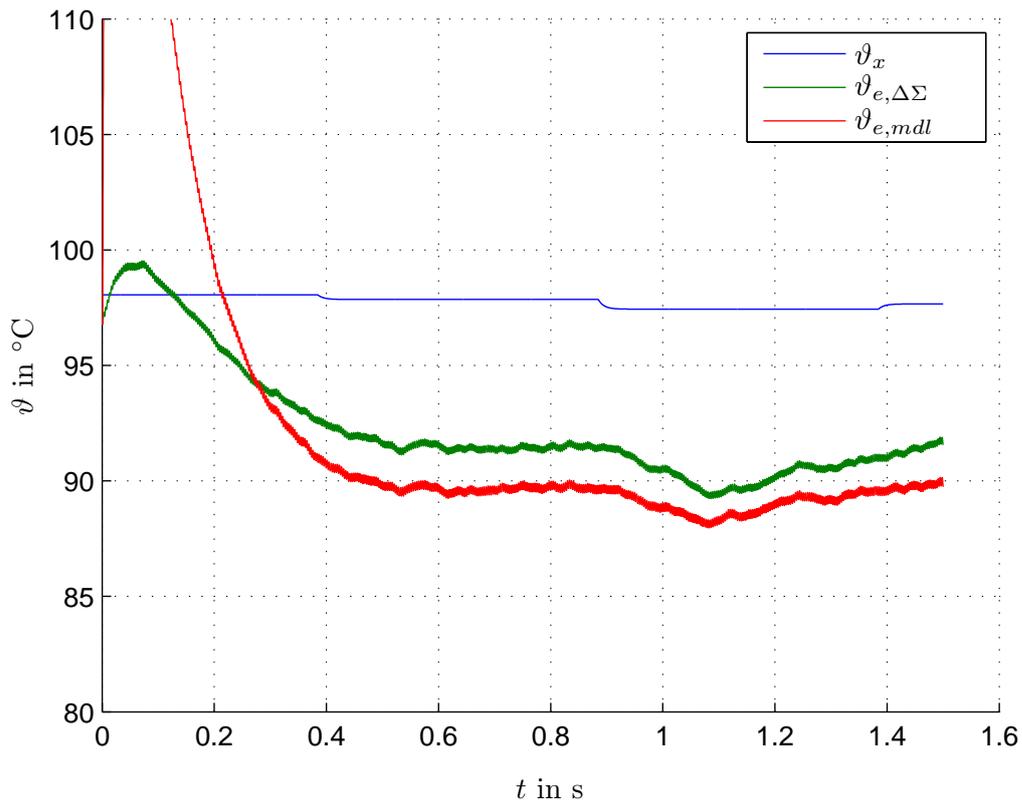


Abbildung 5.25: *Geschätzte Rotortemperatur auf Basis der berechneten und gemessenen Klemmspannungen (Simulation des Beobachters und des Wechselrichtermodells unter Verwendung von Messdaten am Arbeitspunkt: $i_d = -60$ A; $i_q = -340$ A; $n = 2065$ min^{-1})*

6 Fazit und Ausblick

Fazit

Für den sicheren Betrieb bei gleichzeitig hoher Ausnutzung, Wirkungsgradoptimalität und Drehmomenttreue einer hochausgenutzten elektrischen Maschine im Antriebsstrang eines Hybrid- oder Elektrofahrzeugs ist es notwendig, die Magnettemperatur abzuschätzen. Die Erfassung der Magnettemperatur durch Beobachtung der temperaturbedingten Änderung des Permanentmagnetflusses hat sich dabei als brauchbar erwiesen. Diese Methode hat gegenüber anderen Verfahren den Vorteil, prinzipiell mit den bereits vorhandenen Sensoren für Strom und Rotorlage auszukommen. In der Praxis ist es jedoch anzuraten, zusätzlich die Wicklungstemperatur zu messen, um eine bessere Approximation des temperaturabhängigen Statorwiderstands zu erhalten. Auch die Messung der Klemmenspannungen der Maschine verbessert die Güte der beobachteten Temperatur.

Voraussetzung für eine qualitativ hochwertige Erfassung der Rotortemperatur ist ein Maschinenmodell, das einerseits in der Lage ist, Sättigungseffekte und andere typische Eigenschaften hochausgenutzter Maschinen zu berücksichtigen. Andererseits muss dieses Modell mit vertretbarem Aufwand auf einer zeitdiskreten Rechenplattform ausführbar sein und dennoch eine präzise Approximation der Zustände der Maschine liefern. Das hergeleitete Modell erfüllt diese Forderungen mit Hilfe einer Kennfeld-basierten Formulierung der Strom-Fluss-Beziehung und einer Diskretisierung, die, wie sich im Nachhinein herausstellt, auf symplektischen Integratoren basiert. Da die Strom-Fluss-Beziehung nicht nur abhängig vom eingeregelteten Stromvektor ist, sondern auch zusätzlich von der Drehzahl, werden die Kennfelder 3-dimensional.

Neben der Struktur ist auch die korrekte Parametrierung der Maschine wesentliche Vorbedingung. Das vorgestellte Verfahren basiert auf einer Vermessung der Maschine bei konstanter Drehzahl und verschiedenen Stromvektoren und wird in dieser Form auch genutzt, um Regelung und Arbeitspunktsteuerung der Maschine zu parametrieren. Das Vermessungsverfahren ist direkt aus dem zuvor hergeleiteten Modell der Maschine abgeleitet und daher ideal auf den ebenfalls aus dem Modell abgeleiteten Beobachter abgestimmt. Der Mehraufwand für die Inbetriebnahme des Beobachters besteht darin, dass die Vermessung gegebenenfalls für mehrere Drehzahlen durchgeführt werden muss.

Aufgrund des materialspezifischen Temperaturkoeffizienten des Magnetmaterials von $-0.1\%K^{-1}$ wirken sich bereits kleine Fehler in der beobachteten Permanentflussänderung stark auf die daraus abgeleitete Temperatur aus. Vor diesem Hintergrund lässt der

durchschnittliche am Prüfstand gemessene Temperaturfehler von weniger als $\pm 5^\circ\text{C}$ auf eine hohe Modellqualität schließen. Diese Genauigkeit wird auch dadurch erreicht, dass Vermessung und Betrieb mit der gleichen Sensorik durchgeführt wurden.

Ein letzter wesentlicher Faktor für die Genauigkeit der Temperaturbeobachtung sind die ermittelten Klemmenspannungen. Zwei Verfahren, die Berechnung der Klemmenspannung aus den reglerinternen Größen durch Modellierung des Wechselrichters sowie die direkte Messung der Klemmenspannung wurden vorgestellt. In den durchgeführten Tests haben sich beide Verfahren als gleichwertig erwiesen, wobei Arbeitspunkte an der Spannungsgrenze bewusst ausgespart wurden.

Ausblick

Trotz der bereits erzielten Ergebnisse kann die behandelte Thematik keineswegs als abgeschlossen betrachtet werden. Daher seien im Folgenden noch einige Anregungen für künftige Arbeiten gegeben.

Die Formulierung der Strom-Fluss-Beziehung mit Hilfe eines Kennfeldes hat sich in der Praxis als eine sehr gute und effiziente Lösung erwiesen. Durch die zusätzliche Einbeziehung der Drehzahl in die Kennfelder wächst allerdings der Speicherbedarf deutlich an. Hinzu kommt, dass speziell die Aufnahme der Kennfelder bei hohen Drehzahlen nicht mehr ohne weiteres durchführbar ist, weil ein Großteil der Arbeitspunkte aufgrund der begrenzten Zwischenkreisspannung nicht mehr eingestellt werden kann. Eine Extrapolation hat hier zwar gute Ergebnisse erbracht, jedoch kann auch diese Lösung nicht als optimal betrachtet werden, da die Qualität der extrapolierten Werte nicht geprüft werden kann. Im Rahmen der Interpolation über die Drehzahl werden sie allerdings als Stützpunkte genutzt und haben damit Einfluss auf die Güte des Beobachters. Eine eingehende Modellierung der drehzahlabhängigen Änderung der Strom-Fluss-Beziehung mit anschließender Approximation durch einen geschlossenen, analytischen Ausdruck würde diese Probleme umgehen. Voraussetzung hierfür ist, dass alle anderen Effekte, die beispielsweise durch den Rotorlagegeber entstehen können, vorher ausgeschlossen oder ausreichend kompensiert werden.

Bei genauerer Betrachtung von (4.13) mag dem geneigten Leser aufgefallen sein, dass bei den betrachteten Parametern der Strom in q -Richtung nicht vorkommt. Dies ergibt sich aus dem Umstand, dass er in der Tat für den Beobachter keine direkte Rolle spielt. Ein indirekter Einfluss ist durch die Strom-Fluss-Beziehung allerdings dennoch gegeben. Regelungstechnisch lässt sich das so interpretieren, dass bislang nur eine Komponente des 2-dimensionalen Maschinenmodells (3.16) ausgewertet wurde. Daher ist grundsätzlich denkbar, die zweite Komponente für die Beobachtung einer weiteren Größe zu nutzen. Sehr naheliegend ist dabei beispielsweise die Beobachtung des temperaturabhängigen Statorwiderstands.

Das vorgestellte Verfahren zur direkten Erfassung der Klemmenspannung der Maschine hat sich am Prüfstand als technisch überlegen erwiesen, allerdings ist es fraglich, ob in der stark kostengetriebenen Automobilindustrie der damit verbundene Mehraufwand an Hardware akzeptiert wird. Daraus ergibt sich als logische Konsequenz die Weiterentwicklung des Wechselrichtermodells, damit im Fahrzeug auf die zusätzliche Sensorik verzichtet werden kann. Eine Weiterentwicklung sollte dabei folgende Aspekte beinhalten:

- *Alternative Pulsmuster:* Neben der in dieser Arbeit vorgestellten mittenzentrierten Version der Pulsweitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz existieren noch weitere Pulsmuster. Eine spezielle Bedeutung kommt dabei der diskontinuierlichen PWM zu, die häufig eingesetzt wird, um die Anzahl der Schaltvorgänge zu minimieren. Ein ausgereiftes Wechselrichtermodell muss diese Varianten unterstützen können.
- *Berücksichtigung der Halbleiter-Temperatur:* Mangels Notwendigkeit wurde in dieser Arbeit auf die Berücksichtigung der Halbleitertemperatur verzichtet. Ein Wechselrichter mit korrekter Auslegung wird dagegen das thermische Potential der Leistungs-Halbleiter so weit wie möglich ausnutzen, sodass davon auszugehen ist, dass sie erheblichen Temperaturhüben ausgesetzt sind. Die Einbeziehung der Halbleitertemperatur ist daher zwingend notwendig.
- *Strukturelle Verbesserungen:* Im Rahmen dieser Arbeit wurden einige Annahmen getroffen, deren Gültigkeit nur in erster Näherung gegeben ist. Speziell der Übergang von (5.9) nach (5.11) ist kritisch zu hinterfragen.

Ungeachtet der angenommenen Präferenz für das Wechselrichtermodell besteht auch für die Spannungsmesseinrichtung durchaus Verbesserungspotential. Speziell in Kombination mit der in jedem Fall durchzuführenden Zwischenkreisspannungsmessung lassen sich gegebenenfalls Synergieeffekte generieren. Sollte sich allgemein das Verfahren der $\Delta\Sigma$ -basierten analog-digital-Wandlung auch in Automobilen etablieren, so könnten die Preise für Hardware in einem Maße sinken, dass auch die Messung der Klemmenspannung attraktiv ist.

A Anhang

A.1 Zeitdiskrete Übertragungsfunktion des Beobachters unter Verwendung von konstanten Induktivitäten

In Abschnitt 4.2 wird das Verfahren beschrieben, wie sich aus den zeitkontinuierlichen Gleichungen des Maschinenmodells und des Beobachters die – ebenfalls zeitkontinuierliche – Übertragungsfunktion des Beobachters ableiten lässt. Unter den gleichen Randbedingungen lässt sich dieses Verfahren problemlos auch im Zeitdiskreten durchführen. Das Ergebnis ist eine zeitdiskrete Übertragungsfunktion der Form

$$G_B(z) = \frac{\Delta\hat{\psi}_d(z)}{\Delta\psi_d(z)} = \frac{m_2z^2 + m_1z + m_0}{n_3z^3 + n_2z^2 + n_1z + n_0} \quad (\text{A.1})$$

mit den Koeffizienten:

$$m_2 = -L_q T_a k_i \quad (\text{A.2a})$$

$$m_1 = 2L_q T_a k_i \cos(\omega T_a) - R_s T_a^2 k_i \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \quad (\text{A.2b})$$

$$m_0 = R_s T_a^2 k_i \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) - L_q T_a k_i \quad (\text{A.2c})$$

$$n_3 = L_d L_q \quad (\text{A.2d})$$

$$n_2 = L_d R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) - L_q T_a k_i - 2L_d L_q \cos(\omega T_a) - L_d L_q + L_q R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \quad (\text{A.2e})$$

$$n_1 = R_s^2 T_a^2 + L_d L_q + 2L_d L_q \cos(\omega T_a) - R_s T_a^2 k_i \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) + 2L_q T_a k_i \cos(\omega T_a) - 2L_d R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) - 2L_q R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \quad (\text{A.2f})$$

$$n_0 = R_s T_a^2 k_i \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) - L_d L_q - L_q T_a k_i - R_s^2 T_a^2 + L_d R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) + L_q R_s T_a \cos\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \quad (\text{A.2g})$$

Im Bode-Diagramm (Abb. A.1) ist zu sehen, dass die zeitdiskrete Übertragungsfunktion bis etwa zur 10-fachen Grenzfrequenz des Tiefpasses eine sehr gute Approximation der kontinuierlichen Übertragungsfunktion darstellt. Eine gesonderte, über die in Abschnitt 4.2 hinausgehende Diskussion, ist daher nicht erforderlich.

A.2 Verwendeter Prüfstand

Für die in der Arbeit durchgeführten Messungen wurde der Prüfstand am Fachgebiet „Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik (LEA)“ an der Universität Paderborn genutzt. Die wesentlichen Komponenten werden im Folgenden aufgeführt.

A.2.1 Gesamtaufbau

Die Struktur des Prüfstands ist schematisch in Abb. A.2 dargestellt.

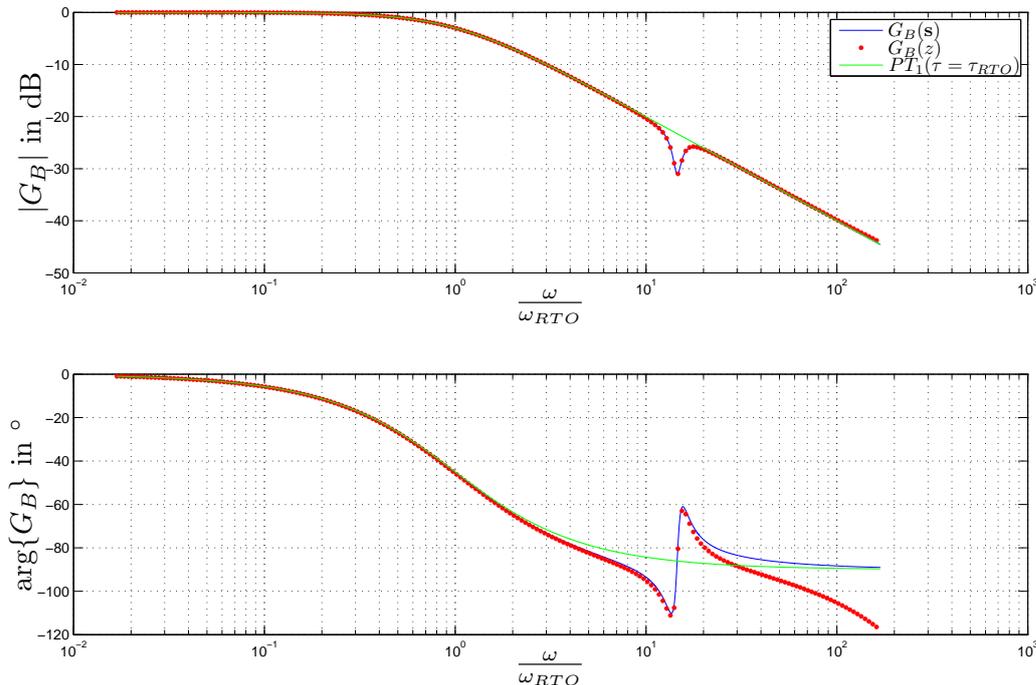


Abbildung A.1: Vergleich der zeitkontinuierlichen und der zeitdiskreten Übertragungsfunktion des Beobachters

A.2.2 DC-Spannungseinspeisung

Die kombinierte DC-Spannungseinspeisung der Firma „Gustav Klein“ versorgt sowohl den Wechselrichter der Lastmaschine („ASM“: Asynchronmaschine) als auch den des Prüflings („IPMSM“), wobei die Zwischenkreisspannung der Lastmaschine konstant auf 620 V geregelt wird, sodass sie unabhängig von der Zwischenkreisspannung des Prüflings immer volle Leistung zur Verfügung stellen kann. Über einen bidirektionalen Tiefsetzsteller wird eine variable Zwischenkreisspannung für den Prüfling bereitgestellt. Diese Topologie ähnelt der des Zwischenkreisverbundes, jedoch mit zwischengeschaltetem Tiefsetzsteller.

- Hersteller: Gustav Klein
- Typ: RTS-DC (L.Nr. 3865)
- Zwischenkreisspannung Lastmaschine: 620 V
- Zwischenkreisspannung Prüfling: 10-580 V
- Ausgangsstrom: ± 500 A (max. ± 200 kW)

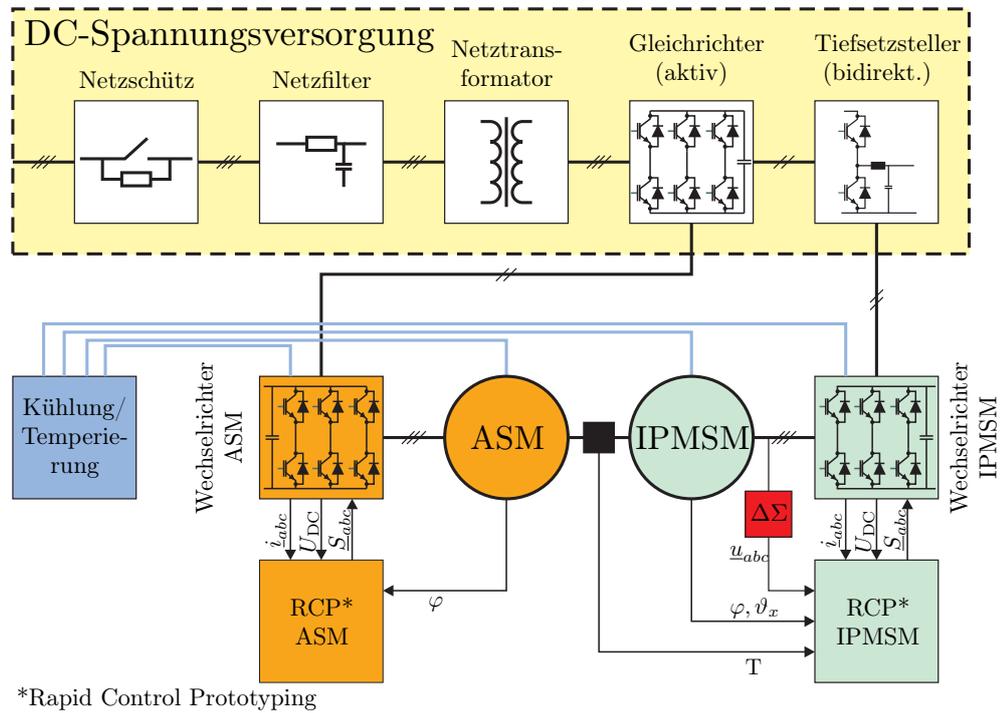


Abbildung A.2: Skizze des genutzten Prüfstandes

- Schnittstellen: Bedienelement am Gerät, CAN 2.0 A/B Hardware-Schnittstelle
- Rückspeisefähig ohne explizite Umschaltung der Topologie

A.2.3 Wechselrichter

Der Wechselrichter für Prüfling und Lastmaschine ist modular mit SkiiP¹-Halbbrücken und Zwischenkreismodulen aufgebaut. Diese sind von ihren elektrischen Daten für Traktionsantriebe in Automobilen zwar deutlich überdimensioniert und daher nicht repräsentativ, jedoch ist es mit ihnen möglich, auch Fehlerfälle wie einen Kurzschluss nachzustellen. Die Module verfügen über eigene Treiber, die für den Selbstschutz der Leistungshalbleiter sorgen. Diese Treiber beinhalten eine Logik zur Implementierung von Wechselsperzeiten, eine Störimpulsunterdrückung und eine thermische Abschaltung.

Datenblattwerte [Sem09]:

- Hersteller: Semikron
- Typ:
 - SKiiP 1242GB120-4DW (IGBT-Halbbrückenmodule)

¹Semikron integrated intelligent Power

- SKCB 4m7-40-4-12 (Zwischenkreismodule)
- Wechselsperzeiten: 3, 3 μs
- Impulsunterdrückung: 100% Unterdrückung für Pulse kürzer als 625 ns; 0% Unterdrückung für Pulse länger als 750 ns
- Flussspannung IGBT ($U_{I,HL}$): 1,2 V
- Bahnwiderstand IGBT ($R_{I,HL}$): 1, 3 m Ω
- Flussspannung Freilaufdiode ($U_{D,HL}$): 1,3 V
- Bahnwiderstand Freilaufdiode ($R_{D,HL}$): 0, 8 m Ω
- Zwischenkreiskapazität: 29 mF
- Maximaler Strom: 1200 A (bei 1 kHz Schaltfrequenz)
- Spannungsreihe: 1200 V

Gleichzeitig stellen die Module den Ausgangsstrom der Halbbrücke sowie entweder die Halbleitertemperatur (Standardmodul) oder die Zwischenkreisspannung (Modul mit Option „U“) zur Verfügung [Sem09].

- Stromsensor
 - Typ: stromkompensierter Wandler
 - Grenzfrequenz Kleinsignal (-3dB): 100 kHz
 - Grenzfrequenz Großsignal: 1 kHz
 - Latenzzeit: < 1 μs
 - Offsetfehler: 0,35 % (bezogen auf Maximalstrom)
 - Verstärkungsfehler: 1,5 % (bezogen auf den Messwert)
 - Temperaturkoeffizient 0,001 %/K
- Spannungssensor
 - Typ: Hochohmiger Differenzverstärker
 - Messfehler: ± 2 %
 - Filterzeitkonstante 500 μs
- Temperatursensor
 - Typ: Halbleiterwiderstand mit temperaturproportionaler Kennlinie (PTC-Charakteristik)
 - Genauigkeit: ± 3 °C

A.2.4 Maschinen

Wie in Tab. A.1 zu sehen, ist die Lastmaschine deutlich größer dimensioniert als der Prüfling. Dieses Verhältnis hilft dabei, den Prüfling in jeder Situation, zum Beispiel während eines sprunghaften Drehmomentanstiegs, bei weitgehend konstanter Drehzahl



Abbildung A.3: Wechselrichter mit drei Semikronmodulen (weiß) und aufgeschraubten Zwischenkreiskondensator-Modulen

	Prüfling	Last
Typ:	IPMSM	ASM
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
Maximaldrehzahl	6000 min ⁻¹	8000 min ⁻¹
Polpaarzahl	8	1
Kühlung	Wasser	Luft

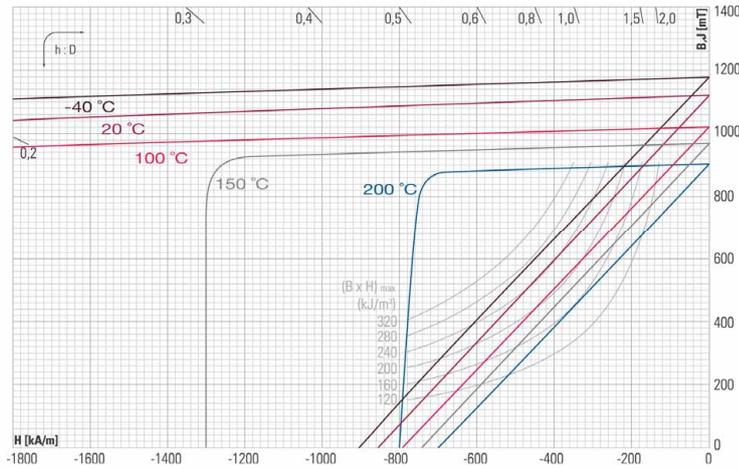
Tabelle A.1: Bemessungsdaten der eingesetzten Maschinen

zu betreiben. Die Prüflingsmaschine ist für den Betrieb in einem Hybridfahrzeug entwickelt worden, was sich am Drehzahlbereich, der sich an einem Verbrennungsmotor anlehnt, zeigt. Sie ist speziell mit mehreren Temperatursensoren ausgestattet, sodass eine gute Überwachung des thermischen Verhaltens möglich ist.

Permanentmagnetmaterial

Im Prüfling wurde das in Abb. A.4 charakterisierte Magnetmaterial eingesetzt.

SELTENERDMAGNETE
NdFeB* 210/250 h
 anisotrop



WERKSTOFFDATEN			20 °C	150 °C	Mechanische Werte			20 °C
Magnetische Werte nach DIN IEC 60404-8-1								
Energieprodukt (B·H) _{max}	typ.	kJ/m ³	240	190	Dichte	ca.	g/cm ³	7,6
	min.	kJ/m ³	210	160	Härte Vickers	ca.	HV	560-580
Remanenz B _r	typ.	mT	1110	980	Elastizitätsmodul	ca.	10 ⁹ N/mm ²	150
	min.	mT	1050	940	Druckfestigkeit	ca.	N/mm ²	1000
Revers. Temp.-Koeff. von B _r	ca.	%/K	-0,08 ¹⁾		Biegefestigkeit	ca.	N/mm ²	250
Koerzitivfeldstärke H _C	H _{ca} typ.	kA/m	860	750	Längenausdehn.-Koeffizient	q. V. ³⁾ i. V. ⁴⁾	ca. 10 ⁻⁶ /K	-1
	H _{ca} min.	kA/m	800	690	Spez. elektr. Widerstand	ca.	10 ⁻⁶ Ωm	1,6
	H _{CJ} typ.	kA/m	2800	1300		Spez. Wärmekapazität	ca.	J/(kg·K)
	H _{CJ} min.	kA/m	2500	1050	Wärmeleitfähigkeit	ca.	W/mK	8
Revers. Temp.-Koeff. von H _{CJ}	ca.	%/K	-0,5 ¹⁾		¹⁾ Im Temperaturbereich von 20 °C bis 100 °C. ²⁾ Die max. Betriebstemperatur ist abhängig von der Magnetabmessung und der spezifischen Anwendung. Bitte kontaktieren Sie unsere Anwendungstechnik für weitere Informationen. ³⁾ q. V. = quer zur Vorzugsrichtung. ⁴⁾ i. V. = in Vorzugsrichtung. * Lizenzgeber Hitachi Metals Ltd.			
Relative permanente Permeabilität μ _{rec}	ca.		1,1					
Curie-Temperatur	ca.	°C	350					
Max. Betriebstemperatur	ca.	°C	220 ²⁾					
Magnetisierungsfeldstärke	min.	kA/m	>2000					

Alle angegebenen Werte wurden an Standardproben gemäß IEC 60404-5 ermittelt.
 Bei matritzengepressten Magneten können je nach Form und Abmessung Abweichungen auftreten.

MS-Schramberg GmbH & Co. KG
 Max-Planck-Straße 15
 D-78713 Schramberg-Sulgen

Fon: +49 7422 519-0
 Fax: +49 7422 519-1100

E-Mail: info@ms-schramberg.de
www.ms-schramberg.de

Version 04-2010

Abbildung A.4: Verwendetes Permanentmagnetmaterial [Sch10]

A.2.5 Rapid Control Prototyping System (RCP)

Sowohl Prüfling als auch Lastmaschine werden mit Hilfe von Rapid Control Prototyping Systemen (RCP) der Firma dSPACE[®] geregelt. Diese Systeme ermöglichen es, die modellbasiert mit Hilfe der Software Matlab/Simulink[®] entwickelten Algorithmen automatisiert zu kompilieren und auf einer speziellen, echtzeitfähigen Plattform auszuführen. Ebenfalls in Echtzeit ist es möglich, alle Prozessgrößen zu manipulieren oder aufzuzeichnen. Während die Regelung der Lastmaschine nur aus einer Komponente (DS1103) besteht, auf der alle relevanten Ein- und Ausgabeschnittstellen verfügbar sind, setzt sich das System des Prüflings aus mehreren spezialisierten Einheiten modular zusammen und erreicht dadurch eine höhere Leistungsfähigkeit. Es besteht aus folgenden Komponenten:

- *DS1006 (Prozessoreinheit)*: Auf dieser Komponente werden alle Algorithmen ausgeführt.
- *DS2004 (Analoge I/O-Einheit)*: Diese Karte verfügt über 16 unabhängige Analog-Digitalwandler mit einer Konvertierungszeit von 800 ns. Hierüber werden die Motorströme, die Rotorlage, die Zwischenkreisspannung sowie einzelne Temperaturen eingelesen.
- *DS3002 (Encodereinheit)*: Für den Fall, dass das Rotorlagesignal von einem Inkrementalgeber bereitgestellt wird, kann es mit dieser Einheit direkt ausgewertet werden.
- *DS4003 (Digitale I/O-Einheit)*: Dieses Modul wird im Wesentlichen für die Steuerung des Prüfstands verwendet.
- *DS5101 (PWM-Board)*: Diese Karte ist in der Lage, ein in sich synchronisiertes System aus 6 PWM-Signalen zu erzeugen, sodass ein Wechselrichter direkt angesteuert werden kann. Zusätzlich wird noch ein rechteckförmiges Synchronisierungssignal erzeugt, das jeweils zu Beginn und zur Mitte einer PWM-Periode eine Flanke besitzt.
- *DS5203 (FPGA-Board)*: Auf dieser Einheit sind die CIC-Filter (siehe Unterabschnitt 5.2.2, Paragraph „Filter“) für die Auswertung der Bitstreams, die im Rahmen der Klemmenspannungsmessung entstehen, implementiert.

A.3 Kalibrierung des Rotorlagegebers

Unabhängig von der Genauigkeit des Lagesensors muss bei der Inbetriebnahme einer elektrischen Maschine auch ein Rotorlageabgleich durchgeführt werden. Hauptgrund dafür ist, dass der Lagesensor zumeist nicht optimal ausgerichtet auf der Welle der Maschine

montiert wird. Das Resultat ist ein für den Antrieb charakteristischer Offset, der, einmal eingestellt, konstant ist. In der Praxis wird ein Abgleich meist so durchgeführt, dass eine Motorphase mit einem hohen Gleichstrom bestromt wird. Wenn die Maschine lastfrei ist, dann wird sich der Motor so ausrichten, dass Strom und Rotorfluss parallel ausgerichtet sind, denn nur dann wird das Drehmoment zu Null. Bei genauerer Betrachtung jedoch stellt man fest, dass diese Ausrichtung je nach Maschinentyp nur in erster Näherung zum gewünschten Ergebnis führt. Denn eventuell auftretende Rastmomente führen dazu, dass sich Fluss und Strom so ausrichten, dass sie das Rastmoment genau kompensieren und somit nicht mehr exakt parallel sind. Weiterhin handelt es sich bei dieser Art von Ausrichtung um eine statische Methode. Dynamische Eigenschaften, wie Signallaufzeiten, werden nicht erfasst. Daher wird hier eine andere Methode vorgeschlagen, die sowohl den Offset-Fehler als auch das dynamische und damit drehzahlabhängige Verhalten des Sensors erfasst. Sie eignet sich besonders gut für Geber, deren Ausgangssignal sinusförmig ist.

Ausgehend von der extern mit definierter Drehzahl angetriebenen Maschine im stromlosen Zustand lässt sich die induzierte Spannung und die Position des Lagesensors synchronisiert erfassen. Durch Wiederholung der Messung bei verschiedenen Drehzahlen ergibt sich eine drehzahlabhängige Phasenverschiebung zwischen der Grundschiwingung der induzierten Spannung und der Grundschiwingung des Lagesensorsignals.

Ausgehend von der Statorspannungsgleichung (3.7a) im stromlosen Betrieb ergibt sich:

$$\underline{u}_a = \frac{d\underline{\psi}_a}{dt} \quad (\text{A.3})$$

Die Grundschiwingung des Flusses lässt sich als trigonometrische Funktion ausdrücken:

$$\underline{\psi}_a = \hat{\psi}_a \cos(\varphi_{\underline{\psi}}) \quad (\text{A.4})$$

Damit ergibt sich für den Winkel des Permanentflusses:

$$\arg(\underline{\psi}_a) = \arg\left(\underline{u}_a + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.5})$$

Und damit für den Winkeloffset:

$$\varphi_{\text{offset}} = \arg(\underline{\psi}_a) - \varphi_x \quad (\text{A.6})$$

Der am Prüfstand gemessene Winkeloffset des Lagesensors lässt sich mit

$$\varphi_{\text{offset}}(n) = 37,85^\circ + 45 \cdot 10^{-5} \text{ min}^\circ \cdot n \quad (\text{A.7})$$

linear approximieren. Der drehzahlabhängige Anteil kann dabei als Totzeit in Höhe von

9,4 μs interpretiert werden, die beispielsweise durch Signallaufzeiten zustande kommt. Abb. A.5 stellt die gemessene Winkelabweichung der Approximation gegenüber.

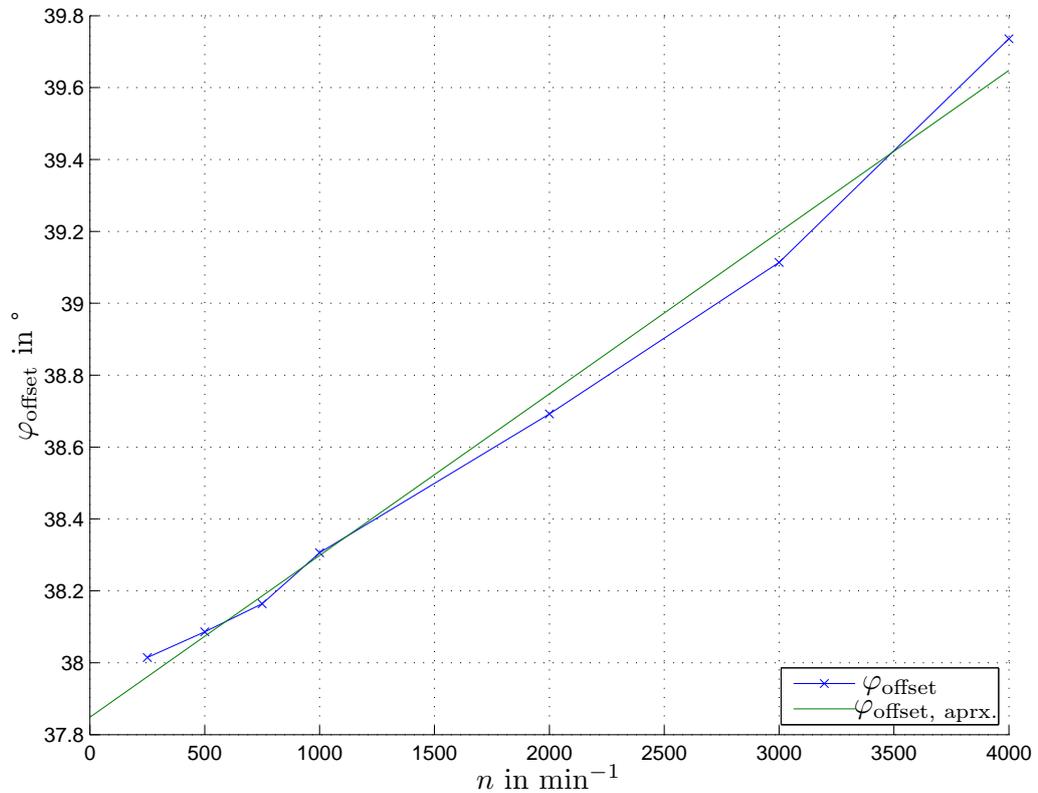


Abbildung A.5: Gemessener Geberfehler in Abhängigkeit von der Drehzahl und Approximation

A.4 $\Delta\Sigma$ -basierte Messeinrichtung

Die $\Delta\Sigma$ -basierte Messeinrichtung existiert in zwei Versionen. Die erste Version wurde im Rahmen dieser Arbeit für den Einsatz als Klemmenspannungserfassung konzipiert und entwickelt. Im Laufe der Inbetriebnahme wurden Erkenntnisse über Verbesserungspotential speziell im analogen Teil der Modulator-Einheit gewonnen. Diese Erkenntnisse flossen dann in eine zweite Version ein, die im Rahmen einer Diplomarbeit aufgebaut wurde [EE13]. Am Wirkprinzip wurden dabei keine Veränderungen vorgenommen, Hauptaugenmerk wurde auf eine verbesserte Ergonomie und eine verbesserte analoge Signalvorverarbeitung gelegt. In Abb. A.9 ist das Gesamtsystem bestehend aus Tastkopf, Modulator-Einheiten sowie der Filtereinheit in der zweiten Version dargestellt. Die Skalierung ist variabel an das zu messende Spannungsniveau durch Auswahl eines ent-

sprechenden Tastkopfes anpassbar. Jede Modulator-Einheit (Abb. A.8) kann ein Spannungssignal messen. Aufgrund der zweistufigen Spannungsversorgung mit galvanisch entkoppelten Schaltwandler und nachgeschalteten Linearwandlern ist jede Modulatorplatine galvanisch entkoppelt, sodass sowohl Stern-Spannungen (Phase gegen künstlichen Sternpunkt) als auch Leiter-Leiter-Spannungen gemessen werden können. Die Filtereinheit (Abb. A.6) ist in der Lage, die Bitstreams von bis zu 8 Modulator-Einheiten auszuwerten, sodass prinzipiell sämtliche Messgrößen für den Betrieb einer Regelung aufgenommen werden können :

- 3 Phasenströme
- 3 Klemmenspannungen
- Zwischenkreisspannung
- Zwischenkreisstrom

Hierbei ist anzumerken, dass im Falle der Strommessung die Auswertung zweckmäßigerweise so zu modifizieren ist, wie in [PSMB09] beschrieben. Für den Betrieb mit dem dSPACE-System ist ein explizites FPGA-System nicht mehr nötig. Daher wird in diesem Fall eine kleinere Adapterkarte eingesetzt, die direkt an das dSpace-System angekoppelt werden kann (Abb. A.7). Die Synchronisierung des Auswertzeitraums des Filters wird über eine optische Trigger-Leitung realisiert. Im Betrieb mit dem dSpace-System wird der Synchronisierungspuls der PWM (siehe Unterabschnitt A.2.5, Punkt DS5101) genutzt, um die Synchronisierung zu erreichen.

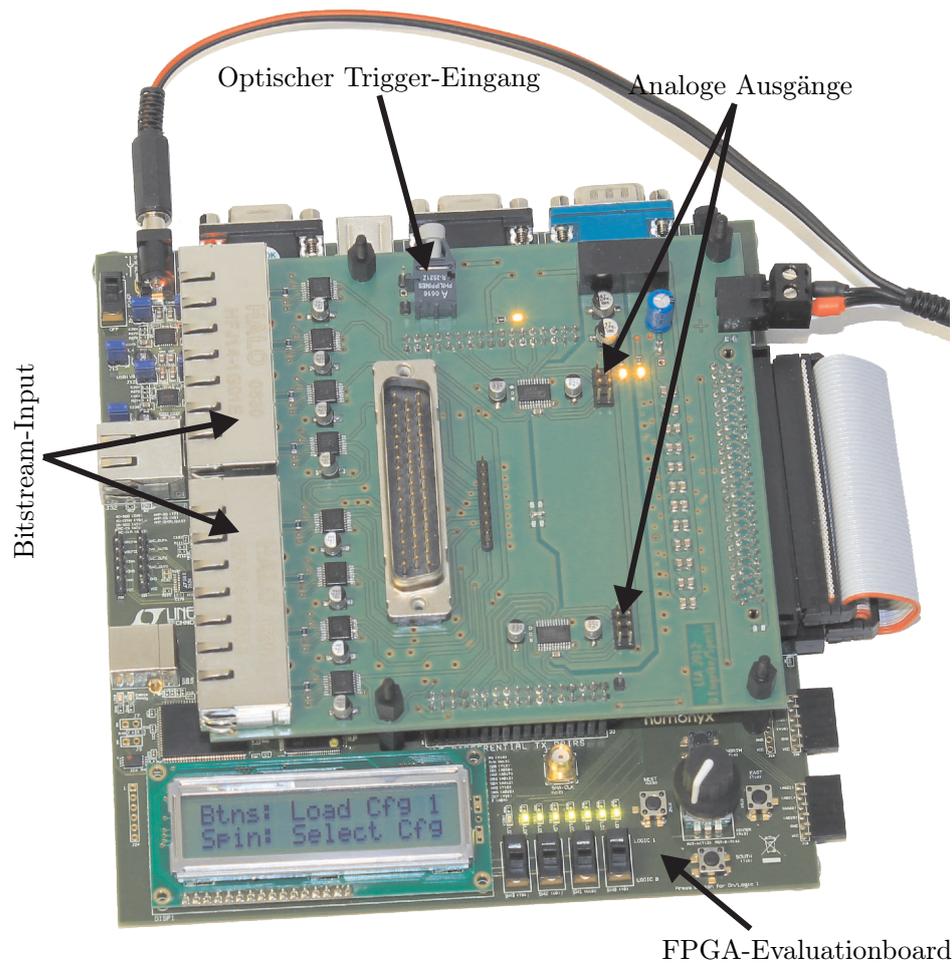


Abbildung A.6: $\Delta\Sigma$ -Filter-Einheit auf Basis eines FPGA-Evaluationsboards mit aufgesteckter Adaptereinheit

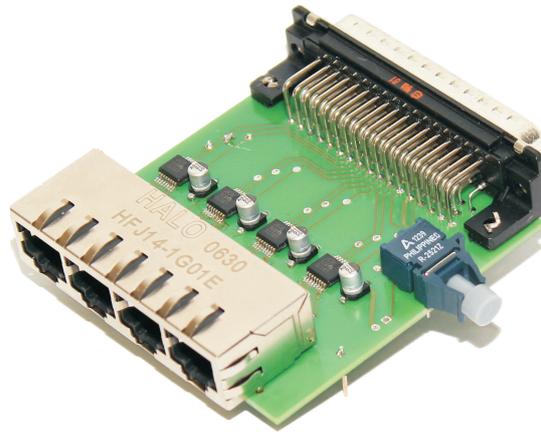


Abbildung A.7: Adapterplatine für den Betrieb innerhalb eines dSPACE-Systems

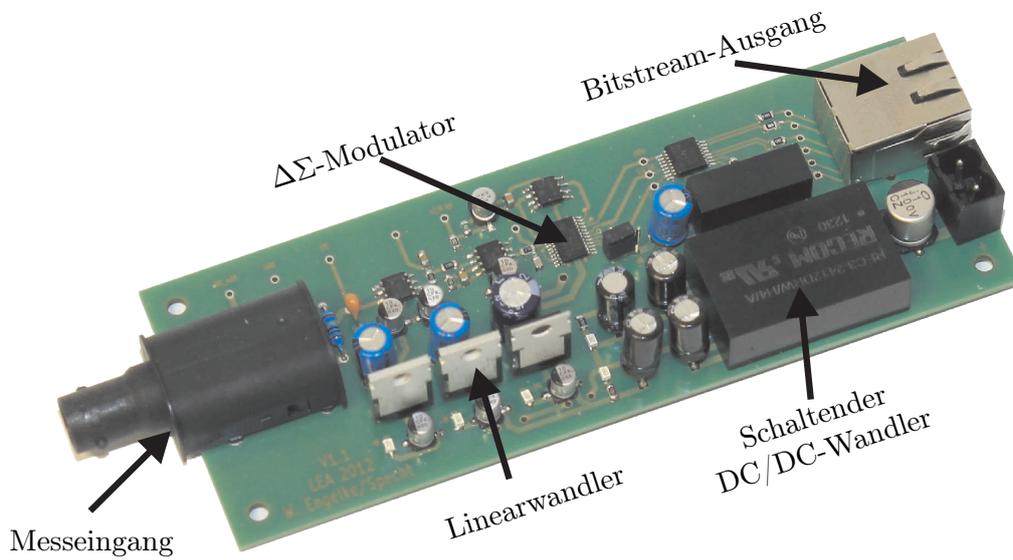


Abbildung A.8: $\Delta\Sigma$ -Modulator-Einheit

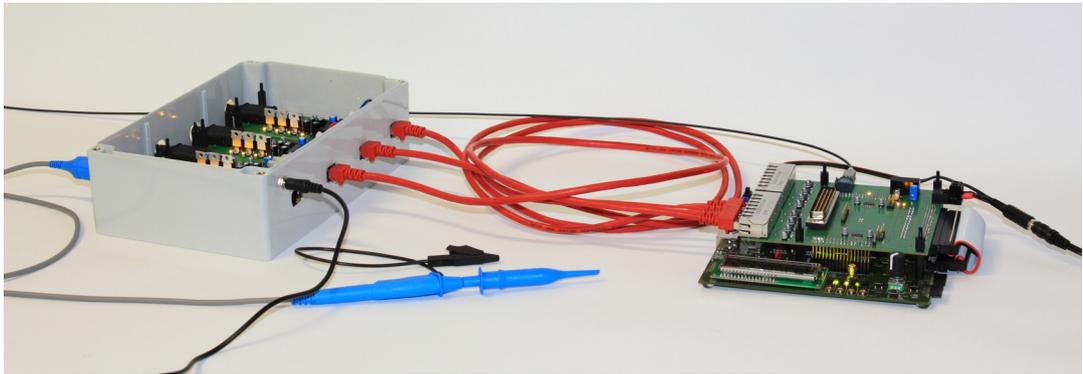


Abbildung A.9: *Gesamtsystem mit Tastkopf, Modulator- und Filtereinheit*

Literaturverzeichnis

- [ABC⁺13] ANTIKAINEN, Markku ; BROUWER, Hugo ; CONTE, Mario ; GU, Zhaoning ; HUG, Victor ; KASCHE, Peter ; KORHAKOSKI, Martti: Global EV Outlook: Understanding the Electric Vehicle Landscape 2020 / IEA, Clean Energy Ministerial. Version: 2013. [http://www.IEA.org/Topics/Transport/ElectricVehiclesInitiative](http://www.iea.org/Topics/Transport/ElectricVehiclesInitiative). 2013 (0). – Report. – ..
- [Aic04] AICHER, Peter: *Winkelrekonstruktion und sensorlose Regelung von Hybrid-schrittmotoren*, Lehrstuhl für Feingerätebau und Mikrotechnik der Technischen Universität München, Diss., 09 2004. tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/mw/2004/aicher.pdf
- [AW06] ACARNLEY, P.P. ; WATSON, J.F.: Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 53 (2006), Nr. 2, S. 352–362. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.870868>. – DOI 10.1109/TIE.2006.870868. – ISSN 0278–0046
- [Böc12] BÖCKER, Joachim: *Geregelte Drehstromantriebe*. Skriptum zur Vorlesung. Version: Juli 2012. http://www.lea.uni-paderborn.de/fileadmin/Elektrotechnik/AG-LEA/lehre/geregelte-drehstrom/vorlesung/Geregelte_Drehstromantriebe.pdf
- [BH07] BOWES, S.R. ; HOLLIDAY, D.: Optimal Regular-Sampled PWM Inverter Control Techniques. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 54 (2007), Nr. 3, S. 1547–1559. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.894767>. – DOI 10.1109/TIE.2007.894767. – ISSN 0278–0046
- [BHM⁺10] BÖCKER, Joachim ; HUBER, Tobias ; MEYER, Michael ; PETERS, Wilhelm ; POHLENZ, Daniel ; SPECHT, Andreas: Regelung elektrischer Traktionsantriebe in Elektro- und Hybridfahrzeugen. In: *Automatisierungstechnik* 58 (2010), Oktober, Nr. 10, S. 599–608
- [CCHW90] CLEGG, A.G. ; COULSON, I. M. ; HILTON, G. ; WONG, H. Y.: The Temperature Stability of NdFeB and NdFeBCo Magnets. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 26 (1990), Nr. 5, S. 1942–1944. <http://dx.doi.org/10.1109/20.104578>. – DOI 10.1109/20.104578. – ISSN 0018–9464
- [CS96] CHOI, Jong-Woo ; SUL, Seung-Ki: Inverter Output Voltage Synthesis Using

- Novel Dead Time Compensation. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 11 (1996), mar, Nr. 2, S. 221 –227. <http://dx.doi.org/10.1109/63.486169>. – DOI 10.1109/63.486169. – ISSN 0885–8993
- [DG06] DAJAKU, G. ; GERLING, D.: An Improved Lumped Parameter Thermal Model for Electrical Machines. In: *17th International Conference on Electrical Machines (ICEM2006)*, 2006, 1-6
- [DZAO08] DEMETRIADES, G.D. ; ZELAYA, H. ; ANDERSSON, E. ; OLSSON, H.: A Real-Time Thermal Model of a Permanent Magnet Synchronous Motor Based on geometrical measures. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008. – ISSN 0275–9306, S. 3061–3067
- [EE13] ENGELKE, David ; ENGELKE, Wilhelm: *Konzeptionierung und Konstruktion einer Messeinrichtung zur Klemmenspannungserfassung nach dem DeltaSigma-Verfahren*, Universität Paderborn, Diplomarbeit, Dezember 2013
- [Gip99] GIPSER, Michael: *Systemdynamik und Simulation*. Teubner Verlag, 1999 <http://amazon.com/o/ASIN/3519027437/>. – ISBN 9783519027430
- [GKK10] GANCHEV, M. ; KUBICEK, B. ; KAPPELER, H.: Rotor Temperature Monitoring System. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, S. 1–5
- [GKOW11] GANCHEV, M. ; KRAL, C. ; OBERGUGGENBERGER, H. ; WOLBANK, T.: Sensorless Rotor Temperature Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011. – ISSN 1553–572X, S. 2018 –2023
- [Han04] HANNEMANN, Ullrich: *Wachstum, Mikrostruktur und hartmagnetische Eigenschaften von Nd-Fe-B-Schichten*, Fakultät Mathematik und Naturwissenschaften der Technischen Universität Dresden, Diss., 07 2004
- [HPB14] HUBER, Tobias ; PETERS, Wilhelm ; BÖCKER, Joachim: Monitoring Critical Temperatures in Permanent Magnet Synchronous Motors Using Low-Order Thermal Models. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2014, S. ...
- [HQ02] HOLTZ, J. ; QUAN, Juntao: Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 38 (2002), jul/aug, Nr. 4, S. 1087 – 1095. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2002.800779>. – DOI 10.1109/TIA.2002.800779. – ISSN 0093–9994
- [ITM07] IVERS-TIFFEE, Ellen ; MÜNCH, Waldemar von: *Werkstoffe der Elektro-*

- technik*. 10. Teubner Verlag, 2007. – 266 S. <http://amazon.com/o/ASIN/3519301156/>. – ISBN 9783519301158
- [Jah07] JAHN, Jörg: *Energiekonditionierung in Niederspannungsnetzen unter besonderer Berücksichtigung der Integration verteilter Energieerzeuger in schwachen Netzausläufern*, Universität Kassel, Fachbereich Elektrotechnik / Informatik, Diss., June 2007. – wird als Quelle für verallgemeinerte Integratoren genutzt.
- [Jil94] JILES, D.C.: Modelling the Effects of Eddy Current Losses on Frequency Dependent Hysteresis in Electrically Conducting Media. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 30 (1994), Nr. 6, S. 4326–4328. <http://dx.doi.org/10.1109/20.334076>. – DOI 10.1109/20.334076. – ISSN 0018–9464
- [JL09] JIN, Zhang ; LUO, Fang L.: An Accurate Approach of Dead-Time Compensation for Three-Phase DC/AC Inverter. In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, 2009, S. 2929–2934
- [KHL14] KRAL, C. ; HAUMER, A. ; LEE, Sang B.: A Practical Thermal Model for the Estimation of Permanent Magnet and Stator Winding Temperatures. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 29 (2014), Nr. 1, S. 455–464. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2013.2253128>. – DOI 10.1109/TPEL.2013.2253128. – ISSN 0885–8993
- [KS10] KRINGS, Andreas ; SOULARD, Juliette: Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines. In: *Journal of Electrical Engineering* 10 (2010), May, Nr. 3, S. 162–169
- [Mat11] MATHAPATI, Shashidhar: *FPGA-Based High Performance AC Drives*, Universität Paderborn LEA, Diss., 2011
- [MB06] MEYER, Michael ; BÖCKER, Joachim: Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006, S. 282–286
- [MBKE12] MUHLETHALER, J. ; BIELA, J. ; KOLAR, J.W. ; ECKLEBE, A.: Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (2012), Nr. 2, S. 964–973. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2011.2162252>. – DOI 10.1109/TPEL.2011.2162252. – ISSN 0885–8993
- [ME98] MERTENS, A. ; ECKARDT, D.: Voltage and Current Sensing in Power Electronic Converters Using Sigma-Delta A/D Conversion. In: *Industry*

- Applications, IEEE Transactions on* 34 (1998), Nr. 5, S. 1139–1146. <http://dx.doi.org/10.1109/28.720455>. – DOI 10.1109/28.720455. – ISSN 0093–9994
- [Mey10] MEYER, Michael: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*, Universität Paderborn LEA, Diss., 2010
- [MGB07] MEYER, Michael ; GROTE, T. ; BÖCKER, J.: Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors With Respect to Optimal Efficiency. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, S. 1–9
- [Nad13] NADA: Plug-in Electric Vehicles: Market Analysis and Used Price Forecast / National Automobile Dealers Association. Version: 2013. nada.com/b2b. 2013 (866.975.6232). – Forschungsbericht. – ..
- [NCK12] NOVAK, M. ; CERNOHORSKY, J. ; KOSEK, M.: Detailed Measurement and Simulation of FeNdB Permanent Magnet Used for Magnetic Spring. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, S. DS1c.2–1–DS1c.2–8
- [NJB91] NORDSTROM, Lars ; JOHANSSON, Borje ; BROOKS, M.S.S.: Calculated magnetic moments of Nd₂Fe₁₄B. In: *Journal of Applied Physics* 69 (1991), Apr, Nr. 8, S. 5708–5710. <http://dx.doi.org/10.1063/1.347895>. – DOI 10.1063/1.347895. – ISSN 0021–8979
- [PB10] POHLENZ, D. ; BÖCKER, J.: Efficiency Improvement of an IPMSM Using Maximum Efficiency Operating Strategy. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, S. T5–15–T5–19
- [PGAB08] PELLEGRINO, G. ; GUGLIELMI, P. ; ARMANDO, E. ; BOJOI, I.R.: Self-Commissioning Algorithm for Inverter Non-Linearity Compensation in Sensorless Induction Motor Drives. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008. – ISSN 0197–2618, S. 1 –7
- [PSMB09] PETERS, Wilhelm ; SCHULZ, Bernd ; MATHAPATI, Shashidhar ; BÖCKER, Joachim: Regular-Sampled Current Measurement in AC Drives Using Delta-Sigma Modulators. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, S. 1 –9
- [RBG⁺10] REIGOSA, David D. ; BRIZ, Fernando ; GARCÍA, Pablo ; GUERRERO, Juan M. ; DEGNER, Michael W.: Magnet Temperature Estimation in Surface PM Machines Using High-Frequency Signal Injection. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 45, No. 4 (2010), S. 1468–1475

- [Sch06a] SCHRAMBERG, Magnetfabrik: *Seltenerd-magnete*. 2006. – Auszug aus einer größeren Broschüre, deren Name nicht bekannt ist.
- [Sch06b] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Bauelemente (German Edition)*. 2. Aufl. 2006. Springer, 2006 <http://amazon.com/o/ASIN/3540287280/>. – ISBN 9783540287285
- [Sch08a] SCHRAMBERG, Magnetfabrik ; MS-SCHRAMBERG GMBH & Co. KG (Hrsg.): *HARTFERRITMAGNETE Strontiumferrit HF 30/26 anisotrop, nass gepresst*. 1. MaxPlanckStraße 15 D78713 SchrambergSulgen: MS-Schramberg GmbH & Co. KG, September 2008. http://www.magnete.de/uploads/tx_fbmagneticfieldcalc/HF_28_28_Version_0.pdf. – heruntergeladen am 21.11.2013
- [Sch08b] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben (Springer-Lehrbuch) (German Edition)*. 3., erw. Aufl. Springer, 2008 <http://amazon.com/o/ASIN/3540727647/>. – ISBN 9783540727644
- [Sch09] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen (German Edition)*. 3. Aufl. 2009. Springer, 2009 <http://amazon.com/o/ASIN/3540896120/>. – ISBN 9783540896128
- [Sch10] SCHRAMBERG, Magnetfabrik: *Datenblatt MagnetmaMagnet NdFeB 210/250h*. 1. MS-Schramberg GmbH & Co. KG Max-Planck-Straße 15 D-78713 Schramberg-Sulgen, Juni 2010. – heruntergeladen am 08.11.2013
- [Sem09] SEMIKRON ; SEMIKRON (Hrsg.): *Skiip Complete Data Sheet*. 1. SEMIKRON International GmbH Sigmundstr. 200 90431 Nürnberg Deutschland: Semikron, Dezember 2009. http://www.semikron.com/skcompub/de/skiip_complete_data_sheet.pdf. – heruntergeladen am 08.11.2013
- [SNO⁺04] STAUNTON, R. H. ; NELSON, S. C. ; OTADUY, P. J. ; MCKEEVER, J. W. ; BAILEY, J. M. ; DAS, S. ; SMITH, R. L.: PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction Drive Application / Oak Ridge National Laboratory. Oak Ridge, Tennessee 37831 : UT Battelle, LCC, September 2004 (1). – Interrim Report. – Prepared for the U.S. Department of Energy
- [SOBW⁺13] SPECHT, Andreas ; OBER-BLÖBAUM, Sina ; WALLSCHEID, Oliver ; ROMAUS, Christoph ; BÖCKER, Joachim: Discrete-Time Model of an IPMSM Based on Variational Integrators. In: *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, 2013*, S. 1411–1417
- [THU⁺00] TATEMARSU, K. ; HAMADA, D. ; UCHIDA, K. ; WAKAO, S. ; ONUKI, T.: New Approaches With Sensorless Drives. In: *Industry Applications Maga-*

- zine, IEEE* 6 (2000), Nr. 4, S. 44–50. <http://dx.doi.org/10.1109/2943.847915>. – DOI 10.1109/2943.847915. – ISSN 1077–2618
- [TR03] TANG, Lixin ; RAHMAN, M.F.: A Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With a New Stator Resistance Estimator. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Bd. 1*, 2003, S. 632–639 vol.1
- [UKR06] UESTUENER, K. ; KATTER, M. ; RODEWALD, W.: Dependence of the Mean Grain Size and Coercivity of Sintered NdFeB Magnets on the Initial Powder Particle Size. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 42 (2006), Nr. 10, S. 2897–2899. <http://dx.doi.org/10.1109/TMAG.2006.879889>. – DOI 10.1109/TMAG.2006.879889. – ISSN 0018–9464
- [USU03] URASAKI, N. ; SENJYU, T. ; UEZATO, K.: A Novel Calculation Method for Iron Loss Resistance Suitable in Modeling Permanent-Magnet Synchronous Motors. In: *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 18 (2003), Mar, Nr. 1, S. 41–47. <http://dx.doi.org/10.1109/TEC.2002.808329>. – DOI 10.1109/TEC.2002.808329. – ISSN 0885–8969
- [VAC07] VAC: *Rare-Earth Permanent Magnets*. Vacuumschmelze, 2007
- [WB13] WALLSCHEID, O. ; BÖCKER, J.: Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung für einen permanenterregten Synchronmotor mit vergrabenen Magneten unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen. In: ETG (Hrsg.): *Internationaler ETG Kongress, Berlin* Bd. 139, 2013 (ETG-Fachbericht), S. 7
- [ZJR⁺14] ZHU, J.-X. ; JANOSCHEK, M. ; ROSENBERG, R. ; RONNING, F. ; THOMPSON, J. D. ; TORREZ, M. A. ; BAUER, E. D. ; BATISTA, C. D.: LDA+DMFT Approach to Magnetocrystalline Anisotropy of Strong Magnets. In: *Physical Review X* 4 (2014), 04, Nr. 2, S. 021027. <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevX.4.021027>. – DOI 10.1103/PhysRevX.4.021027
- [ZZH05] ZHU, Xi ; ZHU, Zi-Qiang ; HOWE, David: Application of Full-Order and Simplified EKF's to Sensorless PM Brushless AC Machines. In: *International Journal of Auto* 2 (2005), S. 179–186