

Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Technischen Universität München

Reduktion des Sensorikbedarfs in der industriellen Antriebstechnik

Jan Till Friedmann

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des
akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Andreas Jossen

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel

2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ingo Hahn

Die Dissertation wurde am 21.12.2015 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 24.08.2016 angenommen.

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird ein Verfahren zur geberlosen Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen weiterentwickelt. Zunächst werden die systemtechnischen Einflüsse und Randbedingungen ermittelt, die Einfluss auf die Qualität der Lageschätzung von geberlosen Regelungen haben. Dabei wird vor allem der Einfluss von lokalen Magnetfeldänderungen durch Sättigungseffekte im Statorpaket auf die Magnetfeldverteilung und damit auf die Rotorlageschätzung ermittelt. Eine Vorstellung der physikalischen Effekte und Vorgänge in der Maschine wird entwickelt und vermittelt.

Des Weiteren wird auf den Einfluss und die Folgen der Stromistwerterfassung in Frequenzumrichtern eingegangen. Ein Messverfahren wird vorgestellt mit dem eine zuverlässige genaue Erfassung des durchschnittlichen Stromistwertes ermöglicht wird. Ein Verfahren zum Linearisieren von Endstufen welches prinzipiell nur die Datenblattangaben der genutzten Halbleiterschalter und Treiberbausteine benötigt wird entwickelt und vorgestellt. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Datenblattangaben allerdings durch wenige Messungen an den Treiberbausteinen gestützt.

Unterschiedliche Verfahren zum Ermitteln der relevanten Maschinenparameter werden untersucht und verglichen. Aus dem Vergleich der aus der Literatur bekannten Verfahren werden die Anforderungen an ein neues Messverfahren für permanentmagneterregte Synchronmaschinen abgeleitet. Auf der Basis dieser Anforderungen wird ein Messverfahren für den Einfluss von Oberwellen und -schwingungen auf die Admittanz entwickelt. Das Verfahren ermöglicht es erstmals, die Effekte von Rotor, Stator sowie deren Wechselwirkung getrennt voneinander zu betrachten. Die einzelnen Oberwelleneinflüsse können identifiziert und ihrer jeweiligen Ursache eindeutig zugeordnet werden.

Auf der Basis des vorgestellten Messverfahrens wird ein Verfahren entwickelt, welches die nichtlinearen Oberschwingungseffekte für die Regelung kompensiert. Das Kompensationsverfahren wird bei einer Maschine mit großem Oberschwingungsanteil angewendet. Der Einfluss des Kompensationsverfahrens auf den Fehlerwinkel der geberlosen Regelung wird dargestellt und für diesen Motor quantifiziert.

Inhaltsverzeichnis

1. Motivation	1
2. Der Elektromotor - auch ein Resolver?	3
2.1. Vergleich von permanentmagneterregter Synchronmaschine und Resolver . . .	3
2.2. Elektromagnetische Grundlagen der geberlosen Regelung von PMSM	6
2.2.1. Modellierung der PMSM	6
2.2.2. Magnetische Eigenschaften der PMSM	9
2.2.3. Lageinformation der PMSM	16
2.3. Das Arbitrary Injection Verfahren	19
2.3.1. Grundidee des Arbitrary Injection Verfahrens	20
2.3.2. Modellierung der idealen Maschine	22
2.3.3. Einfluss von Injektionssignalen auf das Arbitrary Injection Verfahren	31
2.3.4. Grenzen des Arbitrary Injection Verfahrens	37
2.4. Polarkoordinaten basiertes Grundwellenverfahren	41
2.5. Realisierungsvoraussetzungen der Verfahren	44
3. Bestimmung der benötigten Größen einer geberlosen Regelung	47
3.1. Strommessung	47
3.1.1. Regular-Sampling-Verfahren	50
3.1.2. Over-Sampling-Verfahren	51
3.1.3. Δ - Σ -Modulationsverfahren	52
3.1.4. Fazit zur Phasenstromerfassung	56
3.2. Nichtlinearitäten der Endstufe	56
3.2.1. Eigenschaften von Halbleiterschaltern	57
3.2.2. Durchlassspannungsverluste	57
3.2.3. Fehlspannungen durch Verriegelungstotzeiten und Schaltverhalten .	58
3.2.4. Nichtlinearitäten durch Signallaufzeiten	65
3.2.5. Validierung der Fehlspannungskompensation	66
3.3. Anforderungen einer geberlosen Regelung an die Motoren	67
3.3.1. Lastabhängige Vermessung von Rotoren - Integrale Messung	68
3.3.2. Lastabhängige Vermessung von Rotoren - Differenzielle Messung .	74
3.3.3. Lastabhängige Motorvermessung	80
3.3.4. Lastabhängige Motoranalyse mit dem Arbitrary Injection Verfahren	82
4. Ein breiter einsetzbares geberloses Regelverfahren	101
4.1. Das Arbitrary Injection Verfahren mit einer Winkelregelschleife	101
4.1.1. Lageauswertung mittels der Arkustangens-Funktion	102

4.1.2.	Lageauswertung mittels Winkelregelschleife	107
4.1.3.	Vergleich der Lageauswertungen	110
4.2.	Das Arbitrary Injection Verfahren mit einer Nichtlinearitätenkorrektur . . .	112
4.2.1.	Oberwellenverhalten im Arbitrary Injection Verfahren	114
4.2.2.	Oberschwingungskorrektur für das Arbitrary Injection Verfahren . .	128
4.2.3.	Nordpol-Identifikation des Arbitrary Injection Verfahrens	131
4.2.4.	Funktionsnachweis der Oberschwingungskorrektur	134
4.3.	Kombination von Grundwellen- und Arbitrary Injection Verfahren	139
4.3.1.	Umsetzung der Verfahrenskombination	140
4.3.2.	Funktionsnachweis des Grundwellenverfahrens	145
4.3.3.	Funktionsnachweis der Verfahrenskombination	148
5.	Zusammenfassung und Ausblick	155
A.	Liste der Symbole und Abkürzungen	159
A.1.	Liste der Symbole	159
A.2.	Relevante Koordinatensysteme	162
A.3.	Liste der Abkürzungen	164
B.	Prüfstand	167
B.1.	Antriebsprüfstand	167
B.1.1.	Prüfstandsstruktur	167
B.1.2.	Echtzeit Rechnersystem und Stromregler	167
B.1.3.	Leistungsendstufen und Strommessung	170
B.1.4.	Drehmomentmesswellen	170
B.1.5.	Lastmaschine	171
B.1.6.	Verwendete Motoren	171
C.	Messergebnisse für das Oberschwingungsverhalten der Maschine	177
C.1.	Messergebnisse für das Sinussignal	177
C.2.	Oberschwingungsverhalten des Statorstroms	178
C.3.	Oberschwingungsverhalten des Rotors	179
C.4.	Oberschwingungsverhalten der d-Achsenwinkeländerung	180
C.5.	Oberschwingungsverhalten der nichtlinearen Mischprodukte	181
D.	Danksagung	183
	Literaturverzeichnis	185

1. Motivation

Mechatronische industrielle Antriebe bilden ein zentrales Element in der Automatisierungstechnik und sind für die seit Jahrzehnten konstant wachsende Branche eine 'Treibende Kraft' [1]. Diese mechatronischen Antriebe in den Leistungsklassen von wenigen Watt bis in den mittleren Kilowattbereich zeichnen sich durch ihre Dynamik, ihre Zuverlässigkeit und ihre Regelungseigenschaften aus.

Diese herausragenden Eigenschaften begründen den Siegeszug mechatronischer Antriebe in den Bereichen Metall-, Holz und Keramikverarbeitung, im Bereich der Verpackungsmaschinen sowie im Roboter- und Handhabungsbereich - also überall dort, wo Dinge schnell und genau positioniert werden müssen.

Eine wesentliche Komponente der Motoren ist der Positionssensor, der eine genaue Strom- bzw. Drehmomentregelung sowie eine Drehzahl und Lageregelung des Antriebs erst ermöglicht. Sensoren auf der Basis von magnetischen, optischen und elektromagnetischen Messprinzipien sind weit verbreitet. Die Bestimmung der Rotorlage im Motor ist im Vergleich zur Strommessung relativ aufwendig. Die Strommessung befindet sich in aller Regel in der zum Motor gehörigen Leistungselektronik. Somit ist eine einfache, störungsarme Anbindung an die Signalelektronik möglich. Die Erfassung der Rotorlage gestaltet sich schon aus dem Grund schwieriger, da die Position eines rotierenden Objekts erfasst werden muss. Die Lageinformation muss also möglichst ohne eine feste Verbindung vom Rotor auf den stehenden Teil des Motors übertragen werden, um die notwendige Robustheit und Wartungsfreiheit zu erreichen. Vom stehenden Teil des Motors muss die Lageinformation über zum Teil sehr weite Strecken zum Antriebsumrichter übermittelt werden [2]. Je nachdem ob das informationsübertragende Signal analogen (Resolver) oder digitalen (Encoder) Charakter hat, kann die sichere Informationsübertragung mit einem hohen Aufwand verbunden sein.

Neben der Lagebestimmung sind die Winkelsensoren in Antrieben zu einem wesentlichen Teil für die Robustheit der Antriebe verantwortlich. So eignen sich optische Sensorsysteme oftmals schlecht für den Einsatz in rauen Umgebungen. Der Einsatz im Bereich von hohen Drücken, Vibrationen oder aggressiven Medien, ist problematisch, da die Sensoren zu einem wesentlichen Teil aus zerbrechlichen Glasscheiben bestehen [3], die leicht beschädigt und / oder zerstört werden können. Als robuste Alternative wird in solchen Anwendungen oftmals auf die Verwendung von Reluktanzresolvern zurückgegriffen. Diese zeichnen sich durch ihre Robustheit aus, haben allerdings im Vergleich zu den optischen Systemen eine deutlich reduzierte Messgenauigkeit.

Es ist daher wünschenswert, die Lageerfassung durch Sensoren abzulösen und die Lage

des Rotors aus den vorhandenen Strom- und Spannungssignalen des Motors abzuschätzen. Seit mehr als 20 Jahren finden Forschungsaktivitäten auf diesem Feld der geberlosen Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen statt [4]. Die Motivation für die langanhaltende Forschungsaktivitäten liegt in dem hohen wirtschaftlichen Mehrwert der geberlosen Motorregelung. Die bedeutendsten Mehrwerte lassen sich in wenigen Stichpunkten zusammenfassen:

- Kostenreduktion der Antriebe und Verringerung des Bauraumes
- Erhöhte Robustheit des Antriebssystems bzw. die Möglichkeit einer unabhängigen Redundanz für die Lageerfassung.
- Eröffnung neuer bzw. bisher verschlossener Einsatzgebiete für die elektrische Antriebstechnik.

Jedoch ist innerhalb der letzten Jahrzehnte noch kein industrieller Durchbruch erzielt worden, der die geberlose Regelung von beliebigen elektrischen Maschinen mit der gleichen Präzision eines Resolvers ermöglicht. Die Erfahrung auf dem Gebiet der geberlosen Regelung zeigt, dass es elektrische Maschinen gibt, die besser bzw. schlechter für die Nutzung von geberlosen Verfahren geeignet sind. Als Folge dieser Erfahrung muss eine geberlose Regelung immer erst zusammen mit der Zielmaschine getestet werden, bevor sie geberlos geregelt werden kann.

Aus diesem Grund ist es das Ziel dieser Arbeit, das Verständnis für die Vorgänge in magnetisch hoch ausgenutzten Maschinen zu vertiefen. Es soll vor allem die Wirkung von elektrischen und magnetischen Oberwelleneinflüssen auf das magnetische Verhalten der Maschinen untersucht werden. Es soll geklärt werden inwieweit Oberwelleneffekte für die Eignung der permanentmagneterregten Synchronmaschine für eine geberlose Regelung von Bedeutung sind. Die Erkenntnisse sollen für die geberlose Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit großem Oberwellenanteil nutzbar gemacht werden.

2. Der Elektromotor - auch ein Resolver?

Ein Resolver ist ein Drehtransformator, der zur Winkelerfassung von rotatorischen Antrieben genutzt wird. Das Resolverprinzip wurde zuerst 1896 von Siemens und Halske beschrieben und patentiert [5]. Der heutige einpolige Reluktanzresolver ist ein äußerst robuster Absolutwertgeber, da er keinerlei rotierende elektronische oder optische Komponenten enthält. Er besteht aus einem stehenden und einem rotierenden Teil, dem Stator und dem Rotor. Der Rotor ist dabei fest mit der drehenden Motorwelle verbunden und bildet den magnetischen Schluss von der Erregerwicklung zu den Messwicklungen 1 und 2 (vgl. Abb. 2.1(a)). Die Erregerwicklung wird mit einer hochfrequenten sinusförmigen Wechselspannung gespeist und induziert damit ein entsprechendes magnetisches Wechselfeld im Rotor. Die Messspulen sind geometrisch so zueinander angeordnet, dass in der Messspule 1 durch die Änderung des Rotormagnetfelds eine sinusförmige und in der Messspule 2 eine cosinusförmige Spannung induziert wird. Die Rotation der Welle moduliert die Amplitude der Messsignale mit dem Sinus bzw. dem Cosinus des mechanischen Winkels (Vgl. Abb. 2.2). Um nun die Lage der Welle eindeutig zu identifizieren wird die Hüllkurve des Sinus- und des Cosinussignals nach der Gleichung 2.1 ausgewertet.

$$\theta_{mech} = \arctan \left(\frac{\widetilde{\sin}}{\widetilde{\cos}} \right) \quad (2.1)$$

Üblicherweise sind die Messspulen 1 und 2 um 90° zueinander versetzt angeordnet. Es existieren allerdings auch Resolverbauformen, bei denen ein dreiphasiges Messspulensystem verwendet wird. Der Spulensatz beträgt hier 120° zueinander, diese Bauform wird auch Syncro genannt [6].

2.1. Vergleich von permanentmagneterregter Synchronmaschine und Resolver

Vergleicht man nun den Aufbau eines Resolvers bzw. eines Syncros mit einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM), so sind einige Gemeinsamkeiten, aber auch Unterschiede erkennbar. Im Folgenden werden die jeweiligen Eigenschaften diskutiert. Die Verwendung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine als ihr eigener Lagesensor wird plausibel gemacht und kritische Punkte werden herausgearbeitet.

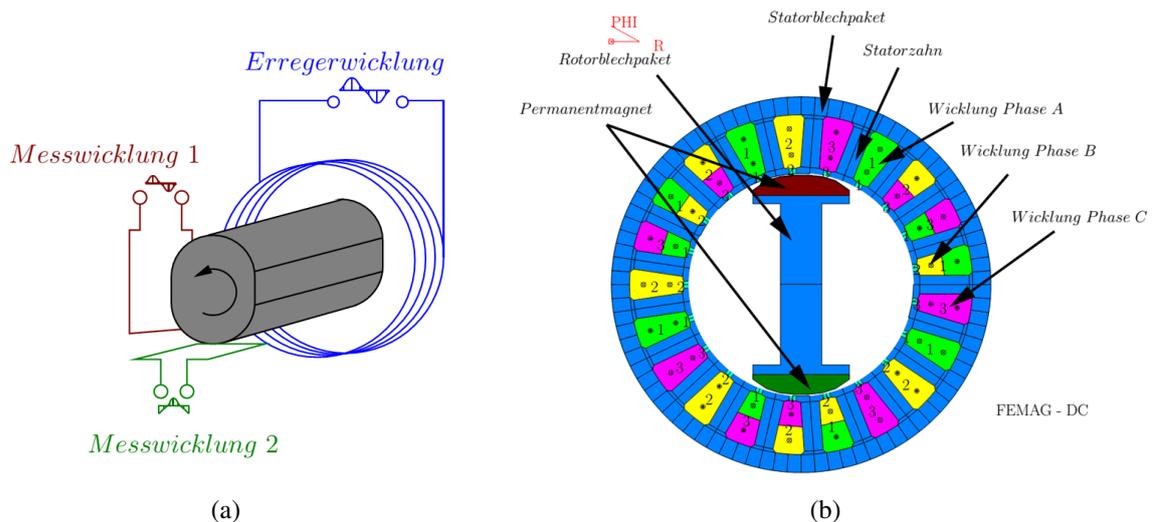


Abbildung 2.1.: (a) Dargestellt ist die Erregerwicklung des Resolvers (blau), sowie die Messspulen 1 (rot) und 2 (grün). Der magnetische Schluss wird durch den magnetischen Kern gebildet. Der Rotor entspricht in seiner Form dem einer geschalteten Reluktanzmaschine. Abbildung angelehnt an [7]. (b) Gezeigt wird der schematische Aufbau einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Dargestellt ist der Statorrücken mit den Zähnen (blau), dem dreiphasigen Wicklungssystem (gelb, magenta, grün) sowie der Rotor. Er besteht aus dem Rotorblechpaket mit aufgebracht Permanentmagneten.

Vergleicht man zunächst nur die Rotoren miteinander, so fällt auf, dass diese jeweils aus magnetisch gut leitfähigem Material bestehen. Sie bilden den magnetischen Rückschluss für das vom Stator erzeugte magnetische Feld. Der Rotor des Synchronmotors ist zudem noch mit Permanentmagneten bestückt, diese verleihen dem Rotor ein permanentes magnetisches Feld. Der Rotor des Reluktanzresolvers besteht dagegen nur aus dem Blechpaket und zeigt somit kein permanentmagnetisches Verhalten. Seine Wechselwirkung mit dem Stator wird erst durch die Erregung mit dem magnetischen Wechselfeld der Erregerwicklung hervorgerufen.

Betrachtet man die Wicklung im Stator des Resolvers, so können zwei unterschiedliche Bereiche unterschieden werden. Der erste Bereich entspricht einem Drehtransformator, die Wicklung ist hier konzentrisch um den Rotor angeordnet. Im zweiten Bereich entspricht der Wicklungsaufbau dem Aufbau einer Motorwicklung mit zwei Phasen. Die beiden Wicklungsbereiche sind räumlich voneinander getrennt und magnetisch nur durch den Rotor und den Statorrückschluss gekoppelt (vgl. Abb.2.1(a)). In der permanentmagneterregten Synchronmaschine teilen sich die Phasen dagegen ein gemeinsames Blechpaket. Sie sind also über den Statorrücken und den Rotor magnetisch miteinander gekoppelt (vgl. Abb. 2.1(b)).

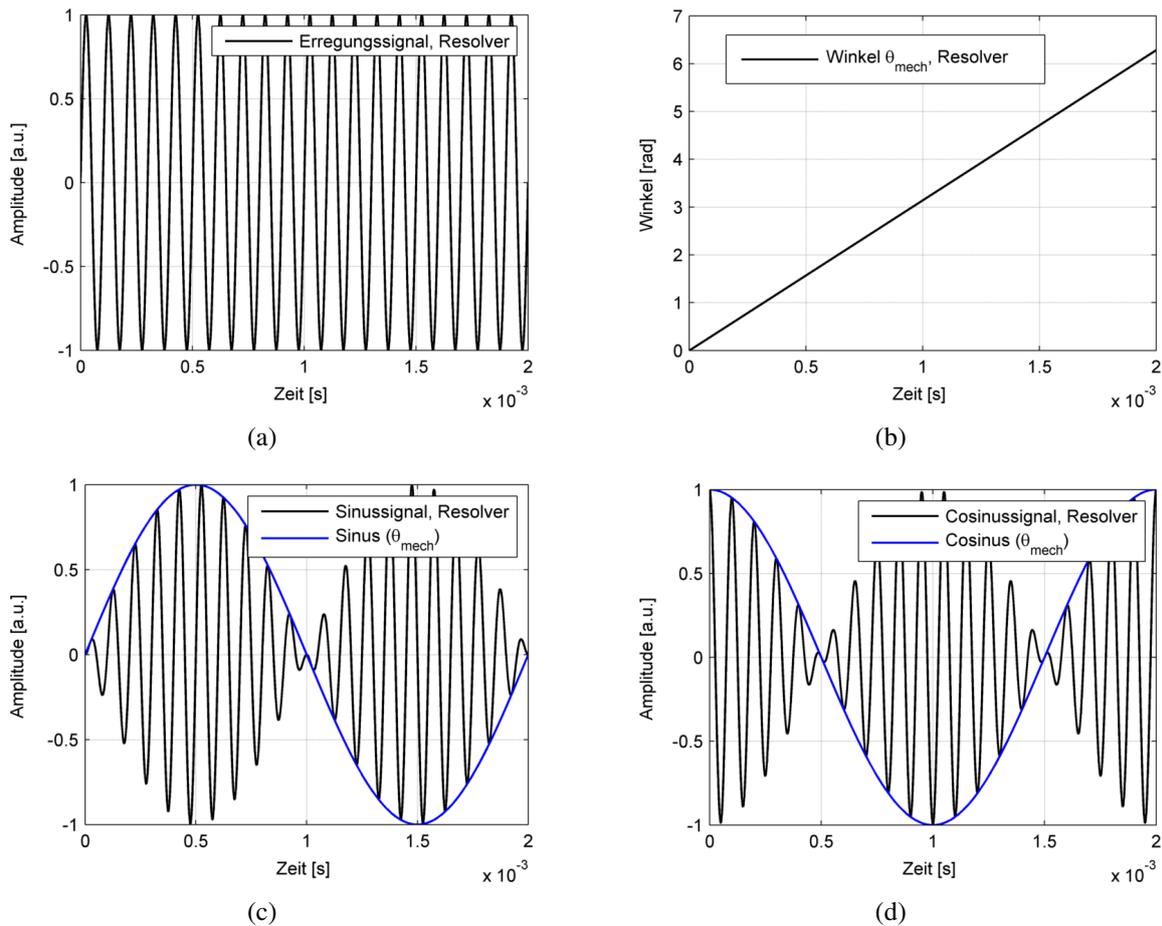


Abbildung 2.2.: Typische Signale eines Resolvers mit bewickeltem Rotor: Dargestellt werden die typischen Resolver Signale (Darstellung angelehnt an [2]): (a) Erregersignal, (b) mechanischer Resolverwinkel, (c) Sinussignal, (d) Cosinussignal.

Ein weiterer deutlicher Unterschied zwischen Resolver und PMSM besteht in der Verschaltung bzw. der Ansteuerung der Phasen. Im Gegensatz zu den nicht verbundenen Resolverphasen sind die Phasen des Motors üblicherweise in Stern- bzw. Dreieckskonfiguration verschaltet. Ihre Ansteuerung erfolgt in den meisten Fällen über einen dreiphasigen Zweipunkt-Pulswechselrichter mit eingepprägter Zwischenkreisspannung. Die mit Abstand häufigste Konfiguration ist die einer B6 Brückenschaltung (vgl. auch Kap. 5. [8]).

Die Erregerwicklung des Resolvers wird mit einer sinus- oder rechteckförmigen, hochfrequenten Spannung (typischerweise 2 kHz bis 10 kHz) angeregt. Insbesondere wird bei der magnetischen Erregung darauf geachtet, dass die erzeugten Magnetfelder in einem Feldstärkebereich liegen, in dem noch keinerlei magnetische Nichtlinearitäten im Blechpaket des Resolvers auftreten (vgl. auch Kap. 2.1 in [2], sowie [9]). Das magnetische Wechselfeld wird durch den Rotor 'nur' auf die Messwicklungen übertragen und in seiner Amplitude moduliert. Als Auswertegrößen bieten sich die Spannungen in den Messwicklungen an. Da die magnetische Erregung des Rotors mit einer Wechselspannung konstanter Amplitude

erfolgt, induziert sie in den Messwicklungen eine Spannung, deren Amplitude unabhängig von der Drehzahl der Welle ist. Die Amplituden der Spannungen in den Messwicklungen hängen somit nur vom Rotorwinkel ab. Dies bedeutet, dass die Position des Rotors auch im Stillstand auswertbar ist.

Für die PMSM muss an dieser Stelle umgedacht werden. Durch ihre Verschaltung und den Betrieb an einem spannungseinprägenden Wechselrichter werden alle Phasen erregt. Es ist somit nicht möglich die Phasenspannungen auszuwerten. Daher bleibt nur die 'natürliche' Systemantwort des Motors auf eine Spannungsanregung auszuwerten - nämlich die Phasenströme und ihre Änderungen.

Im Betrieb der PMSM überlagern sich eine Vielzahl von magnetischen Effekten, welche zu messbaren Strömen bzw. Stromänderungen führen. So überlagert sich das magnetische Feld, welches durch die Erregung der Phasen entsteht, mit dem Magnetfeld der Permanentmagneten des Rotors. Diese Überlagerung der Felder ist im einfachsten Falle additiv. Sie kann jedoch auch zu ausgeprägten nichtlinearen Effekten führen, dies gilt insbesondere für magnetisch hoch ausgenutzte elektrische Maschinen. Über die Wicklungsinduktivitäten der Phasen werden Vorgänge auf Magnetfeldebene zurück in elektrische Messgrößen überführt. Um diese Größen wiederum in eine zuverlässige Lageinformation zu transformieren, ist zunächst eine genauere Darstellung der Vorgänge im Motor sinnvoll.

2.2. Elektromagnetische Grundlagen der geberlosen Regelung von PMSM

In diesem Abschnitt wird zunächst die elektromagnetische Modellierung der permanentmagneterregten Synchronmaschine dargestellt, dabei wird auf die gängigen Modelle im dreiphasigen sowie in den zweiphasigen Koordinatensystemen eingegangen. Im Anschluss werden die für die geberlose Regelung wichtigen magnetischen Eigenschaften von permanentmagneterregten Synchronmaschinen vorgestellt. Dabei wird insbesondere auf die Nichtlinearität sowie die Hystereseeigenschaften des verwendeten weichmagnetischen Eisens eingegangen. Die Folgen dieser Eigenschaften für die elektrische Modellgröße der Induktivität werden diskutiert. Im Anschluss werden mit Hilfe von Zeigerdiagrammen die möglichen Informationsquellen für die Lageermittlung aus den elektrischen Messgrößen diskutiert.

2.2.1. Modellierung der PMSM

Die Rotorlagebestimmung bei einer permanentmagneterregten Synchronmaschine erfolgt anhand der Messung der Phasenströme und der Kenntnis der Phasenspannungen. Wie oben gezeigt, sind die induzierten Spannungen nicht direkt messbar, sie müssen aus den Klemmengrößen der Maschine bestimmt werden.

An dieser Stelle soll auf eine ausführliche Herleitung der jeweiligen Differentialgleichungen verzichtet werden. Für weiterführende Informationen und Herleitungen sei auf die Arbeiten

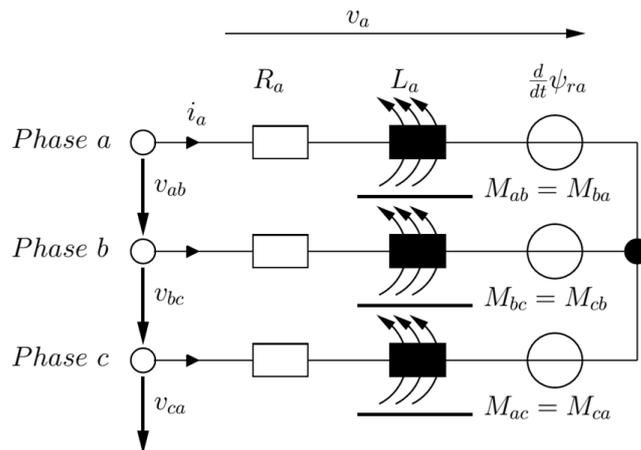


Abbildung 2.3.: Darstellung des dreiphasigen Ersatzschaltbildes der permanentmagneterregten Synchronmaschine in Sternschaltung. Der Sternpunkt ist wie üblich nicht angeschlossen.

von Wiedmann [10] (Kap. 2.1), Kellner [11] (Kap. 2.2) sowie die einschlägigen Lehrbücher [12, 13, 14, 15] verwiesen. Die Nomenklatur erfolgt entsprechend der im Anhang A vorgestellten Konvention.

Abbildung 2.3 zeigt das dreiphasige Ersatzschaltbild einer PMSM. Dargestellt sind jeweils die Stranggrößen Widerstand (R) und Induktivität (L). Die transformatorische Kopplung der Phaseninduktivitäten durch das Statorblech ist durch die Gegeninduktivität (M) zwischen zwei Phasen beschrieben. Aufgrund von Symmetrieüberlegungen gilt für die Gegeninduktivität zwischen zwei Phasen:

$$M_{ab} = M_{ba} \quad (2.2)$$

Die magnetische Kopplung zwischen dem Rotor und den Phasen bildet die Flussverkettung (Ψ_{rx}) ab. Die entsprechenden Differentialgleichungen (vgl. Gl. 2.3) werden aufgrund der guten Übersichtlichkeit in Matrixschreibweise dargestellt:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s^{3s} \cdot \mathbf{i}_s^{3s} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_s^{3s} \cdot \mathbf{i}_s^{3s}) + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_r^{3s} \quad (2.4)$$

Betrachtet man beispielsweise eine Zeigerdarstellung der Phasenströme im dreiphasigen Koordinatensystem (vgl. Abb. A.1), so wird deutlich, dass die drei phasenfesten Achsen (a, b, c) keine linear unabhängigen Basisvektoren für die Ebene darstellen. Eine äquivalente mathematische Beschreibung durch ein System aus orthonormalen Basisvektoren ist sinnvoll und vereinfacht die relevanten Differentialgleichungen. Der Übergang vom

dreiphasigen abc- ins zweiphasige α - β -Koordinatensystem erfolgt durch Anwendung der Clarke-Park-Transformation (vgl. Gleichung A.5) auf die Gleichung 2.4 bzw. 2.3:

$$\mathbf{T}_{PC} \cdot \mathbf{v}_s = \mathbf{T}_{PC} \cdot \left(\mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_s \cdot \mathbf{i}_s) + \frac{d}{dt} \psi_{rs} \right) \quad (2.5)$$

$$\mathbf{v}_s^s = \mathbf{R}_s^s \cdot \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_s^s \cdot \mathbf{i}_s^s) + \frac{d}{dt} \psi_r^s \quad (2.6)$$

Durch die Verwendung der bezugsgrößeninvarianten Clarke-Park-Transformation erhält man eine orthonormale, entkoppelte Beschreibung des Dreiphasensystems. Eine Rücktransformation zur dreiphasigen Beschreibung ist hierbei jederzeit durch die Anwendung der inversen Clarke-Park-Transformation möglich (vgl. hierzu Gleichung A.6), denn es gilt:

$$\mathbf{E}^3 \cdot \mathbf{v}_s = \mathbf{T}_{PC}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{PC} \cdot \mathbf{v}_s \quad (2.7)$$

Da das Modell der PMSM im abc-Koordinatensystem ein Drehstromsystem (also Wechselgrößen) abbildet, ist auch die orthonormale Beschreibung im α - β -Koordinatensystem eine Beschreibung durch Wechselgrößen.

Um eine möglichst einfache und anschauliche Regelung realisieren zu können, ist es wünschenswert, Gleichgrößen zu regeln. Daher hat sich zur Beschreibung der permanentmagneterregten Synchronmaschine das rotorfeste d-q-Koordinatensystem durchgesetzt (Feldorientierte Regelung vgl. auch [16]). Durch die Orientierung des Koordinatensystems an der Achse des Rotormagnetfelds (genauer gesagt am Nordpol des Rotors), werden sämtliche elektrische Größen des Modells der PMSM zu Gleichgrößen. Der Betrag der Gleichgröße im rotorfesten Koordinatensystem entspricht dabei der Amplitude der Wechselgrößen im statorfesten Koordinatensystem. Der Übergang vom α - β zum d-q-Koordinatensystem erfolgt dabei durch die Anwendung einer Drehung um den elektrischen Winkel φ_{el} (vgl. Gleichung A.1) auf die zweiphasige Beschreibung der permanentmagneterregten Synchronmaschine:

$$\mathbf{T}_{\varphi_{el}} \cdot \mathbf{v}_s^s = \mathbf{T}_{\varphi_{el}} \cdot \left(\mathbf{R}_s^s \cdot \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_s^s \cdot \mathbf{i}_s^s) + \frac{d}{dt} \psi_r^s \right) \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Für eine hinreichend kleine transformatorische Kopplung ($M_{dq} \leq 0.1 \cdot L_q$) wird diese komplett vernachlässigt [11]. Dies führt zur vereinfachten und weit verbreiteten Darstellung im rotorfesten Ersatzschaltbild (vgl. Abb. 2.4), dargestellt in Gleichung 2.10

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{bmatrix} -L_q \cdot i_q \\ L_d \cdot i_d \end{bmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Die Modellierung des inneren Drehmoments der permanentmagneterregten Synchronmaschine kann aus der Leistung im Luftspalt hergeleitet werden (vgl. [10] Kap. 2.2). An dieser Stelle soll nur die entsprechende Bestimmungsgleichung mit einer kurzen Plausibilisierung angegeben werden:

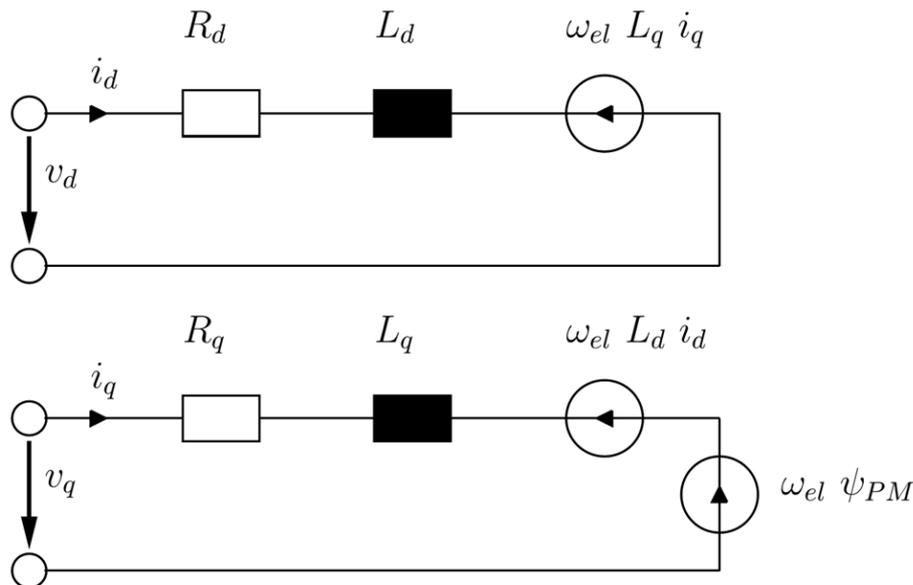


Abbildung 2.4.: Darstellung des zweiphasigen, rotorfesten Ersatzschaltbildes der permanentmagnetregten Synchronmaschine

$$T_{LS} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_q \cdot (\psi_{PM} + i_d \cdot (L_d - L_q)) \quad (2.11)$$

Der Faktor $\frac{3}{2}$ kann anschaulich durch das Weglassen der dritten Phase beim Übergang ins zweiphasige Koordinatensystem erklärt werden. Er berücksichtigt die im dritten Strang umgesetzte elektrische Leistung.

Im Rahmen dieser Arbeit wird das hier vorgestellte vereinfachte linearisierte Modell der permanentmagnetregten Synchronmaschine genutzt.

2.2.2. Magnetische Eigenschaften der PMSM

Die meisten Effekte, die mit der elektromagnetischen Modellierung der permanentmagnet-erregten Synchronmaschine beschrieben werden, beruhen auf der Interaktion der im Motor auftretenden Magnetfelder. Im Anschluss wird nun auf die einzelnen Magnetfelder (Phasen-, Stator- und Rotorfeld) und ihre Ursachen eingegangen. Die Überlagerung der einzelnen Felder wird diskutiert; insbesondere der Einfluss des sättigungsbehafteten Blechpakets auf die Überlagerung der Felder wird aufgezeigt. Die Effekte, die zur Entstehung von magnetischen Anisotropien führen, werden geschildert. Am Ende des Abschnitts wird auf die Eigenschaften von differentiellen und absoluten Induktivitäten eingegangen.

Die Überlagerung von Magnetfeldern kann zunächst als lineare Addition ihrer Vektorpotentiale behandelt werden (vgl. [17] Kap. 3.2.3 sowie 4.1.3). In einer vereinfachten linearisierten Modellvorstellung kann man die Überlagerung wie folgt auffassen: Die Ströme der einzelnen Phasen (a, b, c) aus Abbildung 2.3 führen zur Ausbildung von zunächst

drei separaten 'Komponenten'-Durchflutungen. In Abbildung 2.5 ist beispielhaft der Stator einer permanentmagneterregten Synchronmaschine dargestellt. Die Wicklungsbereiche der einzelnen Phasen sind abgebildet, die Richtung des Stromflusses in den einzelnen Wicklungsbereichen ist angedeutet, für jede Wicklung kann so das entstehende Magnetfeld berechnet bzw. gezeichnet werden. Durch die Überlagerung der drei Erregungen entsteht ein einziges Magnetfeld.

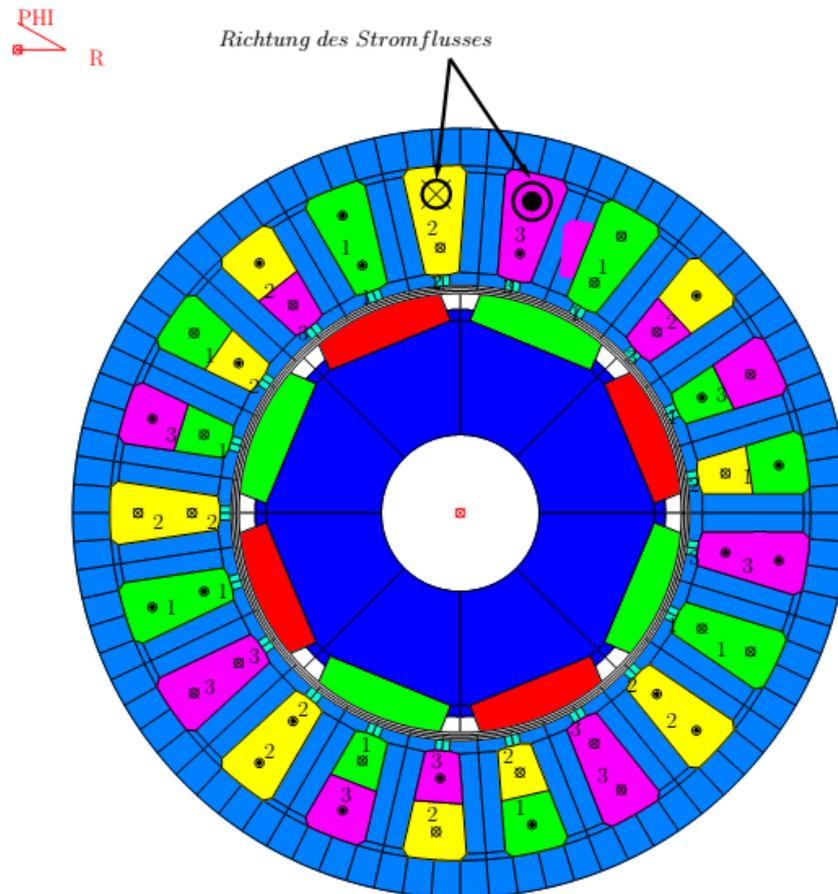


Abbildung 2.5.: Schnittdarstellung von Rotor und Stator des Motors. Abbild eines Stators einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Bruchlochwicklung. Dargestellt ist das Statorblechpaket (blau), bestehend aus dem Statorrückten mit den Statorzähnen und dem dreiphasigen Wicklungsschema (gelb, magenta, grün). Die Richtung des momentanen Stromflusses ist angedeutet. Zusätzlich zum Stator dargestellt ist das Rotorblechpaket (blau) mit den Permanentmagneten. Magnete mit außenliegendem Nordpol werden rot, Magnete mit außenliegendem Südpol sind grün dargestellt.

Wird auch der Rotor mit in die Überlegungen einbezogen (Abb. 2.5), dann folgt, dass außer den drei Phasen- bzw. Strangmagnetfeldern auch noch das Magnetfeld der Permanentmagnete zum Gesamtfeld mit beiträgt. In Abbildung 2.6(a) sind die Feldlinienverläufe der Rotormagnete für einen unbestromten Motor eingezeichnet. Man kann erkennen, dass

sich die Feldlinien der Magnete über den Luftspalt hinweg, durch die nächstliegenden Statorzähne und über den Statorrücken schließen. Dieses Verhalten kann mit den Permeabilitäten der jeweiligen Materialien erklärt werden. Das Rotorblech stellt im Vergleich zu der umgebenden Luft ($\mu_r \approx 1$), dem Kupfer ($\mu_r \approx 1$) in den Nuten und den Permanentmagneten ($\mu_r \approx 1$) einen exzellenten magnetischen Leiter dar ($\mu_r \gg 1$) (vgl. [13] Kap. 1.2 sowie [18] Kap. 2.1).

Die Überlagerung der einzelnen Magnetfelder verändert das Gesamtmagnetfeld (bzw. das entsprechende Vektorpotential) in Betrag und Richtung. Geht man nun von linearen Materialeigenschaften für die verwendeten Materialien (Rotorblech, Luft, Permanentmagnete, Kupfer) aus, so führen die unterschiedlichen Permeabilitäten zu einer zusätzlichen lokalen Veränderung des Magnetfeldverlaufs. Das Magnetfeld muss aus Gründen des zweiten Hauptsatzes der Thermodynamik entlang des geringsten magnetischen Widerstandes verlaufen. Die Feldlinien verlaufen so durch den Statorrücken und die Statorzähne in Abb. 2.6(a), anstatt sich über eine geometrisch kürzere Strecke im Luftspalt bzw. in der Wicklung zu schließen.

Bezieht man nun den Verlauf des Rotormagnetfeldes auf das rotorfeste Koordinatensystem, so fallen die Feldlinien im Luftspalt prinzipiell mit dem Verlauf der d-Achse zusammen (vgl. Definition der Koordinatensysteme Kap. A.2). Wird nun durch die Wicklung des Motors ein Magnetfeld in q-Richtung erzeugt, so laufen die Feldlinien genau zwischen den Permanentmagneten durch den Luftspalt. Da die Permeabilität der Magnete ähnlich der Permeabilität von Luft ist, wird die magnetische Luftspalthöhe im Bereich der Magnete um die Höhe der Permanentmagnete erweitert. Aufgrund des Eisens zwischen den Magneten ist der effektive Luftspalt an dieser Stelle wesentlich schmaler als der Luftspalt der d-Achse. Somit ist die Reluktanz des Feldpfades entlang der d-Achse im Vergleich zu dem Feldpfad entlang der q-Achse erhöht. Da im elektrischen Ersatzschaltbild das komplette magnetische Verhalten des Motors mit der Hilfsgröße der Phaseninduktivität (vgl. Abb. 2.4) beschrieben wird, muss sich dieser Reluktanzunterschied in einer Ungleichheit der Phaseninduktivitäten L_d und L_q ausdrücken. Da sich die Induktivität umgekehrt proportional zur Reluktanz verhält, ist im allgemeinen die Induktivität entlang der d-Achse kleiner als die entlang der q-Achse. In Abbildung 2.6(b) sind die entsprechenden Reluktanzpfade illustriert. Diese Eigenschaft wird magnetische Anisotropie genannt.

In der Realität zeichnen sich ferromagnetische Materialien wie z.B. Elektroblech durch ausgeprägt nichtlineares Verhalten aus. Dies kann durch die Ausrichtung von magnetischen Dipolen auf atomarer Basis erklärt werden. Dieser Vorgang entspricht einer Speicherung von magnetischer Feldenergie im Material. Sind sämtliche Dipole des Materials ausgerichtet, kann keine weitere Energie durch ihre Ausrichtung gespeichert werden, das Material ist gesättigt. Dieses Verhalten führt zu einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke $H \left[\frac{A}{m} \right]$ und magnetischer Flussdichte $B [T]$. Für ein typisches Elektroblech vom Typ M 330-35 A ist der Verlauf für die Flussdichte bzw. für die Permeabilität in Abhängigkeit der Magnetfeldstärke aufgetragen (vgl. Abb. 2.7, [20]). Die genaue theoretisch physikalische Formulierung dieses Phänomens soll an dieser Stelle nicht wiedergegeben werden, es wird auf einschlägige Literatur verwiesen (Kap. 3.4.2 in [17]). Neben der Nichtlinearität durch das Sättigungsverhalten existiert in ferromagnetischen Materialien als

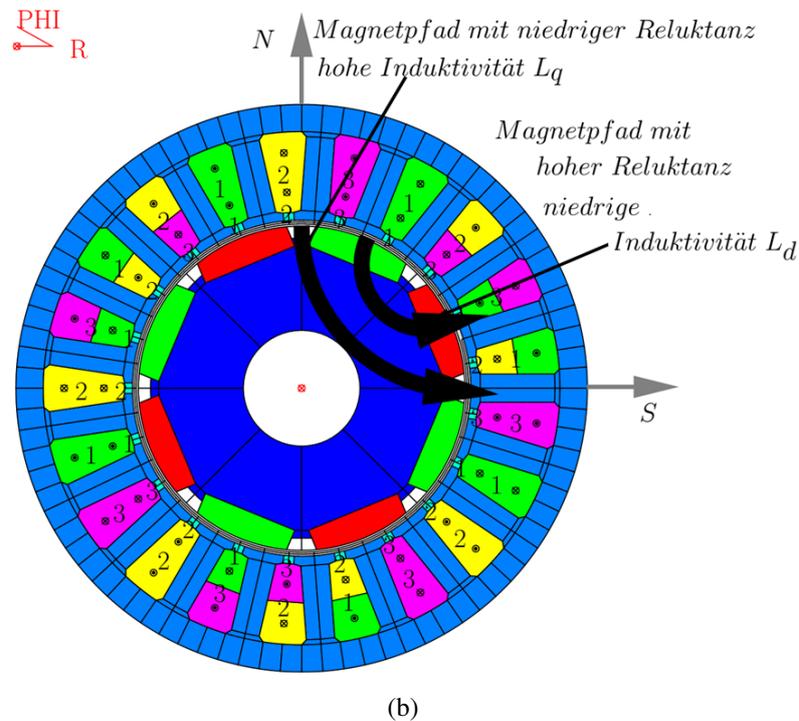
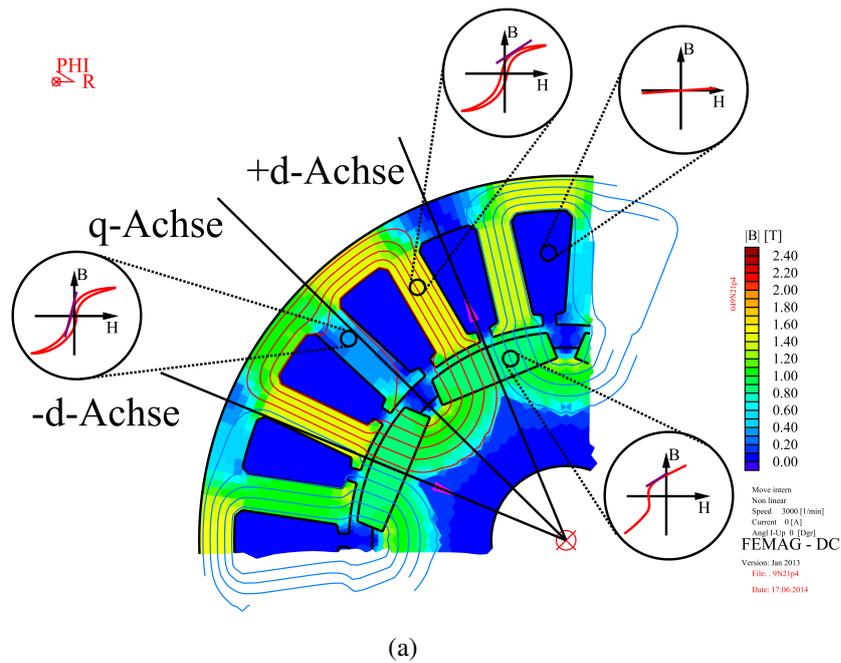


Abbildung 2.6.: (a) Darstellung des Feldlinienverlaufs und der magnetischen Flussdichte für einen stromlosen Motor. Die Berechnung erfolgte mit Hilfe des Programms FEMAG DC. Die Achsen des läuferfesten Koordinatensystems sind eingezeichnet. Die magnetischen Eigenschaften der jeweiligen Materialbereiche sind angedeutet. (b) Darstellung des magnetischen Widerstands (Reluktanz) für die Magnetfeldkomponenten in d- bzw. q-Richtung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Darstellung angelehnt an [19].

weitere Nichtlinearität noch der Effekt der Hysterese (vgl. auch [21, 13, 22]).

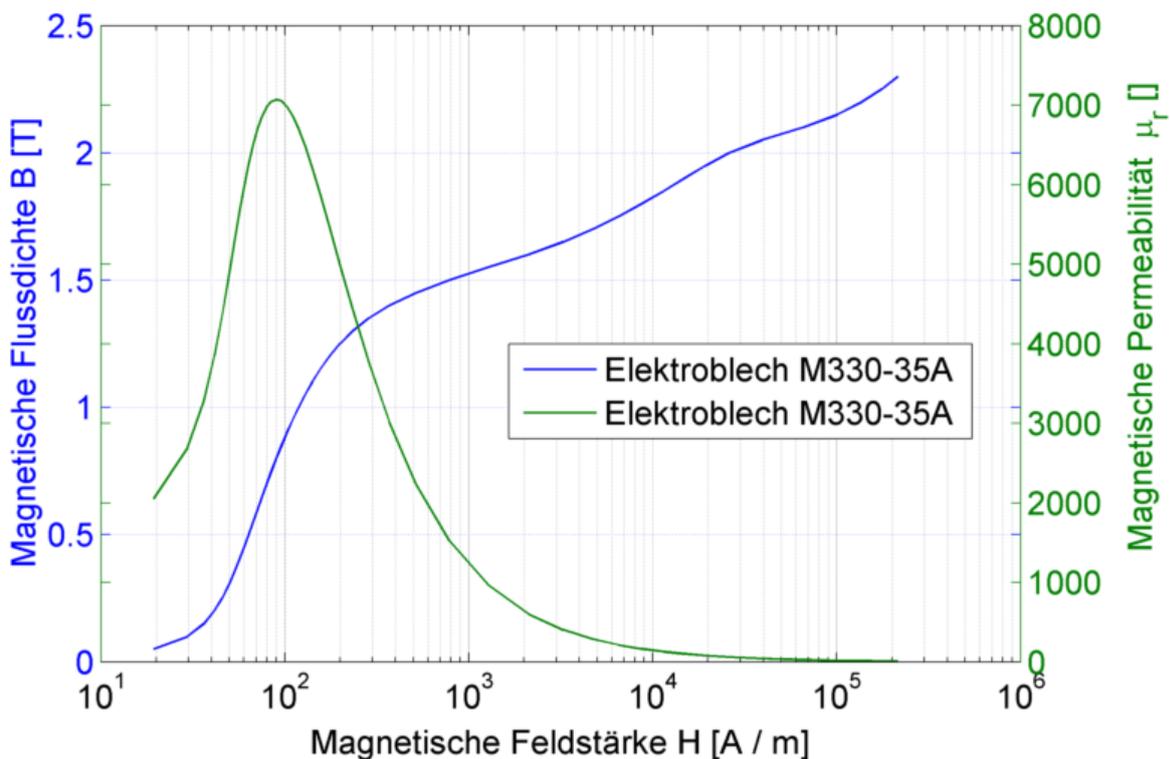


Abbildung 2.7.: Dargestellt sind die Materialeigenschaften eines typischen Elektroblechs. Aufgetragen ist auf der linken Achse die magnetische Flussdichte in [T] über der Magnetfeldstärke $[\frac{A}{m}]$. Auf der rechten Achse ist die magnetische Permeabilität über der Magnetfeldstärke aufgetragen [20].

Die magnetische Permeabilität wird somit zu einer Materialeigenschaft, welche von der Summe der Magnetfeldstärken abhängt. Dies bedeutet, dass die Überlagerung der einzelnen Magnetfelder der permanentmagneterregten Synchronmaschine nicht mehr als linear angesehen werden kann (vgl. Gleichung 2.12).

$$\vec{B}(\vec{H}_1 + \vec{H}_2) \neq \vec{B}(\vec{H}_1) + \vec{B}(\vec{H}_2) \quad (2.12)$$

Die lokale Permeabilität hängt von der lokalen Überlagerung der Magnetfelder und der lokalen Sättigung des Elektroblechs ab. Dies kann zu Verschiebungen im Feldverlauf führen. Beispielsweise, wenn sich das Magnetfeld von stark gesättigten Bereichen zu benachbarten weniger gesättigten Materialbereichen verschiebt. Die Feldlinien schließen sich so über einen magnetisch eigentlich nicht vorteilhaften Weg (vgl. auch Zahnentlastung Kap. 2.4.2 [23]).

In Abbildung 2.6(a) ist ein Teil des Motors aus Abb. 2.6(b) vergrößert dargestellt und um die Achsen des rotorfesten Koordinatensystems erweitert. Die Abbildung 2.6(a) zeigt auch eine Falschfarbendarstellung der räumlichen Verteilung des Betrags der magnetischen Flussdichte. Weiterhin ist das magnetische Verhalten der jeweiligen Materialbereiche angedeutet. Im

Wicklungsbereich gilt ein linearer Zusammenhang von Flussdichte und Magnetfeld, ähnlich wie im Luftspalt. Den Permanentmagneten ist ihre Magnetisierungskurve zugeordnet. Diese ist im Arbeitsbereich praktisch linear (keine dauerhafte Entmagnetisierung durch Strombelastung des Stators). Der Arbeitspunkt ist durch eine Tangente der Magnetisierungskurve dargestellt. Für das Blechpaket im Stator ist das Sättigungs- und Hystereseverhalten mit dargestellt und der jeweilige Arbeitspunkt eingetragen. Betrachtet man nun die Bereiche unterschiedlicher Flussdichte, so fällt auf, dass die Höhe der magnetischen Flussdichte stark über dem Verlauf des Stator- und Rotorblechpaketes streut. Somit ist im Normalbetrieb alleine das Materialverhalten des Blechpaketes für die Nichtlinearität verantwortlich.

Weiterhin ist aus der Darstellung ersichtlich, dass die Periodizität der Statorzähne nicht zu der Periodizität der Permanentmagnete passt (vgl. die Stellung der positiven und negativen d-Achse im Bezug zur Zahnmitte des nächsten Rotorzahns). Man spricht hier von einer Bruchlochwicklung [23]. Die Folge dieser nicht vorhandenen Rotationssymmetrie ist, dass sich für jede elektrische Rotorstellung im Stator eine typische Magnetfeld- bzw. Flussdichteverteilung ausbildet. Diese weist nicht die gleiche Periodizität wie die Rotormagnete auf. Somit wird der Flusspfad für die Magnetfelder in d- und q- Achse von der Rotorlage abhängig, d. h. die magnetische Reluktanz einer Phase variiert mit der Drehung des Rotors. (Dies gilt auch für eine kleine Lochzahl ohne Bruchlochwicklung.) Gleiches gilt für die entsprechenden Induktivitäten. Dieses Verhalten bleibt auch für eine Strombelastung des Stators bestehen. Durch die Überlagerung des Stator- und Rotorfeldes verschiebt sich die Feldverteilung allerdings in Richtung und Betrag. Eine gute und weitverbreitete Methode, dieses Verhalten mathematisch greifbar zu machen, ist die der Finiten Elemente Analyse [24]. Allerdings erfordern die nichtlinearen Materialeigenschaften einen relativ hohen rechnerischen Aufwand [25]. Sodass unterschiedliche Näherungsverfahren zur Abbildung bzw. Berechnung der Nichtlinearitäten existieren. Je nach Fragestellung eignen sich unterschiedliche Algorithmen für die Berechnung, welche dann ausgewählt werden müssen.

In Abbildung 2.6(a) ist die Lageabhängigkeit der Flussdichteverteilung deutlich zu erkennen. Neben dieser Ortsabhängigkeit kann eine weitere Abhängigkeit identifiziert werden. Abbildung 2.7 zeigt die Veränderung der Flussdichte des Elektrolechs in Abhängigkeit der Magnetfeldstärke und damit die Abhängigkeit vom Maschinenstrom. Daraus ergibt sich ein typischer stromabhängiger Verlauf der differentiellen Phaseninduktivitäten wie er in Abb. 2.8 dargestellt ist (Definition vgl. Seite 15 und Gleichungen 2.14, 2.15). Die Induktivität bildet das magnetische Verhalten einer Spule in elektrische Messgrößen ab. Allgemein gilt das Faradaysche Gesetz:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \quad (2.13)$$

Bezogen auf eine Phase kann es wie folgt geschrieben werden:

$$v = -\frac{d}{dt}(\Phi) = -\frac{d}{dt}(L \cdot i) = -\left(L \cdot \frac{d}{dt}i + i \cdot \frac{d}{dt}L\right) = -\left(L + i \cdot \frac{dL}{di}\right) \cdot \frac{d}{dt}i \quad (2.14)$$

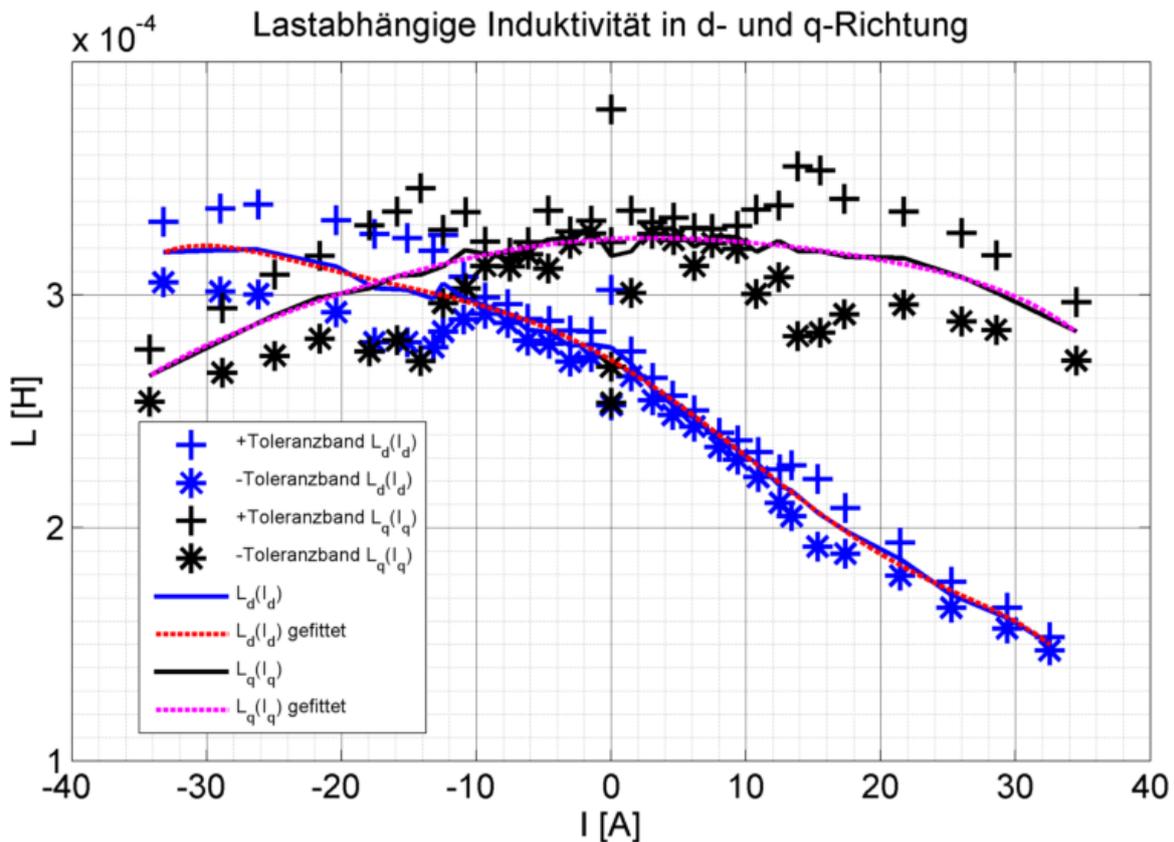


Abbildung 2.8.: Messung der differentiellen Phaseninduktivität für eine PMSM. Die Phaseninduktivität ist über dem jeweiligen Phasenstrom aufgetragen.

Für einen im zeitlichen Mittel konstanten Strom ($\bar{i} = konst.$) kann die folgende Vereinfachung getroffen werden:

$$v = - \left(L + \bar{i} \cdot \frac{dL}{di} \right) \cdot \frac{d}{dt} i = -L_t \cdot \frac{d}{dt} i \quad (2.15)$$

Das Induktionsgesetz legt zwei unterschiedliche Messmethoden für die Induktivität nahe:

- Messung der Kleinsignaleigenschaften in einem Arbeitspunkt, d.h. die Messung der Tangenteninduktivität. Dies bedeutet, dass eine Induktivität mit einem Strom belastet wird und ein im Vergleich zur Strombelastung kleiner Stromrippel aufgeprägt wird. i ändert sich damit in so engen Grenzen, dass der Term $\frac{dL}{di}$ in Gleichung 2.14 zu einer von Null verschiedenen Konstanten wird. Falls weiterhin ein stationärer Maschinenstrom vorherrscht, kann eine Vereinfachung entsprechend Gleichung 2.15 vorgenommen werden. Dies bedeutet, dass die Induktivität zusammen mit der konstanten Stromableitung der Induktivität und dem Mittelwert des Maschinenstroms zu einer neuen Konstanten zusammengefasst werden, der Tangenten- oder differentiellen Induktivität. Der Betrag der unter diesen Bedingungen ermittelten Induktivität entspricht der differentiellen Induktivität L_t . Er kann somit aus der Auswertung der Stromsteigung $\frac{d}{dt} i$ und dem Spannungsabfall v bestimmt werden (vgl. Abb. 2.9, nach [26]).

- Messung der Großsignaleigenschaften für einen Belastungszustand, d.h. Messung der Sekanteninduktivität. Bei dieser Messung wird ein Stromsprung aus dem lastfreien Zustand in den relevanten belasteten Zustand in die Induktivität eingepreßt. Entsprechend der Gleichung 2.16 wird der Betrag der Induktivität durch die Auswertung der Differenzgleichung ermittelt (vgl. Abb. 2.9, nach [26]).

$$v = -L_s \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.16)$$

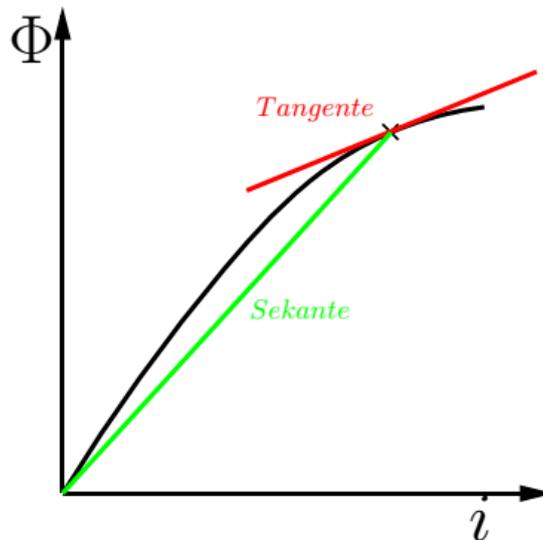


Abbildung 2.9.: Darstellung der Sekante und der Tangente des stromabhängigen Flussverlaufs einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Dies entspricht der Sekanten- und Tangenteninduktivität der Maschine. (Abbildung angelehnt an [26].)

Dies bedeutet, dass die Induktivität als elektrische Ersatzgröße des magnetischen Verhaltens einer Spule nicht eindeutig ist. So ist die Tangenteninduktivität relevant für die Spannungsgleichungen 2.10 und damit auch lageabhängig [26].

2.2.3. Lageinformation der PMSM

Nachdem nun die hier relevanten Zusammenhänge zwischen den magnetischen und elektrischen Eigenschaften von permanentmagneterregten Synchronmaschinen erläutert sind, kann die Frage nach der Lageinformation in permanentmagneterregten Synchronmaschinen aus Kap. 2.1 wieder aufgegriffen werden. Ein Zeigerdiagramm (vgl. Abbildung 2.10) einer permanentmagneterregten Synchronmaschine bei drehender Welle gibt Aufschluss über die elektrischen Signale, welche Lageinformationen enthalten.

Entsprechend der Definition der d-Achse liegt der magnetische Fluss der Permanentmagnete in der d-Achse. Folgt man weiter dem Faradayschen Gesetz (Gleichung 2.13) so wird durch

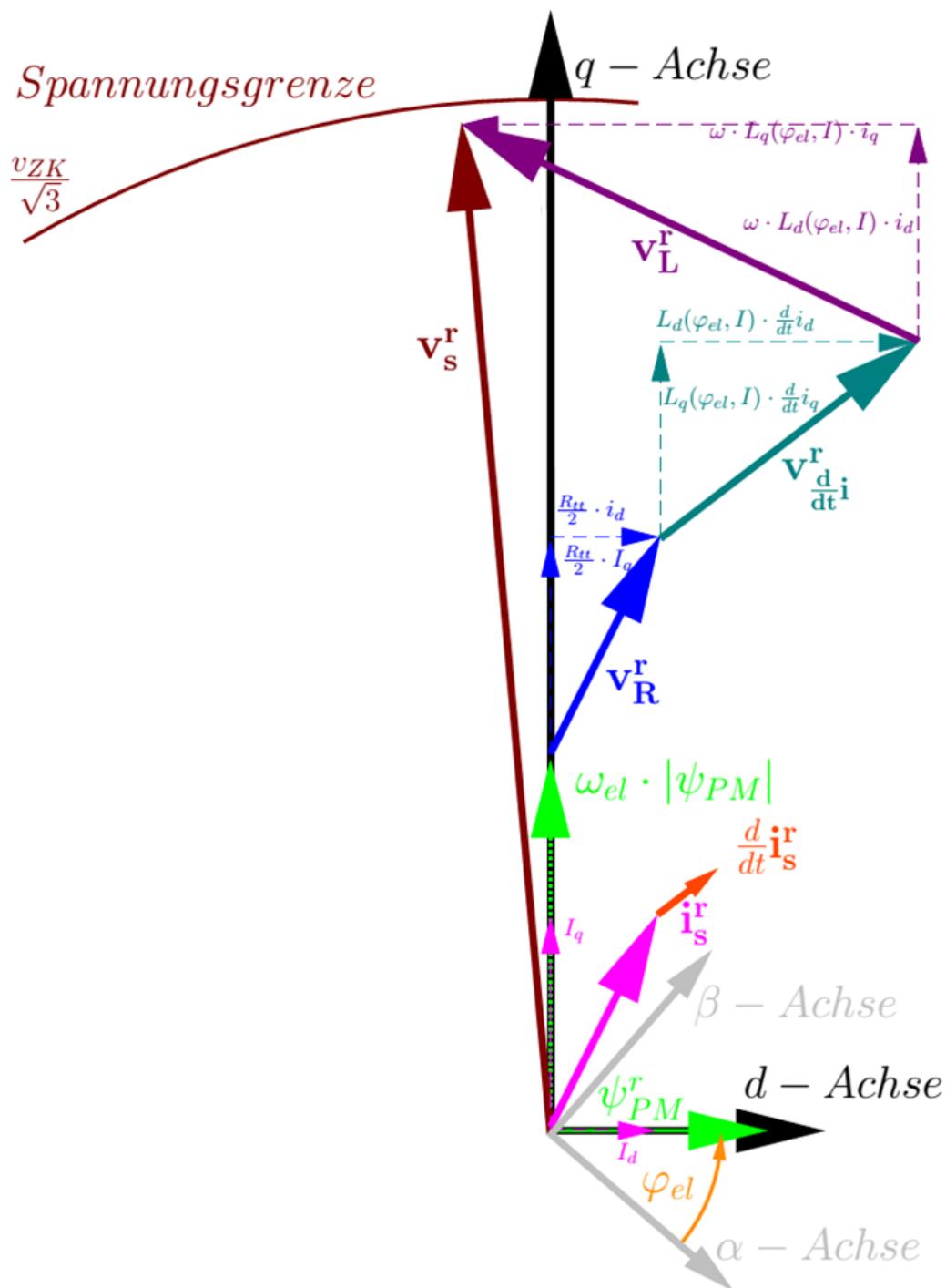


Abbildung 2.10.: Zeigerdiagramm einer permanentmagneterregten Synchronmaschine im drehenden Betrieb bei sich veränderndem Strom. Die Darstellung der elektrischen Größen bezieht sich auf das rotorfixe Koordinatensystem. Das statorfixe Koordinatensystem ist zur Verdeutlichung mit angedeutet.

die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses eine Spannung induziert, die gegenüber ihrer Ursache um 90° voreilt. In diesem Fall entspricht die Rotation der Permanentmagnete der zeitlichen Änderung. Bezogen auf das d-q-Koordinatensystem bedeutet dies, dass in Richtung der q-Achse eine Spannung entsprechend Gleichung 2.17 induziert wird. Sie ist direkt proportional der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} und zeigt immer in die Richtung der q-Achse. Mit ihrer Hilfe kann eindeutig auf die elektrische Lage des Rotors zurückgeschlossen werden. Eine Vielzahl von Verfahren nutzt die Berechnung der EMK zur Lageidentifikation des Rotors aus den Strom- und Spannungssignalen der permanentmagneterregten Synchronmaschine.

$$v_{EMK} = \omega_{el} \cdot \Psi_{PM} \quad (2.17)$$

Eine weitere Spannungskomponente, welche Positionsinformation enthält, ist der Spannungsabfall v_L der durch die synchrone Drehung des Stromzeigers mit dem Rotor entsteht. Wie in Kapitel 2.2.2 gezeigt, enthalten die Phaseninduktivitäten L_d und L_q ebenfalls die benötigte Lageinformation, um die permanentmagneterregte Synchronmaschine selbst als Lagegeber nutzen zu können. Wie die EMK ist v_L direkt proportional zur elektrischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors (vgl. Gl.2.18). Die Spannungsberechnung ist jedoch nicht auf so einfache Art und Weise möglich wie die der EMK, da die Orts- und Stromabhängigkeit der differentiellen Induktivitäten mit in die Rechnung eingehen.

$$v_L = v_{s,L}^r = \omega_{el} \cdot \mathbf{L}_s^r(i, \varphi_{el}) \cdot \mathbf{i}_s^r \quad (2.18)$$

Beide Spannungssignale (EMK und v_L) haben jedoch einen großen Nachteil, nämlich ihre direkte Proportionalität zur Winkelgeschwindigkeit. Dies bedeutet, dass diese Spannungssignale im Stillstand verschwinden; eine Positionsbestimmung ist damit für den Stillstand nicht möglich. Die Stillstandsproblematik wird an einem Zeigerdiagramm einer bestromten permanentmagneterregten Synchronmaschine deutlich, vgl. Abb. 2.11.

Der Spannungsabfall, der über den Induktivitäten durch die zeitliche Änderung des Stromes in einem Lastpunkt entsteht, ist nicht durch diesen Nachteil gekennzeichnet (vgl. Gleichung 2.19).

$$\mathbf{v}_{\frac{d}{dt}i} = \mathbf{v}_{s,\frac{d}{dt}i}^r = \mathbf{L}_s^r(i, \varphi_{el}) \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^r \quad (2.19)$$

Zur Lagebestimmung des Rotors im Stillstand, eignet sich der stromänderungsinduzierte Spannungsabfall über den Phaseninduktivitäten. Um eine Signalauswertung der entsprechenden Spannung zu gewährleisten, muss zu jeder Zeit eine nennenswerte Stromänderung vorhanden sein. Bei gut eingestellten Stromreglern liegt eine vom Messrauschen unterscheidbare, von Null verschiedene Stromänderung im Umrichterbetrieb der permanentmagneterregten Synchronmaschine nur im instationären Betrieb vor. Dies gilt für Umrichter mit regulärer Stromwertabtastung (vgl. auch Regular-Sampling Verfahren Kapitel 3.1). Soll die änderungsinduzierte Spannung also zur Bestimmung der Rotorlage genutzt werden, muss eine Stromänderung erzwungen werden. Hierfür eignet sich eine Anregung, die im zeitlichen Mittel keinen Stromfluss hervorruft und somit keine bleibende Regelabweichung

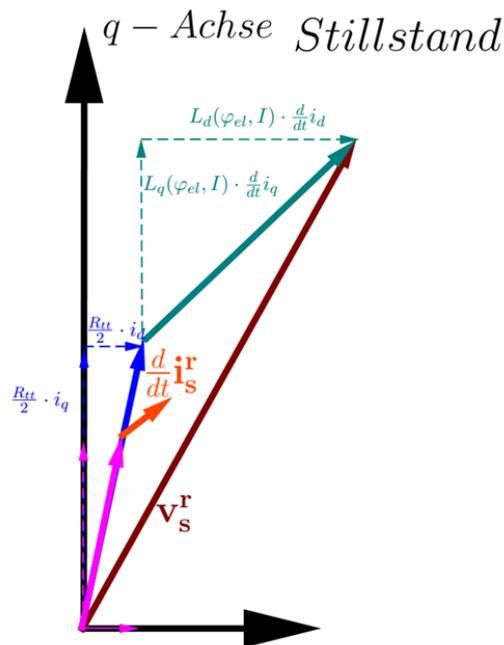


Abbildung 2.11.: Zeigerdiagramm einer stillstehenden permanentmagneterregten Synchronmaschine. Die Darstellung der elektrischen Größen bezieht sich auf das rotorfixe Koordinatensystem.

provoziert. Zum jeweiligen Messzeitpunkt muss die Stromänderung allerdings von Null verschieden und messbar sein.

Eine der Reglerausgangsspannung superponierte hochfrequente Spannung bietet diese Möglichkeit; auf sie wird in Kapitel 2.3.3 genau eingegangen. Diese hochfrequente Spannung kann durchaus mit dem Anlegen der sinusförmigen Spannung an die Erregerwicklung des Resolvers verglichen werden. Die Frage, ob eine PMSM also auch einen Resolver darstellt, kann an dieser Stelle positiv beantwortet werden, solange man bedenkt, dass die Auswertung der Lageinformation der permanentmagneterregten Synchronmaschine die Berücksichtigung einer Vielzahl nichtlinearer Effekte erforderlich macht. Zudem sind bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine die Erregerwicklung und die Messwicklung identisch. Die aus diesen Erkenntnissen ableitbaren Anforderungen an die Messwerterfassung und die erregende Leistungselektronik sollen im folgenden Kapitel geklärt werden.

2.3. Das Arbitrary Injection Verfahren

Als Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage aus dem stromänderungsinduzierten Spannungsabfall wird in dieser Arbeit das 'Arbitrary Injection' - Verfahren genutzt. Es entwickelte sich aus einem geberlosen Regelungsverfahren im Bereich der prädiktiven Drehmomentregelung [27]. Das Verfahren wurde dann in den Bereich der feldorientierten Regelung übertragen und weiterentwickelt [28].

2.3.1. Grundidee des Arbitrary Injection Verfahrens

Die grundlegende Idee des Verfahrens beruht auf dem Vergleich eines Modells einer idealen, vollständig isotropen permanentmagneterregten Synchronmaschine mit der Vermessung einer realen, schenkligigen permanentmagneterregten Synchronmaschine. Das ideale Motormodell wird mit den Ausgangsspannungen des realen Umrichters beaufschlagt. Die Strom-, Drehmoment- und Drehzahlantwort des Modells werden berechnet. Aus dem Vergleich der Stromantwort des Modells mit der Stromantwort des realen Motors kann dann auf die Rotorlage des realen Motors zurückgerechnet werden.

Einige der Vorteile des Verfahrens lassen sich schon direkt aus der zentralen Idee des Verfahrens ableiten. So ist das Verfahren relativ unempfindlich gegen die üblichen Produktionsschwankungen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen, die im zweistelligen Prozentbereich liegen. Man kann diese Unempfindlichkeit davon ableiten, dass das Verfahren vollständig frei von Maschinenparametern betrieben werden kann [29], solange der Oberwellenanteil der Maschinen nicht zu groß wird [30]. Möglich wird diese Parameterfreiheit durch die Tatsache, dass die Vektoren der Stromänderung und des induktiven Spannungsabfalls einer idealen isotropen Maschine parallel sind. In Abbildung 2.12(a) wird dies deutlich.

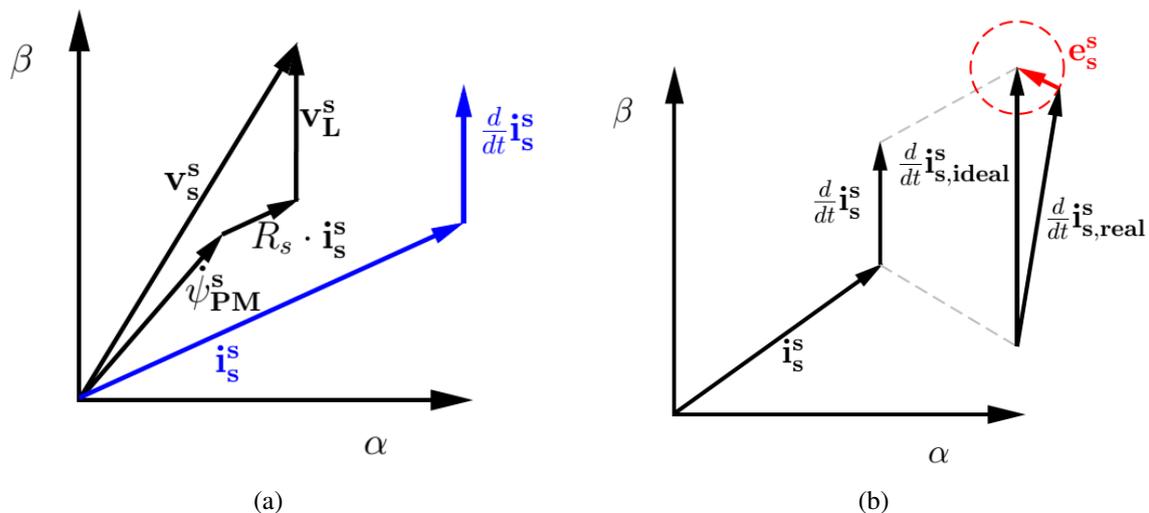


Abbildung 2.12.: (a) Dargestellt ist das Zeigerdiagramm der relevanten Spannungen einer idealen isotropen permanentmagneterregten Synchronmaschine im statorfesten zweiphasigen Koordinatensystem. Deutlich ist zu erkennen, dass der Vektor des induktiven Spannungsabfalls v_L^s parallel zu dem Vektor der zeitlichen Änderung $\left(\frac{d}{dt}\right)$ des Stromzeigers i_s^s steht. (b) zeigt die Verhältnisse an einer realen Maschine. Auch bei idealer Abtastung und Messwertwandlung besteht eine Abweichung des realen zum idealen Stromänderungsvektor. Aus diesem 'Vorhersagefehler' e_s^s kann die Lage des Rotors ermittelt werden. Abbildungen nach [27]

Wird nun das ideale Zeigerdiagramm mit dem einer realen Maschine verglichen, so fällt eine Abweichung auf: Der Zeiger der Stromänderung ist nicht exakt parallel zum induktiven Spannungsabfall (vgl. Abb. 2.12(b)). Auch bei idealer Abtastung und Messwertwandlung bleibt ein Unterschied dieser Vektoren bestehen, der aus der Differenz von L_d und L_q resultiert. Dieser Vorhersagefehler e_s^s rotiert für eine elektrische Umdrehung des Rotors zweimal um die Spitze der Stromänderung. Die Richtung des Fehlers ist mit der Richtung der Rotoranisotropie φ_{AnIso} über folgende Beziehung verknüpft (Herleitung vgl. [27]):

$$e_s^s = Y_\Delta \begin{bmatrix} \cos \varphi_{AnIso} & \sin \varphi_{AnIso} \\ \sin \varphi_{AnIso} & -\cos \varphi_{AnIso} \end{bmatrix} \cdot v_L^s \quad (2.20)$$

unter Y_Δ ist hierbei der Admittanzunterschied zwischen idealer und schenkkliger Maschine zu verstehen (vgl. Kapitel 2.3.2). Es gilt weiterhin folgende Identität:

$$2\varphi_{el} = \varphi_{AnIso} \quad (2.21)$$

Um nun die Rotorlage einer permanentmagneterregten Synchronmaschine nach dem Arbitrary Injection Verfahren auswerten zu können, muss der Winkel φ_{AnIso} bestimmt werden.

Die Grundlage für die Berechnung der Rotorlage bildet der Vorhersagefehler e_s^s 2.12(b). Der Vorhersagefehler wird in Gleichung 2.20 mit Hilfe der Rotoranisotropie Y_Δ definiert. Im Regelfall ist die Rotoranisotropie, wie in Kap. 2.2 beschrieben, abhängig von der Rotorlage, der Strombelastung etc. . Neben der direkten Berechnung entsprechend seiner Definition aus der Gleichung 2.20 kann e_s^s auch indirekt berechnet werden. Dazu werden die Stromänderungen von einem idealen berechneten isotropen Motormodell mit den Stromänderungen der gemessenen anisotropen Realität verglichen (vgl. Gl. 2.22). Auf das isotrope Motormodell wird in Kapitel 2.3.2 explizit eingegangen.¹

$$e_s^s = i_{s,real}^s - i_{s,ideal}^s = i_{s,\Delta+\Sigma}^s - i_{s,\Sigma}^s \quad (2.22)$$

Dies bedeutet, dass für jeden Abtastschritt ein aktualisiertes Modell der idealen Maschine zur Verfügung stehen muss. Im Modell müssen die Eisensättigung des Blechpakets und wegen der Stromabhängigkeit des Statorfeldes auch der aktuelle Maschinenstrom berücksichtigt werden. Als seine Eingangsgrößen dienen die tatsächlichen Umrichter Ausgangsspannungen (vgl. Kap. 3.2), welche die Stromantwort des Motors hervorrufen sowie die gemessenen Phasenströme.

Zur Ermittlung der notwendigen Dynamik des Motormodells müssen die Dynamik der Magnetfeldänderung und die Dynamik der elektrischen Größen zum Vergleich herangezogen werden. Die Änderung des Magnetfelds kann im Vergleich zur elektrischen Zeitkonstante des Motors (typischerweise $0.5 \cdot \dots \cdot 10$ ms) als unendlich schnell betrachtet werden. Messbare Veränderungen der elektrischen Belastung des Motors sind spätestens nach einem Drittel der Zeitkonstante feststellbar. Die Aktualisierung des Modells sollte also idealerweise im

¹Definition von Y_Σ siehe Gleichung 2.25. Definition von Y_Δ siehe Gleichung 2.26.

Reglertakt erfolgen, aufgrund der Größe der elektrischen Zeitkonstante kann eine Filterung mit einer entsprechenden Zeitkonstante toleriert werden.

Um nun die tatsächliche Rotorlage ermitteln zu können, muss der Vorhersagefehler zusammen mit dem Spannungszeigerdiagramm aus 2.12(a) ausgewertet werden. Dazu werden die Komponenten des Vorhersagefehlers mit den Komponenten der anliegenden Spannung verrechnet, indem die Gleichung 2.20 nach dem Winkel φ_{Aniso} aufgelöst wird (Herleitung bzw. ausführliche Rechnung in [27]):

$$\varphi_{el} = 0.5 \cdot \varphi_{Aniso} = 0.5 \cdot \arctan \left(\frac{v_{L\alpha} e_{\beta} + v_{L\beta} e_{\alpha}}{v_{L\alpha} e_{\alpha} - v_{L\beta} e_{\beta}} \right) \quad (2.23)$$

Für diese Umformung darf Y_{Δ} als Konstante angesetzt werden, welche Einfluss auf die Länge der Vektoren aus Abb. 2.12(a) hat, deren Richtungen aber nicht verändert. Da hier die Auswertung der Richtungen der Vektoren von Bedeutung ist, kann eine unbekannte Konstante wie Y_{Δ} gut toleriert werden.

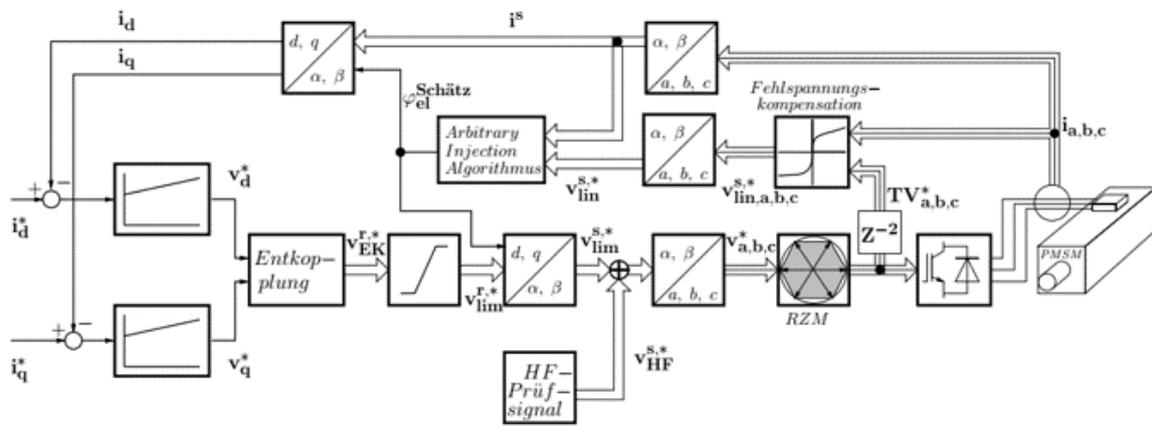
Die Auswertung von Gleichung 2.23 zeigt, dass die Rotorlage bis auf eine Unsicherheit von 180° bestimmt werden kann. Anschaulich kann dies als die Lage der d-Achse beschrieben werden, bei der die Nord-Süd-Orientierung nicht klar ist. Physikalisch kann diese Unschärfe erklärt werden, indem eine volle elektrische 360° -Umdrehung des Rotors betrachtet wird. Dazu wird ein Beobachtungspunkt im Stator festgelegt, von dem aus eine Rotordrehung beobachtet wird. Eine volle Umdrehung entspricht einer Drehung des Rotors von einem Nord- zu einem Nordpol. Zwischen den beiden Nordpolen liegt ein Südpol, der unter dem Beobachtungspunkt durchwandert. Die Anisotropie der permanentmagneterregten Synchronmaschine wird allerdings nur von der Lage der d-Achse beeinflusst, nicht von ihrer Polarität (genauer von dem Unterschied der Induktivität in d- und q-Achse, vgl. auch Kap. 2.2.1). Daher ändert sie sich mit der doppelten Rotationsfrequenz der Lage des Rotors bzw. der Winkelbeziehung aus Gleichung 2.21.

Diese Unsicherheit kann durch eine Identifikation des magnetischen Verhaltens gelöst werden. Dazu kann im Stillstand beispielsweise die Großsignalantwort auf Spannungspulse in die d-Achse gemessen und ausgewertet werden. Entsprechend des Induktivitätsverlaufs aus Abbildung 3.22 wird sich in Richtung der positiven d-Achse eine andere Stromantwort einstellen als in der negativen. Die Auswertung dieser Stromantworten kann die 180° -Unsicherheit der Rotorlage auflösen. Dieses nun fehlerfreie Rotorlagesignal kann noch gefiltert werden. Es wird der Stromreglerschleife (vgl. S. 23) als Rotorlage zur Verfügung gestellt. Der zugehörige Signalflussplan des Verfahrens ist in Abbildung 2.13 dargestellt.

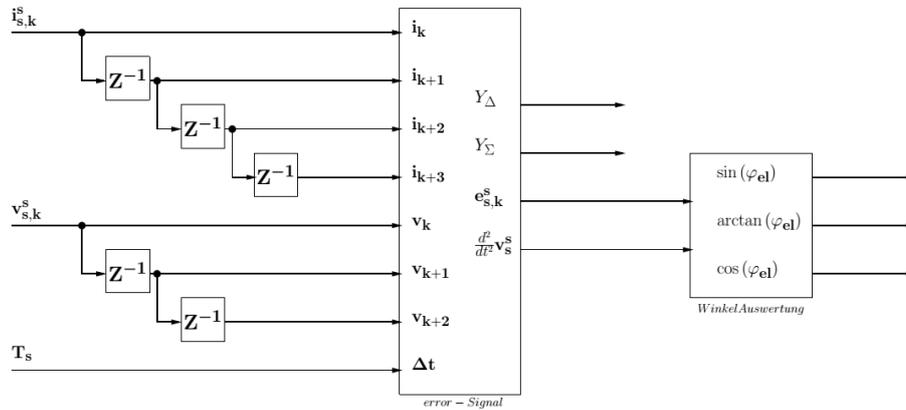
2.3.2. Modellierung der idealen Maschine

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine wird im Rahmen des Arbitrary Injection Verfahrens als Admittanz Y modelliert:

$$Y = \frac{1}{L} = \frac{d i}{v} \quad (2.24)$$



(a)



(b)

Abbildung 2.13.: (a) Dargestellt ist der Signalfussplan des Stromreglers, der durch die Komponenten des Arbitrary-Injection Verfahrens ergänzt wurde. In (b) ist der Signalfuss innerhalb des 'Arbitrary Injection Algorithmus' Blocks dargestellt. Aus den Spannungs- und Stromsignalen im statorfesten Koordinatensystem werden die notwendigen Ableitungen gebildet. Diese werden dann im Block 'error Signal' entsprechend der Gleichungen 2.22 und 2.28 ausgewertet. Im Block 'Winkel Auswertung' wird die Winkelberechnung entsprechend Gleichung 2.23 durchgeführt. Der Zähler und der Nenner des Signals werden als Sinus- bzw. Cosinussignal des Lagewinkels mit zur Verfügung gestellt.

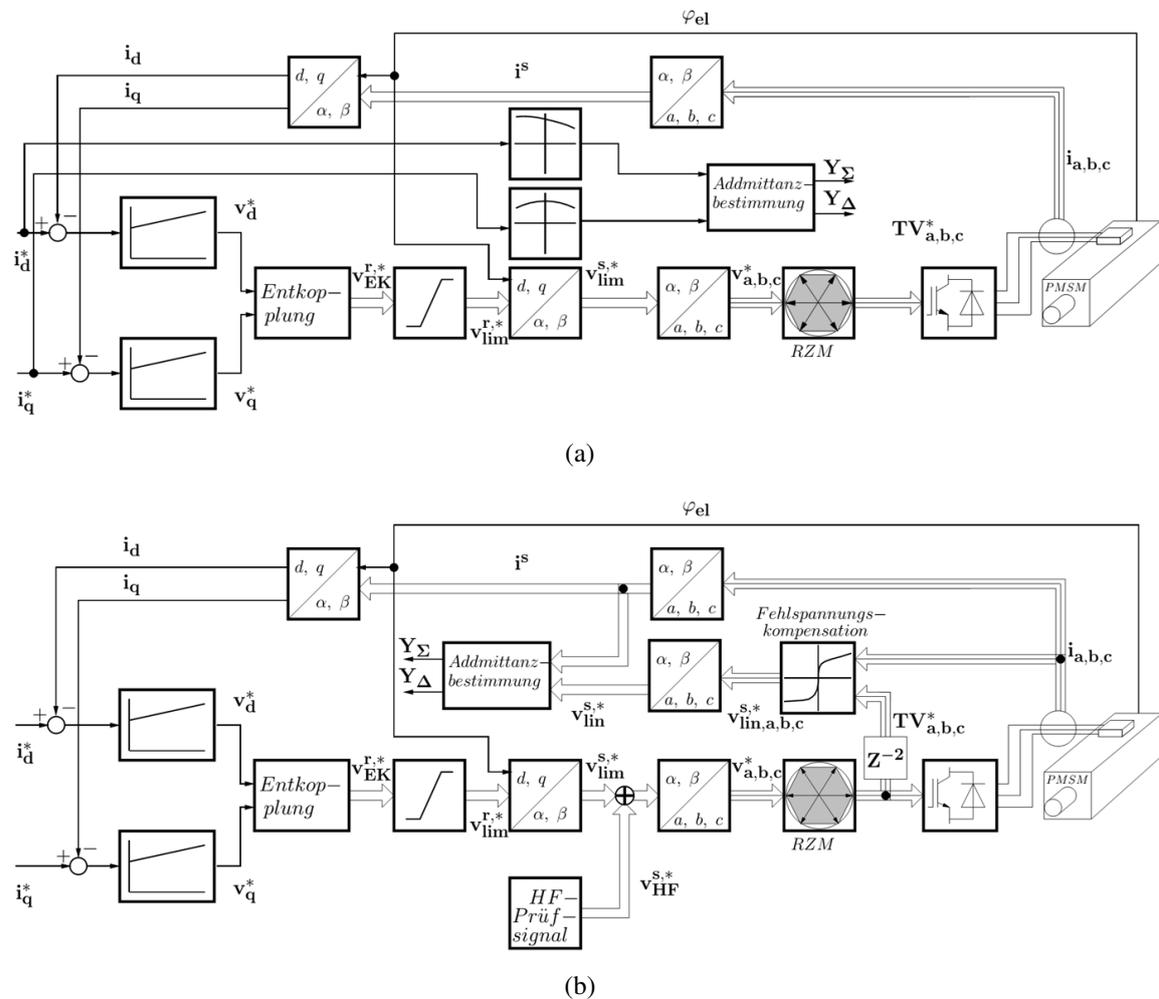


Abbildung 2.14.: Darstellung des Signalflussplans zur Bestimmung der Summenadmittanz im Stromregler. (a) zeigt den Signalflussplan für die Bestimmung der Admittanz mit Hilfe der Messergebnisse nach Kapitel 3.3.2. (b) zeigt den Signalflussplan für die online Schätzung der Admittanz.

Die ideale, vollständig isotrope Maschine wird als Mittelwert der Phasenadmittanzen des rotorfesten Koordinatensystems dargestellt (vgl. Gleichung 2.25). Die reale, schenklig permanente magnetenerregte Synchronmaschine wird mit Hilfe des Unterschieds (der Differenz) der Phasenadmittanzen des rotorfesten Koordinatensystems dargestellt (vgl. Gleichung 2.26).

Die Bestimmung des idealen Modells, im Weiteren auch Summenadmittanz bzw. Y_{Σ} genannt, kann auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen. Zunächst können die Messungen aus Kapitel 3.3.2 für die Bestimmung von Y_{Σ} genutzt werden. Dazu werden die Messwerte der Induktivitäten ($L_d(i_d)$, $L_q(i_q)$) als Wertetabellen in der Stromreglerschleife hinterlegt (vgl. Abb. 2.14(a)). Im Stromregler werden dann die Stromsollwerte dazu herangezogen, die jeweils gültigen Werte der Phaseninduktivitäten nachzuschlagen und diese Werte dann für die Berechnung der Summenadmittanz heranzuziehen. Y_{Σ} bzw. Y_{Δ} lassen sich aus den Phaseninduktivitäten dann nach den folgenden Gleichungen berechnen [27]:

$$Y_{\Sigma}(i_s^r) = \frac{Y_d(i_d) + Y_q(i_q)}{2} = \frac{\frac{1}{L_d(i_d)} + \frac{1}{L_q(i_q)}}{2} \quad (2.25)$$

$$Y_{\Delta}(i_s^r) = \frac{Y_d(i_d) - Y_q(i_q)}{2} = \frac{\frac{1}{L_d(i_d)} - \frac{1}{L_q(i_q)}}{2} \quad (2.26)$$

Bei der Verwendung der Admittanz als Vergleichsgröße für das geberlose Winkelschätzverfahren unterliegt die Bestimmung des Phasenstrombetrags des rotorfesten Koordinatensystems der Genauigkeit des Positionsschätzverfahrens. Der Zusammenhang lässt sich an der Gleichung A.1 gut nachvollziehen, da die Transformation der Ströme aus dem $\alpha\beta$ - in das dq-Koordinatensystem lediglich einer Vektordrehung des Stromzeigers um den Winkel θ , in diesem Fall um den Rotorlagewinkel φ_{el} entspricht. Somit bildet sich das Rauschen des geschätzten Positionswertes auch im Istwert der Ströme des rotorfesten Koordinatensystems ab. Das Mess- sowie das Quantisierungsrauschen der AD-Wandlung wird also zusätzlich durch das Rauschen des Positionsschätzers vergrößert. Die Qualität der Regelung wird dadurch in Mitleidenschaft gezogen, da der Stromregler auf das vergrößerte Rauschen des Stromistwertes mit vergrößerten Steuerausschlägen reagiert, um die Störung auszuregeln. Gleichzeitig wird durch den verrauschten Stromistwert auch das Rauschen des idealen Modells vergrößert, welches zur Berechnung der tatsächlichen Rotorlage herangezogen wird. Unter diesem Rauschen leidet wiederum die Qualität der Positionsschätzung. Dieser selbstverstärkende Effekt kann im ungünstigsten Fall sogar zu einem Versagen der Positionsschätzung führen. Es können verschiedene Gegenmaßnahmen getroffen werden, um ein Versagen der Positionsschätzung und somit das Aufschwingen der Stromregelung zu verhindern. Eine Möglichkeit, das Rauschen des Stromes möglichst klein zu halten, ist die Filterung des Stromistwertes mit einem Tiefpassfilter. Die Messwertfilterung geht in die Auslegung der Stromreglerparameter ein, das System muss weniger dynamisch eingestellt werden. Daher ist diese Möglichkeit nicht optimal.

Um die Dynamik des Stromreglers nicht von vornherein begrenzen zu müssen, hat es sich als sinnvoll erwiesen, für die Ermittlung der Summenadmittanz auf die Stromsollwerte zurückzugreifen. Die Sollwertvorgabe des Stromreglers ist durch die Dynamik des

überlagerten Drehzahlreglers begrenzt und erfüllt somit eine ähnliche Funktion wie eine Tiefpassfilterung des Stromwertes. Des Weiteren sind die Stromsollwerte nicht verrauscht. Der Einfluss der Regeldifferenz - unterstellt man dem Regler Stabilität und ausreichende Stellreserven - wird im Mittel nach spätestens einer Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises ausgeregelt sein.

Weiterhin treten die in Kapitel 3.3.2.3 diskutierten Nachteile der Induktivitätsmessmethode bei der Bestimmung des idealen Motormodells zu Tage. So kann mit der Wertetabelle keine Winkelabhängigkeit der Induktivitäten abgebildet werden. Das bedeutet, die Einflüsse des Stators auf die Gesamtmagnetfeldverteilung können nicht berücksichtigt werden. Die Qualität der geberlosen Positionsschätzung wird somit stark von der Qualität der offline erfassten Messwerte dominiert. Für einen Motor mit sehr geringer Statoranisotropie kann diese Methode sehr gute Ergebnisse liefern. Dies ist der Fall bei Motoren, die sich durch eine sinusförmig verteilte Wicklung und eine geringe magnetische Ausnutzung auszeichnen, d.h. nur geringe Eisensättigung im Blechschnitt aufweisen. Für Motoren mit ausgeprägter Statoranisotropie ist diese Methode nur von begrenzter Tauglichkeit, da hier Wechselwirkungen zwischen Rotor- und Statoranisotropie auftreten. Dies ist beispielsweise bei hochausgenutzten Motoren mit Zahnspulenwicklung der Fall.

In [29] und [31] wird ein online-Schätzverfahren für die Summenadmittanz vorgeschlagen. Der zugehörige Signalflussplan für das Schätzverfahren ist in Abb. 2.14(b) dargestellt.

Die Admittanz wird im Weiteren mit Hinblick auf die durch die hochfrequente Spannungsinjektion hervorgerufene Stromänderung betrachtet. Dazu wird die hochfrequente vektorielle Stromänderung ($\Delta \mathbf{i}_{k, HF}$) auf den ursächlichen Spannungszeiger ($\mathbf{v}_{k, HF}$) normiert:

$$Y_k = \frac{\Delta \mathbf{i}_{k, HF}}{|\mathbf{v}_{k, HF}|} \quad (2.27)$$

Diese Darstellung der Admittanz entspricht dem Zeigerdiagramm aus Abbildung 2.12(a). Die auf diese Weise für jeden Abtastschritt berechnete Admittanz Y_k enthält somit zwei Informationen:

- den Betrag der idealen Admittanz, in Form des Proportionalitätsfaktors zwischen dem induktiven Spannungsabfall und der daraus folgenden Stromänderung.
- die Richtungsabweichung der momentan wirkenden Admittanz zu der im Idealfall wirkenden Admittanz.

Zwei Admittanzen aufeinander folgender Abtastschritte spannen so ein willkürliches orthogonales Koordinatensystem auf. Diese 'Admittanzzeiger' sind über die Gleichung 2.27 fest mit dem jeweils wirkenden Spannungszeiger verkoppelt. Die x-Komponente des willkürlichen Koordinatensystems zeigt dabei in die Richtung der Vektorsumme der Spannungszeiger, die y-Komponente entspricht deren Orthogonalen. Die Admittanz Y_k verändert ihre Richtung und ihren Betrag also mit jedem Abtastschritt bzw. mit jeder Veränderung des Spannungszeigers. Die beiden Admittanzvektoren spannen dabei eine Kreisschar auf, deren Mittelpunkte auf der Geraden $g(x)$ liegen. Der Kreis, dessen Mittelpunkt dabei gerade auf der x-Achse des arbiträren Koordinatensystems liegt, kann als

Summenadmittanz Y_{Σ} interpretiert werden [31]. Durch die geometrische Auswertung der Figur kann der Kreismittelpunkt ermittelt werden. Diese Schätzung der Admittanz wird im Folgenden mit der Abbildung 2.15 näher veranschaulicht:

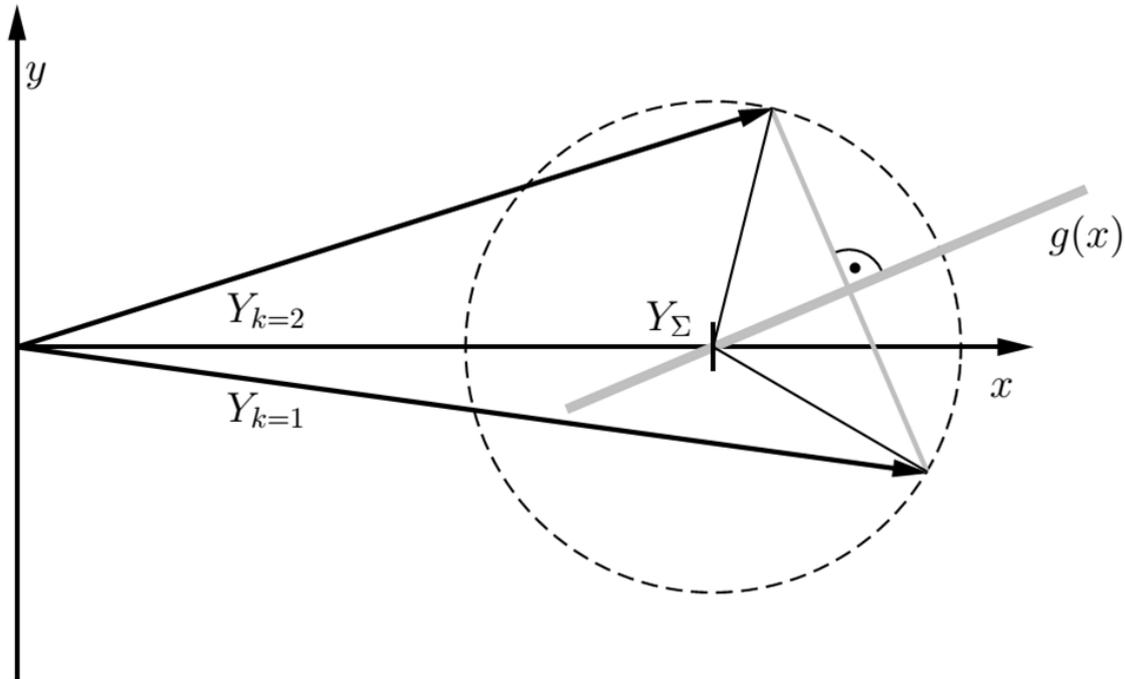


Abbildung 2.15.: Y_{Σ} wird veranschaulicht. Zwei Admittanzen aufeinander folgender Abtastschritte spannen einen Kreis auf. Aus diesen beiden Werten kann die Größe Y_{Σ} durch die Anwendung von geometrischen Beziehungen bestimmt werden. Die Summenadmittanz entspricht in dieser Abbildung der x-Komponente des Kreismittelpunktes. Abbildung nach [31].

Die Berechnung von Y_{Σ} erfolgt aus den Komponenten von Y_k nach Gleichung 2.28:

$$Y_{\Sigma} = \frac{Y_{k=1,x} + Y_{k=2,x}}{2} + \frac{\mathbf{v}_1^{sT} \cdot \mathbf{v}_2^s}{\mathbf{v}_1^{sT} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{v}_2^s} \frac{Y_{k=1,y} + Y_{k=2,y}}{2} \quad (2.28)$$

Mit

$$Y_k = \begin{bmatrix} Y_{k,x} \\ Y_{k,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_{s,k}^s\right)^T \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s}{\left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s\right)^T \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s} \\ \frac{\left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_{s,k}^s\right)^T \mathbf{J} \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s}{\left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s\right)^T \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{v}_{s,k}^s} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Auf die Herleitung der Gleichungen 2.28 und 2.29 wird verzichtet, sie kann in [31] und [29] genau nachvollzogen werden. Für die Bestimmung der Admittanz können entweder die Signale der Stromsteigung $\left(\frac{d}{dt} i\right)$ [31] oder die der Stromsteigungsänderung (Krümmungen)

$\left(\frac{d^2}{dt^2}i\right)$ [29] verwendet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Auswertung der Admittanz sowie der Rotorlage mit Hilfe der Stromsteigungsänderungssignale durchgeführt². Die Ermittlung der Vergleichsgröße Y_{Σ} durch eine Schätzung bietet den Vorteil, dass Effekte wie z. B. Temperaturänderungen keinen Einfluss mehr auf die Qualität der Rotorlageschätzung haben. Zudem kann durch die Echtzeiterfassung und Berechnung der Summenadmittanz der Einfluss der Statorfeldverteilung mit erfasst werden. Auch Veränderungen der Rotorflusskonstante werden so direkt erfasst.

Geht man weiter davon aus, dass für zwei aufeinanderfolgende Abtastschritte die Änderung der Gesamtadmittanz des Motors hinreichend klein ist, so kann der Kreisdurchmesser als quasi konstant oder nur langsam veränderlich angesehen werden. Folgt man der geometrisch-physikalischen Interpretation der Abbildung 2.15 aus [31], so kann aus dem Kreisdurchmesser Y_{Δ} abgeleitet werden.

Im folgenden soll diese Überlegung plausibel gemacht werden. Der Admittanzvektor Y_k wird durch die Projektion der Änderung der Stromzeiger des statorfesten Koordinatensystems in die Spannungsebene erzeugt. Wäre ein Motor vollständig magnetisch isotrop, so müsste der Betrag des Admittanzvektors Y_k konstant sein, und seine Richtung müsste der Richtung des angelegten Spannungszeigers entsprechen. Dies geht aus Abbildung 2.12(a) hervor, da in diesem idealen Fall die Stromänderungen als parallel zum Spannungszeiger angesehen werden müssen.

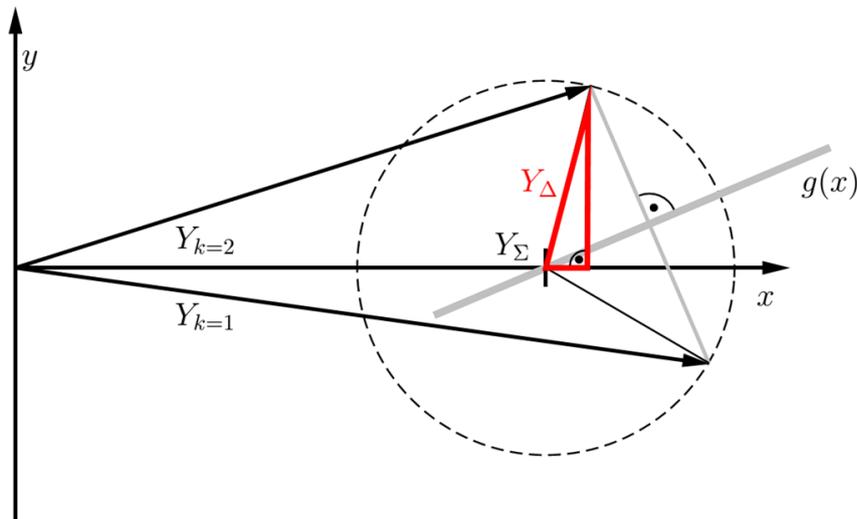


Abbildung 2.16.: Dargestellt sind die Admittanzvektoren aus Abb. 2.15. Wird der Kreisdurchmesser des eingezeichneten Kreises als Maß für Y_{Δ} interpretiert, so kann aus dem rot eingezeichneten Dreieck die Berechnungsvorschrift von Y_{Δ} abgeleitet werden.

²Sofern im weiteren Verlauf dieser Arbeit von Admittanzen und Stromänderungen geschrieben wird, sind die Stromkrümmungen gemeint. Normalerweise bezeichnet der Begriff Stromänderung die erste Ableitung nach der Zeit, hier ist die zweite Ableitung nach der Zeit gemeint

Dies ist allerdings nicht der Fall und wird schon in Abbildung 2.12(a) sowie in Fig. 6 in [31] deutlich. So gehen durch die Projektion von $\frac{d}{dt}i_\alpha$ und $\frac{d}{dt}i_\beta$ die Lage des Gesamtmagnetfelds und somit auch der Einfluss der Anisotropie des Motors mit in Y_k ein (vgl. auch Abb. 2.12(b)). Die Rotation des Vorhersagefehlers e_s^s spiegelt sich also auch in der Variation des Admittanzvektors Y_k wider. Wird die Vektorsumme der Admittanzvektoren Y_k und Y_{k+1} als Maß für Y_Σ interpretiert, so muss deren Vektordifferenz als ein Maß für Y_Δ interpretiert werden, genau genommen ist dies der Radius des aufgespannten Kreises. Die Berechnungsvorschrift lässt sich aus einfachen geometrischen Überlegungen an dem rechtwinkligen Dreieck ableiten (vgl. Abb. 2.16):

$$Y_\Delta = \sqrt{(Y_{k,x} - Y_\Sigma)^2 + Y_{k,y}^2} \quad (2.30)$$

Eine Simulation der Onlineschätzer für Y_Δ und Y_Σ wurde durchgeführt. Die Simulation wird für einen Strombetrag von 5 A mit rotierendem d-Achsenwinkel und fremdangetriebener PMSM entsprechend des Signalflussplans aus Abbildung 2.14(b) durchgeführt. Die Ergebnisse der Simulation der Echtzeitschätzung von Y_Δ und Y_Σ sind in den Abbildungen 2.17(b) und 2.17(a) dargestellt.

Es zeigt sich, dass die abgeleiteten geometrischen Daten stark verrauscht sind. Sollen diese also im Betrieb des Umrichters ausgewertet werden, ist eine entsprechende Tiefpassfilterung erforderlich. Weiterhin zeigt die Auswertung der Simulation eine Abhängigkeit der Signale von der Amplitude der hochfrequenten Spannungsinjektion. Eine sinnvolle Auswertung von Y_Δ ist beispielsweise erst ab einer Injektionsamplitude von ca. 20 % der Zwischenkreisspannung möglich. Des Weiteren zeigt sich eine Abhängigkeit von der Form der Spannungsinjektion. Diese Abhängigkeit wird in Kapitel 2.3.3 ausführlich diskutiert.

Außerdem kann eine systematische Abweichung der Werte für Y_Σ hin zu kleineren Werten festgestellt werden. Für Y_Δ ergibt sich dagegen eine systematische Abweichung hin zu größeren Werten. Der Verlauf der Admittanzen zeigt jedoch das erwartete Verhalten. Die Abweichungen können mit einem geometrischen Ansatz erklärt werden. Wenn der Winkel, den die Gerade $g(x)$ mit der x-Achse des zufälligen Koordinatensystems einschließt, relativ klein ist, kann es zu den beschriebenen Abweichungen kommen. Bei einem streichenden Einfall der Geraden auf die x-Achse wird die Bestimmung des Kreismittelpunktes unscharf, der Schnittpunkt der x-Achse wird tendenziell in Richtung der y-Achse verschoben. Dies entspricht einer Abweichung hin zu kleineren Beträgen für Y_Σ . Die Wahl des Kreismittelpunktes legt zudem den Radius des Kreises fest. Ein Kreismittelpunkt, der zu nah an der y-Achse liegt, erzwingt systematisch zu große Durchmesser für den Kreis, der die beiden Punkte $Y_{k=1}$ und $Y_{k=2}$ beinhaltet. Dies entspricht einer Abweichung des Wertes für Y_Δ hin zu größeren Beträgen. Die entsprechenden Verhältnisse für den Schnitt von $g(x)$ und der x-Achse müssen sehr stabil über viele Pulsperioden sein. Im Rahmen der Untersuchungen von Kapitel 2.3.3 stellt sich heraus, dass der eingeschlossene Winkel zwischen zwei Spannungszeigern für das dort gewählte Injektionssignal HF 3 konstant bleibt (vgl. Abb. 2.20(c)). Man kann daraus ableiten, dass die relative Lage der Admittanzvektoren $Y_{k=1}$ und $Y_{k=2}$ für das gewählte Injektionssignal über viele Pulsperioden relativ konstant bleibt. Somit bleibt auch der Einfallswinkel der Geraden $g(x)$ relativ konstant - der Erklärungsansatz für die systematischen Abweichungen scheint also belastbar zu sein. Daher können die Annahmen über den Mittelpunkt und den Durchmesser des Kreises als gerechtfertigt angesehen werden.

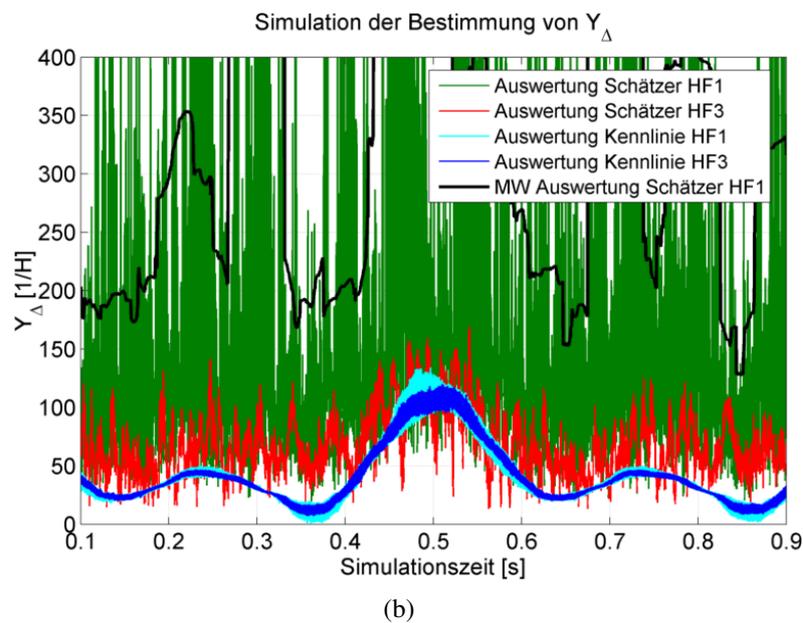
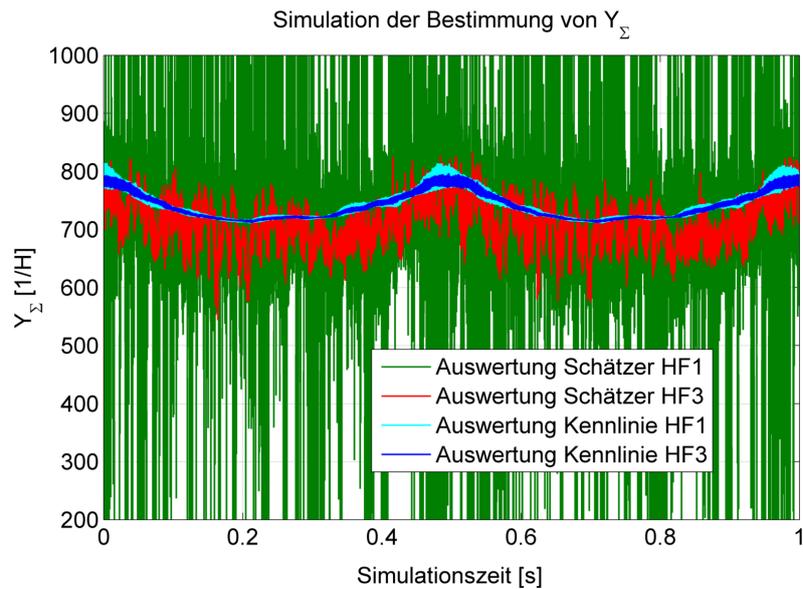


Abbildung 2.17.: Darstellung der Simulationsergebnisse des Admittanzschätzers aus 2.14(b). Die Abbildung (a) zeigt die Schätzergebnisse für die Summenadmittanz bei der Verwendung von unterschiedlichen Injektionssignalen. Abbildung (b) zeigt die Schätzergebnisse für Y_{Δ} bei der Verwendung der gleichen Injektionssignale wie in (a). In Blau und Cyan ist jeweils die Auswertung der Admittanz nach den Gleichungen 2.25 und 2.26 dargestellt unter Verwendung von Wertetabellen für $L_{d,q}(i_{d,q})$. In Grün und Rot sind jeweils die Ergebnisse des Admittanzschätzers nach den Gleichungen 2.28 und 2.30 dargestellt. In Schwarz dargestellt ist das Ergebnis einer gleitenden Mittelwertfilterung für das grüne Signal. Die Amplitude der Spannungsinjektion beträgt 20 % der Zwischenkreisspannung. Die unterschiedlichen Injektionssignale sind in Abb. 2.20 dargestellt.

2.3.3. Einfluss von Injektionssignalen auf das Arbitrary Injection Verfahren

Für das Arbitrary Injection Verfahren werden im Rahmen von Veröffentlichungen unterschiedliche Injektionsmuster bzw. Methoden zur Bestimmung der Summenadmittanz [28, 29, 31, 32] vorgeschlagen. Generell haben die verwendeten Injektionsmuster und Typen einen Einfluss auf das Regelungsverhalten der Maschine (z.B. auf den durch die Injektion entstehenden Drehmomentrippel [33]). Im Folgenden wird der Einfluss des Injektionssignals auf die Schätzung der Admittanz und damit auch indirekt auf die Rotorlageschätzung diskutiert. Es wird angegeben wie sich unterschiedliche Injektionsmuster auf ihre Verwendbarkeit im Arbitrary Injection Verfahren untersuchen lassen.

Wie sich aus den Simulationsergebnissen aus dem vorangehenden Kapitel 2.3.2 ableiten lässt, spielt die Spannungsinjektion eine wichtige Rolle für die Admittanz- und damit auch für die Lageermittlung der permanentmagneterregten Synchronmaschine. Die Abbildung 2.17 zeigt die Simulation der Admittanzschätzung für zwei unterschiedliche Injektionssignale. Beide Hochfrequenzsignale addieren Spannungszeiger von 20 % der Zwischenkreisspannung auf die Reglerausgangsspannungen auf. Die Richtung des hochfrequenten Spannungszeigers ändert sich mit jedem Reglertakt. In beiden Simulationen wurde ein identisches Strom - Drehzahlprofil der permanentmagneterregten Synchronmaschine vorgegeben. Auch die sonstigen Simulationsbedingungen waren identisch. Dies kann auch am Verlauf der kennlinienbasierten Auswertung abgelesen werden (hell- bzw. dunkelblaues Signal). Der kleine erkennbare Unterschied zwischen den tabellenbasierten Signalen von Y_{Σ} und Y_{Δ} kann durch das simulierte Rauschen der Messwerte erklärt werden. Die Ergebnisse der Admittanzschätzung für die beiden Injektionsignale HF1 und HF3 (vgl. Abb. 2.20(a)) unterscheiden sich sehr stark. So sind die Ergebnisse für das Schätzverfahren in Kombination mit dem HF-Signal 3 (HF3) zwar verrauscht, ihr Bezug zu der kennlinienbasierten Admittanzauswertung ist dennoch deutlich zu erkennen. Auch ohne entsprechende Filterung der geschätzten Werte stimmen die Verläufe der Schätzwerte schon gut mit den Verläufen der kennlinienbasierten Admittanzsignalen überein (vgl. Abb. 2.17(b) und 2.17(a)).

Die Ergebnisse des Schätzverfahrens für das Injektionssignal 1 (HF1) zeigen dagegen ein Rauschen von sehr großer und variierender Amplitude (vgl. grünes Signal in Abb. 2.17(b) und 2.17(a)). Für das mit Hilfe von Injektionssignal 1 (HF1) geschätzte Signal zeigt sich nach entsprechend starker Tiefpassfilterung ein deutlicher Offset zu dem kennlinienbasierten Referenzsignal (vgl. schwarzes Signal Abb. 2.17(b)). Als Filter wurde nachträglich ein gleitender Mittelwertfilter mit der Filterbreite von 1000 Abtastschritten eingesetzt. Das gefilterte Signal zeigt im Vergleich zu dem aus der Kennlinie ermittelten Signalverlauf einen deutlichen Offset von ca. $150 \frac{1}{H}$. Neben dem Offset zeigt der gefilterte Signalverlauf der geschätzten Admittanz auch einen anderen Amplitudenverlauf, der stark zu großen Werten abweicht. Die so geschätzten Werte für das Injektionssignal HF1 sind für eine Auswertung von Y_{Σ} und Y_{Δ} nach L_d und L_q nicht nutzbar. Dies lässt sich mit der großen Abweichung von Y_{Δ} von mehr als 300 % vom kennlinienbasierten Referenzsignal begründen.

An das hochfrequente Anregungssignal, vergleichbar dem Trägersignal des Resolvers, muss eine weitere Anforderung gestellt werden. Der Stromregler soll von dem durch

das HF-Signal hervorgerufenen Stromrippel möglichst wenig beeinflusst werden. Um dies zu erreichen, muss das Injektionssignal einen möglichst großen Frequenzabstand zur Bandbreite des Stromreglers haben. Dies bedeutet, dass die Injektionsfrequenz in einem Frequenzbereich liegen muss, der möglichst weit über der Grenzfrequenz des geschlossenen Stromregelkreises liegt.

Typische Stromreglerauslegungen in dreiphasigen Drehfeldantrieben werden nach dem Symmetrischen Optimum oder dem Betragsoptimum ausgelegt [34]. Das Bodediagramm der Stromreglerauslegung nach dem Betragsoptimum für den in dieser Arbeit schwerpunktmäßig untersuchten Motor (vgl. Tabelle B.2) ist in Abb. 2.18 dargestellt:

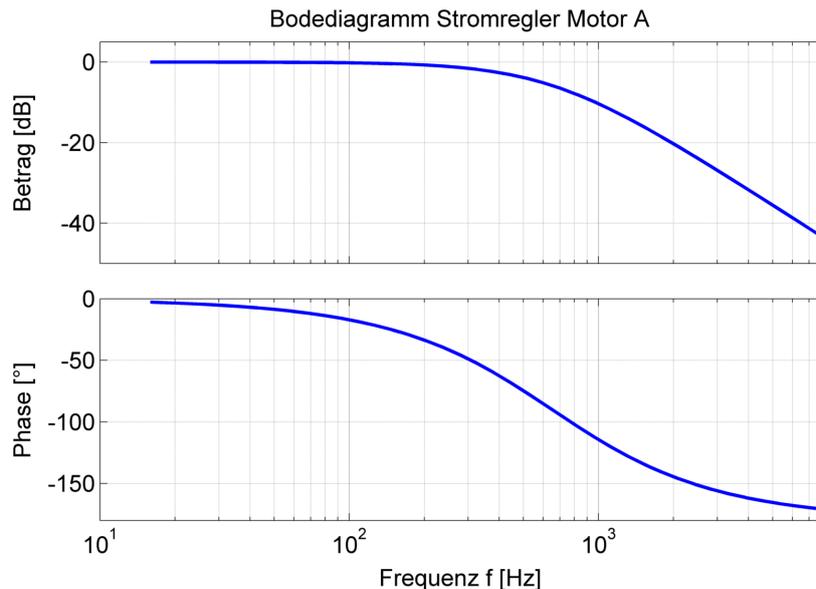


Abbildung 2.18.: Dargestellt ist das Bodediagramm des Stromreglers für den Motor A. Die Reglerauslegung erfolgte nach dem Betragsoptimum. Der P-Anteil beträgt 5.59 V/A, die Nachstellzeit T_N beträgt 1.2 ms.

Wie man aus dem Diagramm ablesen kann, liegt die Reglerbandbreite der geschlossenen Stromregelschleife bei ca. 430 Hz. Es kann davon ausgegangen werden, dass Injektionssignale, deren Frequenz größer als die dreifache Reglerbandbreite sind (≥ 1300 Hz), keinen störenden Einfluss mehr auf das Reglerverhalten haben. Hier beträgt die Dämpfung des Systems mindestens -15 dB. Liegt die Frequenz des Injektionssignals in einem Frequenzbereich, der näher an der Grenzfrequenz des Stromreglers liegt, müssen Maßnahmen getroffen werden um den Störeinfluss der Spannungsinjektion auf das Reglerverhalten zu minimieren. Um dies zu erreichen wird das Stromistwertsignal des Reglers üblicherweise mit der Hilfe von Tief- oder Bandpassfiltern gefiltert, sodass dem Regler keine Anteile des hochfrequenten Stromrippels mehr zugeführt werden. Falls eine Filterung des gemessenen Stromsignals nicht die gewünschte Wirkung erzielt, muss die Bandbreite des Stromreglers begrenzt werden, um das Injektionssignal weiter in den stark gedämpften Bereich der Übertragungsfunktion des Reglers zu verschieben. Dies muss auch bei einem Tiefpassfilter passieren. Allgemein gesagt wird der Frequenzgang des Regelkreises an das Injektionssignal angepasst.

Weiterhin soll ein Spannungsinjektionssignal im zeitlichen Mittel keine Änderung des Strombetrags generieren, d.h. der Stromrippel soll bei gleichbleibenden mittlerem Strom erhöht werden. Trotzdem sollte das HF-Signal den vollen Winkelbereich des α -Winkels φ_α überstreichen. Eine im Mittel von 0 verschiedene Injektionsspannung hat die gleiche Wirkung wie eine Störsignal, sie ruft eine bleibende Reglerabweichung hervor, die dann ausgeregelt wird. Ein Injektionssignal zur Rotorlageermittlung sollte im statorfesten Koordinatensystem auf die Reglerausgangsspannungen aufmoduliert werden. Der so entstehende Stromrippel einer idealen isotropen Maschine ist somit im statorfesten Koordinatensystem zu beschreiben. Änderungen in der Lage des Stromrippels können direkt auf den Einfluss der Anisotropie und damit auf die Rotorlage zurückgeführt werden. Somit spielt ein Schätzfehler für das Rotorlagesignal keine Rolle bei der Interpretation des Stromrippels.

Die Feldorientierte Regelung zeichnet sich dadurch aus, dass Gleichgrößen im rotorfesten Koordinatensystem geregelt werden. Wird nun ein Injektionssignal in statorfesten Koordinatensystem aufmoduliert, ruht die Stromantwort des Motors in diesem. Ein Teil des Stromsignals der Maschine bewegt sich also im statorfesten Koordinatensystem, ein weiterer Teil bewegt sich im rotorfesten Koordinatensystem. Entsteht durch das Injektionssignal eine im Mittel von Null verschiedene Stromantwort der Maschine, so bewegt sich diese relativ zum Rotor. Der Stromregler in rotorfesten Koordinaten muss dadurch eine drehende Stromkomponente ausregeln um die Störung zu beseitigen. Da der Regler dies nur bis zu einer bestimmten Frequenz kann, kann eine permanente drehende Regelabweichung entstehen. Dies soll unter allen Umständen vermieden werden.

Ein zentraler Teil des Arbitrary Injection Verfahrens ist die Auswertung von Statorstromsteigungen (\dot{i}_s^s) bzw. von Statorstromkrümmungen (\ddot{i}_s^s). Da Ableitungen im Normalfall nicht direkt gemessen werden können, werden die erste und die zweite Ableitung des Stromes nach der Zeit durch die Verwendung von Differenz-Quotienten angenähert. Die diskrete Differentiation von diskreten Signalen wird in Kapitel 5.6.1 in [35] beschrieben. Die Differenzquotienten der ersten und zweiten Zeitableitung werden in Gleichungen 2.31 und 2.32 dargestellt:

$$\dot{i}_{k+1} = \frac{d}{dt} i_{k+1} = \frac{\Delta i_{k+1}}{\Delta t_{k+1}} = \frac{i_{k+1} - i_k}{t_{k+1} - t_k} = \frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \quad (2.31)$$

$$\ddot{i}_{k+2} = \frac{d^2}{dt^2} i_{k+2} = \frac{\Delta^2 i_{k+2}}{\Delta^2 t_{k+2}} = \frac{\Delta i_{k+2} - \Delta i_{k+1}}{\Delta t_{k+2} (\Delta t_{k+2} - \Delta t_{k+1})} = \frac{\Delta i_{k+2} - \Delta i_{k+1}}{T_s^2} = \frac{i_{k+2} - 2i_{k+1} + i_k}{T_s^2} \quad (2.32)$$

Durch die feste Abtastung mit der Reglerfrequenz von 16 kHz kann die diskrete Ableitung der Signale auch als Filtermaske interpretiert werden. Diese Filtermaske wird auf die einzelnen, abgetasteten Werte der Strommessung bzw. die Werte der Reglerausgangsspannung angewendet. Die Maskenschreibweise wird für die erste und die zweite Ableitung angegeben:

$$\dot{i}_{k+1} = \mathbf{F}\dot{\mathbf{M}} \cdot \dot{i}_{k,k+1}^s = \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_{k+1} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\ddot{i}_{k+2} = F\ddot{M} \cdot \dot{i}_{k,k+1,k+2}^s = \begin{bmatrix} +1 \\ -2 \\ +1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_{k+1} \\ i_{k+2} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Die diskrete Übertragungsfunktion des Filters kann direkt aus der Maskenschreibweise abgeleitet werden, dazu wird die Notation von der Zählung des Abtastschrittes auf die Zählung der notwendigen Verzögerungseinheiten ('Unit Delay') umgestellt:

$$\dot{i}_{k+1} = \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_{k+1} \end{bmatrix} = (1 - 1z^{-1}) \cdot \tilde{i} \quad (2.35)$$

$$\ddot{i}_{k+2} = \begin{bmatrix} +1 \\ -2 \\ +1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_k \\ i_{k+1} \\ i_{k+2} \end{bmatrix} = (1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \cdot \tilde{i} \quad (2.36)$$

Somit ergeben sich die diskreten Übertragungsfunktionen der Filter zu:

$$TF(i) = \frac{z-1}{z} \quad (2.37)$$

und

$$TF(\ddot{i}) = \frac{z^2 - 2z + 1}{z^2} \quad (2.38)$$

Wie in [29] gezeigt kann statt der Stromsteigung bzw. der Stromkrümmung auch die Änderung der Stromkrümmung zur Auswertung herangezogen werden. Dies entspricht der dritten Ableitung des Stromes nach der Zeit, die Übertragungsfunktion kann durch die Serienschaltung der ersten und zweiten Ableitung gebildet werden. Sie ergibt sich so zu:

$$TF(\ddot{\ddot{i}}) = \frac{z^3 - 3z^2 + 3z - 1}{z^3} \quad (2.39)$$

Die Bode-Diagramme dieser Übertragungsfunktionen sind in Abbildung 2.19 dargestellt. Anhand dieser Übertragungsfunktionen bzw. deren Frequenzverhalten können nun verschiedene, vorgeschlagene Injektionsmuster auf Tauglichkeit untersucht werden.

Diese Untersuchung erfolgt im Frequenzbereich. Eine Bewertung der Tauglichkeit wird anhand des Amplitudenspektrums des Injektionssignals vorgenommen. Für die Erzeugung des Amplitudenspektrums ist eine Darstellung des Injektionssignals in Polarkoordinaten sinnvoll. Das Signal wird dann in komplexer Schreibweise dargestellt; das komplexe Signal wird mithilfe der Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert. Das Amplitudenspektrum des Signals wird mit der Übertragungsfunktion der Filter multipliziert.

Im Folgenden werden drei z.T. im Rahmen von Veröffentlichungen vorgeschlagenen Injektionsmuster vorgestellt und auf Tauglichkeit zur Verwendung mit dem Arbitrary Injection Verfahren diskutiert. Es wird von einer normierten Amplitude der Signale von 1 ausgegangen, der angegebene Winkel entspricht dem Winkel des Spannungszeigers in

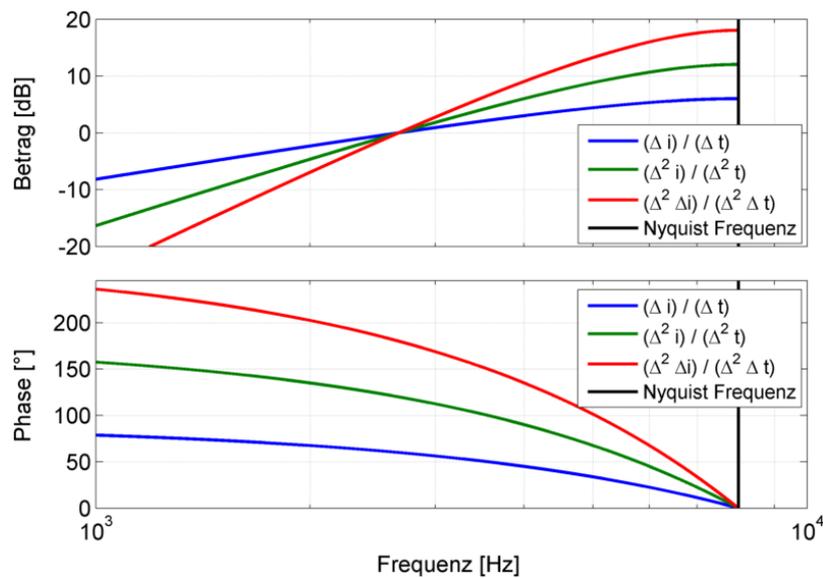


Abbildung 2.19.: Dargestellt ist das Bodediagramm der Übertragungsfunktionen der ersten und zweiten Stromableitung sowie der Stromkrümmung. Die Bildung der Ableitung hat Hochpasscharakter mit einem Verstärkungsfaktor.

statorfesten Koordinaten.

Die in Abbildung 2.20 dargestellten Injektionssignale HF1 bis HF3 ergeben im zeitlichen Mittel keine resultierende Spannung. Die für die Mittelung erforderliche Zeitspanne beträgt dabei maximal 6 Abtast Schritte. Die Injektionsfrequenzen werden durch die Ableitungsfilter nicht gedämpft, die Signale von HF 2 und HF 3 werden durch die Filterung sogar verstärkt. Das Injektionssignal dient als Trägersignal für die Richtungs- und die Admittanzinformation der Anisotropie; dies bedeutet, dass auf die Trägerfrequenz die niederfrequente Lageinformation aufmoduliert ist bzw. wird. Um mit dem Arbitrary Injection Verfahren einen möglichst großen Signal-Rausch-Abstand realisieren zu können, ist es von Vorteil, ein Injektionssignal möglichst hoher Frequenz zu nutzen. Durch die frequenzabhängige Verstärkung der Ableitungen werden das Trägersignal und die aufmodulierte Information (Admittanz und Rotorlage) verstärkt, die Auswertung der Information vereinfacht sich. Eine größere frequenzabhängige Verstärkung ermöglicht es zudem, das Trägersignal mit einer geringeren Amplitude zu generieren. Dies führt zu geringeren Verlusten in Bezug auf den maximal möglichen Aussteuerungsgrad der verwendeten Endstufen. Weiterhin wird durch den Tiefpasscharakter des Stromreglers der störende Einfluss der HF-Spannung auf die Stromregelung mit steigender Frequenz des Injektionssignals geringer. Allerdings verstärken Ableitungen mit zunehmender Ordnung auch das Mess- und Quantisierungsrauschen immer mehr. Die Amplitude des Rauschens ist als gleichverteilte Amplitude über den gesamten Messbereich zu betrachten. Somit wird durch den 'Ableitungsfilter' das hochfrequente gegenüber dem niederfrequenten Rauschen überproportional deutlich verstärkt. Dies beeinflusst den Informationsgehalt der auszuwertenden Signale deutlich. So wird der Signal zu Rauschabstand des Prüfsignals durch die Ableitung direkt verstärkt. Es ist somit nicht möglich, die Amplitude des Prüfsignals beliebig zu reduzieren und dann

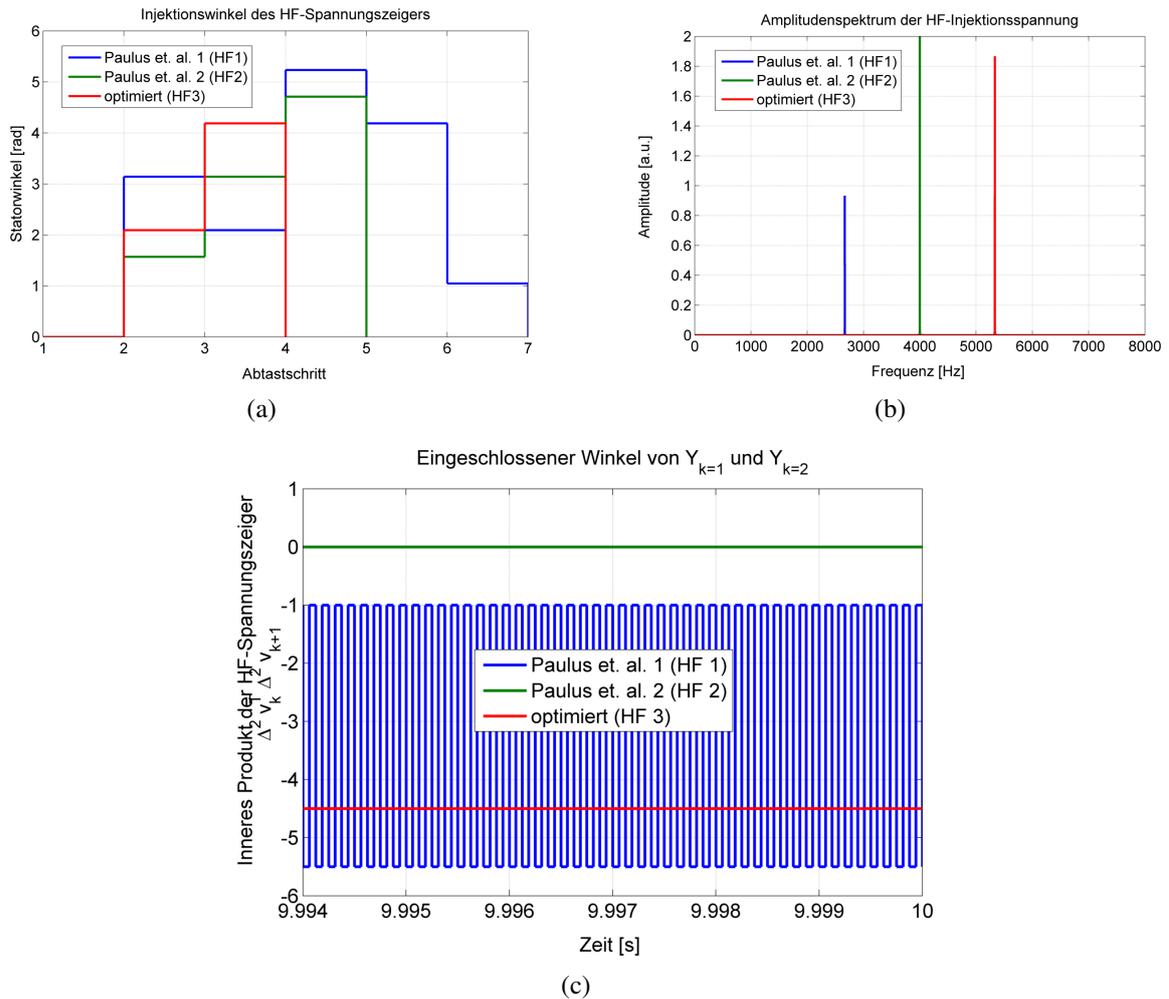


Abbildung 2.20.: (a) zeigt die Darstellung der α -Winkel des Injektionssignals in Polarkoordinaten. Es ist jeweils eine volle Periode des Spannungssignals dargestellt. (b) zeigt die Grundschwingungen der Injektionssignale. Aufgrund des Filterverhaltens der Ableitung werden diese Signale im Arbitrary Injection Verfahren unterschiedlich stark verstärkt (vgl. Abb. 2.19). Die Frequenz des Signals HF 1 entspricht genau der 0 dB Frequenz der Ableitungsfiler. (c) zeigt das innere Produkt jeweils zweier aufeinander folgender HF-Spannungszeiger. Das Produkt ist ein Maß für den eingeschlossenen Winkel der Spannungszeiger. Nach [31] kann dieser Winkel als Bewertungskriterium für den Informationsgehalt der daraus berechneten Admittanzen herangezogen werden. Je stabiler der eingeschlossene Winkel, desto stabiler sind auch die geometrischen Verhältnisse in den Abbildungen 2.15 und 2.16

durch eine nachträgliche Verstärkung wieder auf einen entsprechenden Signalpegel zu bringen. Dies würde den Informationsgehalt des Trägersignals massiv reduzieren, da sich die Stromantwort auf das Prüfsignal in seiner Amplitude bei gleichbleibendem Rauschpegel der Stromwertenerfassung reduziert. Der Signal-Rauschabstand würde sich so deutlich reduzieren.

Die Eignung von Injektionssignalen lässt sich sehr anschaulich in einem gemeinsamen Diagramm der Übertragungsfunktion der Stromkrümmung sowie des Stromreglers darstellen. Wird auch noch das Amplitudenspektrum der Injektionssignale mit dargestellt, entsteht Abb. 2.21, in der die relevanten Informationen auf einen Blick greifbar sind.

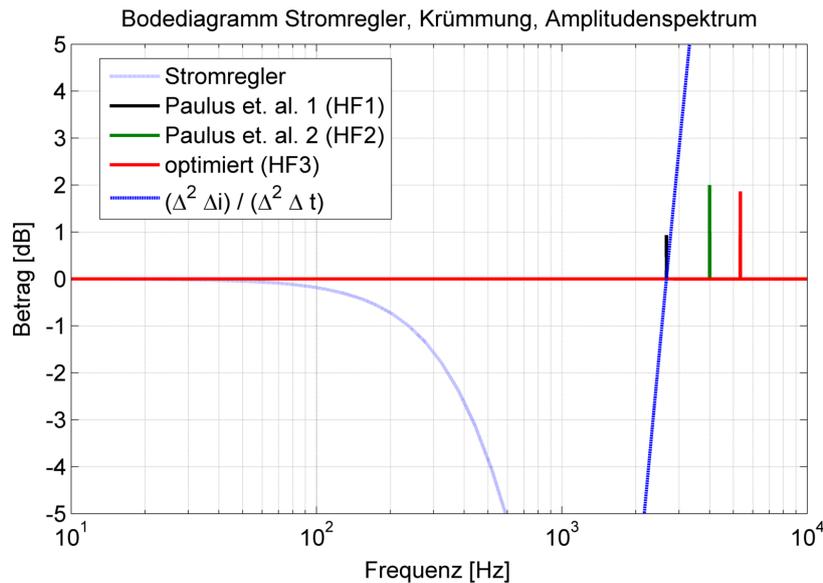


Abbildung 2.21.: Dargestellt ist das Amplitudenspektrum der untersuchten HF-Spannungsinjektionen zusammen mit dem Frequenzgang des Betrags der Übertragungsfunktionen für den Stromregler und der dritten Ableitung des Stromes nach der Zeit. Die Trägerfrequenzen im Bereich der positiven Verstärkung der Ableitungsübertragungsfunktion ermöglichen eine gute Auswertung der Rotorlage und der Admittanzinformation im Rahmen des Arbitrary Injection Verfahrens.

2.3.4. Grenzen des Arbitrary Injection Verfahrens

Das Arbitrary Injection Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass eine geberlose Regelung von Antrieben möglich ist ohne Maschinenparameter hinterlegen zu müssen. Neben der Robustheit gegen die Veränderung von Parametern (Permanentmagnetfluss, Widerstand, Induktivität) im laufenden Betrieb (z.B. durch Temperatureffekte) ist das Verfahren auch sehr tolerant gegenüber Schwankungen von Parametern aufgrund von Produktionstoleranzen. Übliche Angaben von Produktionstoleranzen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen liegen im Bereich von $\pm 10\%$. Dies liegt vor allem an der Überlagerung der Toleranzen der Materialeigenschaften der einzelnen verwendeten Werkstoffe wie z.B. Elek-

troblech und Permanentmagnete. Weitere Einflüsse kommen aus dem Produktionsprozess z.B. entstehen weitere Toleranzen aus dem Einlegen der Wicklung in die Statornuten, dem Verguss des Stators sowie dem Stanzen und dem Paketieren der Bleche.

Wie Paulus et. al [30] zeigen hat die Parameterfreiheit des Verfahrens jedoch auch Grenzen. Sie werden immer dann erreicht, wenn die entsprechende permanentmagneterregte Synchronmaschine einen nennenswerten Anteil von Oberschwingungen im Statorstrom aufweist. Das regelungstechnische Ersatzschaltbild, welches in Kapitel 2.2.1 diskutiert wird, ist ein reines Grundwellenmodell. Dies bedeutet, dass Effekte wie z.B. Stromoberschwingungen, die im Rahmen der Maschinenauslegung berücksichtigt werden, in diesem Modell nicht berücksichtigt sind.

Die Oberschwingungen im Strom und die Oberschwingungen der EMK sowie ihre Wechselwirkungen können einen Drehmomentrippel in der Maschine hervorrufen. Diese Oberschwingungen entstehen aus der nicht idealen räumlichen Verteilung der Wicklung über den Statorumfang bzw. durch die räumliche Verteilung der Permanentmagnete über dem Rotorumfang und der sich daraus ergebenden Form des magnetischen Feldes [18, 23]. Für ideale Maschinen wird meist von einer sinusförmigen räumlichen Verteilung des Flusses wie auch der Wicklung ausgegangen. Diese räumliche Verteilung findet sich dementsprechend im Strombelag / der Statorfeldverteilung im Luftspalt wieder. Die nicht ideale, (reale) Wicklungsverteilung kann durch die Anwendung von Fourierreihen beschrieben werden. Je nach der geometrischen Form der Strom- bzw. Feldverteilung tragen unterschiedliche Harmonische zu der Fourierreihenbeschreibung der räumlichen Verteilung mit bei [36, 37].

Die hierdurch verursachten Oberwelleneffekte sind eine Ursache für die Geräuschentwicklung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen im Umrichterbetrieb und die Welligkeit des Drehmoments [38]. Der Einfluss der Oberwellen beschränkt sich jedoch nicht auf die genannten Eigenschaften von permanentmagneterregten Synchronmaschinen. Das Oberwellenverhalten spiegelt sich auch im Klemmenverhalten des Motors wieder. Dies kann dazu führen, dass die Stromantwort auf eine Spannungsinjektion nicht mehr eindeutig ist und so eine Lageauswertung mit Hilfe des Spannungsabfalls über den Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems nicht mehr ohne weiteres möglich ist. Dieses soll im Folgenden erläutert werden.

Wird ein idealer Motor mit einem rotierenden Spannungszeiger konstanter Länge bei festgebremster Welle angeregt, so bildet sich eine Stromantwort nach Gleichung 2.15 aus. Der Stromänderungszeiger wird aufgrund der richtungsunabhängigen Induktivität einen konstanten Betrag aufweisen. Dieser Stromableitungszeiger rotiert um den Ursprung des Koordinatensystems. Eine richtungsunabhängige Induktivität bedeutet, dass die Phaseninduktivitäten des Motors für die d- und die q-Achse identisch sind. Die für einen Spannungszeiger wirksame Induktivität entspricht der Induktivität, die in Richtung des Spannungszeigers zeigt. Sie entsteht durch die vektorielle Addition der beteiligten Phaseninduktivitäten entsprechend der Phasenspannungen, die den wirksamen Spannungszeiger bilden. Für identische Phaseninduktivitäten in der d- und der q-Achse liefert diese Addition den gleichen Betrag wie die Phaseninduktivitäten selbst. Man kann diesen Induktivitätsvektor um den Rotor rotierend darstellen. Durch die Rotation bildet sich ein Kreis um den

Ursprung aus. Damit müssen die Stromantwort wie auch die Stromänderung, die durch den Spannungszeiger entstehen, ebenfalls einen Kreis ausbilden. Eine geberlose Regelung im Stillstand ist mit solch einer idealen Maschine nicht möglich.

Im Fall der schenklichen Maschine gilt, dass die Phaseninduktivitäten der Achsen des rotorfesten Koordinatensystems ungleich groß sind ($L_d \neq L_q$, vgl. Kap.2.2.2). Wird diese Maschine mit einem rotierenden Spannungszeiger konstanten Betrages beaufschlagt, kann die Stromantwort entsprechend dem vorigen Absatz ermittelt werden. Für jede momentane Richtung des Spannungszeigers muss die wirksame Induktivität ermittelt werden. Sie entsteht durch die vektorielle Addition der Phaseninduktivitäten L_d und L_q entsprechend der Richtung des Spannungszeigers. Für eine volle Drehung eines Spannungszeigers um den Rotor bildet der Verlauf der Vektoraddition der Induktivitäten eine Ellipse. Dies ist geometrisch anschaulich, da die Phasengrößen L_d und L_q ein orthogonales Koordinatensystem aufspannen; die Basisvektoren sind dabei jedoch keine Normalenvektoren (Länge 1). Das heißt, sie weisen unterschiedliche Beträge (Längen) auf. Entsprechend der Richtung des Spannungszeigers und der in diese Richtung wirkenden Induktivität fällt die Stromantwort der Maschine aus. Die Stromantwort (also die Stromänderung) bildet die Ellipse der Induktivität ab. Weil die Stromantwort nicht mehr kreisförmig ausfällt, kann sie zur Lageauswertung genutzt werden, denn die beiden unterschiedlichen Halbachsen der Ellipse zeigen die Lage der d- und q-Achse an. Wird die Stromantwort der Maschine im α - β -Koordinatensystem abgebildet, kann die Lage der Anisotropie ermittelt werden. Als Modellvorstellung für solch eine Lageauswertung bietet sich die Auswertung eines Resolvers an, bei dem eine Amplitudenungleichheit der Sinus- und Cosinusspur auftritt (vgl. Kap. 2.1.2 [2]).

Für schenkliche Motoren mit großem Oberwellenanteil durchläuft die wirksame Induktivität ebenfalls die Punkte der d- bzw. q-Achsen-Induktivität. Der Verlauf der Induktivität zwischen den beiden Phaseninduktivitäten muss allerdings nicht mehr sinusförmig sein. Durch die Oberwelleneffekte können je nach Anteil der einzelnen Harmonischen beinahe beliebige stetige geometrische Formen in der Art von Lissajous-Figuren für die Stromantwort entstehen. Die Stromantwort der Maschine auf einen rotierenden Spannungszeiger ist so nicht mehr zwangsweise eindeutig und kann nicht mehr zur eindeutigen Identifizierung der Rotorlage genutzt werden [39]. In Abbildung 2.22 sind die resultierenden Sinus- und Cosinusssignale des Arbitrary Injection Verfahrens (vgl. 2.13(b)) für die unterschiedlichen Fälle der Anisotropie schematisch dargestellt.

In Abbildung 2.23 wird das reale Verhalten einer solchen Maschine dargestellt. Die Signale, die im Rahmen der arctan-Auswertung von Gleichung 2.23 ausgewertet werden, sind hier gegeneinander aufgetragen. Genauer ist hier der Nenner der Gleichung 2.23 als Funktion des Zählers abgebildet. Interpretiert man den Zähler in Gleichung 2.23 als Sinusspur der Rotorlage und den Nenner als deren Cosinusspur, kann man das Oberwellenverhalten des Motors mit einer Lissajous-Figur verdeutlichen (vgl. Abb. 2.23). Es ergibt sich eine stark verformten Ellipse, die im Aussehen einer in der Mitte gefalteten und leicht verdrehten Acht entspricht. Der Begriff Oberwellenverhalten wird hier anders als im Bereich der elektrischen Antriebstechnik üblich verwendet. Mit dem Begriff wird hier auf das Verhalten der Sinus- und der Cosinusspur in Bezug auf die Rotorlage Bezug genommen.

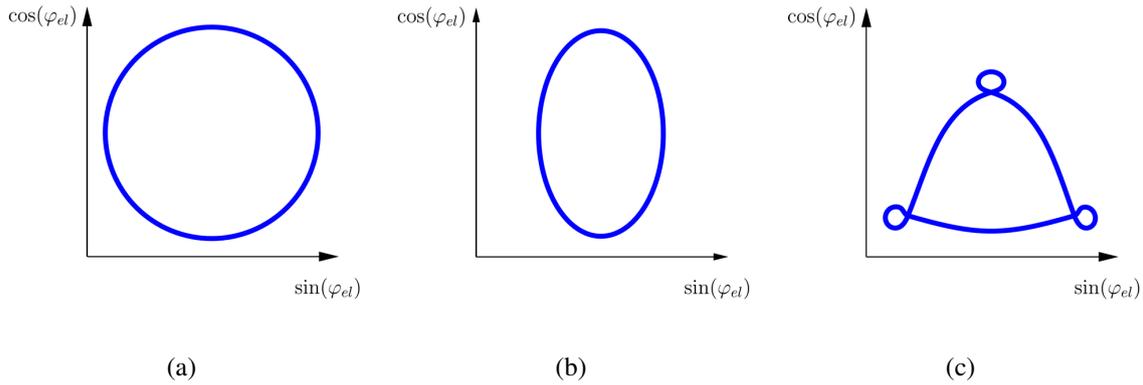


Abbildung 2.22.: (a) zeigt die Sinus- und Cosinussignale des Arbitrary Injection Verfahrens für eine volle Umdrehung (360°) des Rotors eines vollständig isotropen Motors. (b) zeigt die Sinus- und Cosinussignale des Arbitrary Injection Verfahrens für eine volle Umdrehung (360°) des Rotors eines Motors mit einfacher Anisotropie. (c) zeigt die Sinus- und Cosinussignale des Arbitrary Injection Verfahrens für eine volle Umdrehung (360°) des Rotors eines Motors mit ausgeprägten Oberwelleneffekten. Abbildung angelehnt an [30], Darstellung rein schematisch.

Die in [30] dargestellten Lissajous-Figuren unterscheiden sich deutlich von der hier in Abbildung 2.23 präsentierten. Der Unterschied kann wahrscheinlich mit dem Oberwellenanteil der drehmomentbildenden Strombelagswelle des Luftspalts der Maschinen erklärt werden. So handelt es sich bei den von Paulus et. al. präsentierten Maschinen wahrscheinlich um grundwellenbasierte Maschinen. Dies bedeutet, dass die Amplituden der harmonischen Signalanteile (des Stromes) nur einen Bruchteil der Amplitude der Grundwelle des Strombelags betragen. Dem steht die hier gezeigte Maschine gegenüber. Es zeigt sich im Rahmen einer Fourieranalyse (vgl. Kapitel 3.3.4 und Abbildung 3.28), dass die hier gezeigte Maschine sehr große Anteile von Oberwellen in ihrer Admittanz aufweist. Das Spektrum legt nahe, dass die Hauptamplitude des Strombelags durch eine Oberwelle gebildet wird. Man kann dies an den Amplituden der Statorharmonischen gut ablesen, so ist die Amplitude der sechsten Statorharmonischen in Abb. 3.28 der größte Amplitudenbeitrag für das Signal. Das bedeutet, dass die Amplitude der eigentlichen Grundwelle nur einen Bruchteil der Amplitude der Oberwelle beträgt. Es ist aus diesem Grund anzunehmen, dass die gezeigte Lissajous-Figur eigentlich der Darstellung der fünften Statorharmonischen entspricht, die mit der Grundwelle moduliert wird.

In [30] wird gezeigt, wie sich Oberwelleneffekte im Arbitrary-Injection Verfahren auswirken. Die Auswertung der Rotorlage nach Gleichung 2.23 versagt in diesem Fall, da eine Position auf der Lissajous-Figur bei mehreren Rotorlagen erreicht werden kann. Für den Wert der Gleichung 2.23 bedeutet dies:

$$\frac{\sin(\varphi_{el,1})}{\cos(\varphi_{el,1})} = \frac{\sin(\varphi_{el,2})}{\cos(\varphi_{el,2})}, \text{ mit } \varphi_{el,2} \neq \varphi_{el,1} \quad (2.40)$$

Das durch die Rotorlageschätzung berechnete Winkelsignal (φ_{el}) hat dann einen wellenförmigen Verlauf (vgl. Abb. 4, Abb. 5 und Abb. 6 in [30]). Bildet nun der Motor eine solche Lissajous-Figur wie in Abb. 2.23 gezeigt, so geht die Eigenschaft der Parameterfreiheit des Arbitrary-Injection Verfahrens verloren.

Um eine Maschine trotz Oberwellenverhaltens geberlos zu regeln, können die Oberwellenanteile der Signale in Tabellen bzw. Fourierkoeffizienten abgelegt und im Rahmen einer Regelung kompensiert werden. Die Vermessung der Maschine und das Aufzeichnen der Eigenheiten der Maschine ist eine Voraussetzung für eine geberlose Regelung von oberwellenbehafteten Maschinen. Paulus et. al. [30] diskutieren mehrere Möglichkeiten, Oberwelleneffekte innerhalb der Regelung abzulegen und auszuwerten, um die Maschine geberlos zu regeln. Es werden zudem die Grenzen der Ansätze mit Hilfe einer Stabilitätsanalyse ermittelt. Zusammenfassend muss jedoch festgestellt werden, dass trotz der Auswertung des Oberwellenverhaltens der permanentmagneterregten Synchronmaschine keine Regelbarkeit mittels eines anisotropiebasierten Verfahrens garantiert werden kann.

Deshalb wird in der Regel versucht, ein für die geberlose Regelung günstiges Maschinen- bzw. Oberwellenverhalten gezielt im Maschinenentwurf zu berücksichtigen. Eine Ableitung des Oberwellenverhaltens aus dem Maschinenentwurf bzw. der Maschinenentwurf im Hinblick auf die geberlose Regelbarkeit von elektrischen Maschinen ist der Gegenstand aktueller Forschung [40, 41] und liegt nicht im Fokus dieser Arbeit.

2.4. Polarkoordinaten basiertes Grundwellenverfahren

Im Rahmen dieser Arbeit wurde neben dem anisotropiebasierten Arbitrary Injection Verfahren auch ein Grundwellenmodell genutzt. Die geberlose Regelung mittels eines Grundwellenverfahrens mit seinen Vor- und Nachteilen wurde bereits in Kapitel 2.2.3 diskutiert. Die Ergänzung eines anisotropiebasierten Verfahrens um ein Grundwellenverfahren erhöht die Robustheit einer geberlosen Regelung. Die Lageinformation des Rotors kann dadurch auf zwei unterschiedliche, physikalisch unabhängige Arten gewonnen werden. Neben einer gegenseitigen Plausibilitätsprüfung ergibt sich auch die Möglichkeit, die unterschiedlichen Verfahren in verschiedenen Betriebsbereichen zu nutzen. Ziel ist es, die jeweiligen Stärken der Verfahren zu kombinieren:

- Einfache stabile Informationsgewinnung bei hohen Drehzahlen mit dem grundwellenbasierten Verfahren.
- Informationsgewinnung auch im Stillstand mit dem anisotropiebasierten Verfahren.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde auf ein von Stumper et. al. entwickeltes Grundwellenverfahren zurückgegriffen [42, 43]. Es berechnet die Rotorlage anhand der Lage der EMK im statorfesten Koordinatensystem. Das Verfahren nutzt zudem die Polarkoordinatendarstellung

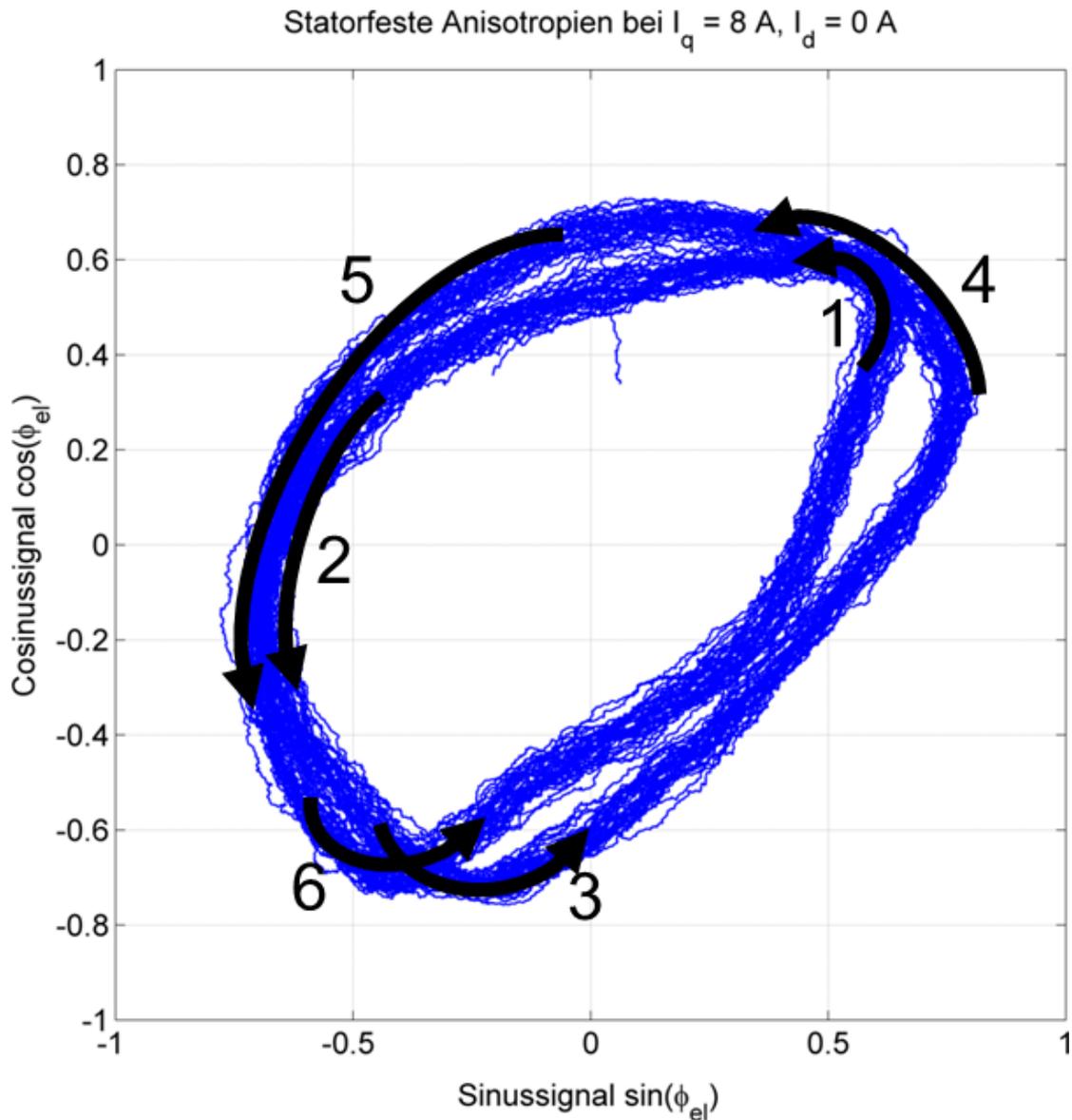


Abbildung 2.23.: Dargestellt ist die Lissajousfigur der Sinus- und der Cosinusspur des Arbitrary-Injection Verfahrens (vgl. Abb. 2.13(b)). Die Figur entsteht durch die Bestromung des Motors (vgl. Tabelle B.2) mit einem q-Strom von 8 A. Die Maschine wurde von der Lastmaschine mit einer Drehzahl von 23 rpm angetrieben. Deutlich ist zu erkennen, dass die Auftragung des Sinus- gegen das Cosinussignal kein kreis- oder ellipsenförmiges Bild mehr ergibt. Stattdessen können in Sinus- und im Cosinussignal Mehrdeutigkeiten festgestellt werden. Die Kurve bildet Schleifen bzw. schneidet sich selbst. Um die Mehrdeutigkeiten der Figur genauer darzustellen ist der Verlauf des Signals mit der Hilfe von Pfeilen angedeutet. Bei den Pfeilen 1 und 4 berührt sich die Trajektorie der Figur und im Bereich der Pfeile 3 und 6 schneidet sie sich. In den Berührungsbereichen kann die Rotorlage nicht mehr eindeutig aus den Sinus- und Cosinussignalen ermittelt werden.

anstelle eines kartesischen Koordinatensystems. Im Folgenden werden die grundlegenden Ideen hinter dem Verfahren präsentiert, auf eine genaue Herleitung wird verzichtet, sie ist in den genannten Veröffentlichungen gut nachzuvollziehen [42, 43].

Durch die Wahl des Polarkoordinatensystems ist es möglich auf einfache Weise die Rotorlage und die Winkelgeschwindigkeit des Rotors unabhängig voneinander und direkt zu berechnen. Im Idealfall steht schon nach dem ersten Reglerinterrupt ein zuverlässiges Geschwindigkeitssignal zur Verfügung. Die Winkelgeschwindigkeit muss so nicht durch die Differenziation der Rotorlage ermittelt werden. Dies bedeutet, dass eine Fehlschätzung der Rotorlage nicht automatisch zu einer Fehlschätzung der Winkelgeschwindigkeit führt.

Für die Differenzialgleichungen in Polarkoordinaten müssen auch die Phasengrößen des rotorfesten Koordinatensystems in eine Form gebracht werden, die der Polarkoordinatendarstellung der Differenzialgleichungen entsprechen. Als relevante Darstellung der Parameter wird in [43] das arithmetische Mittel der Phasengrößen des rotorfesten Koordinatensystems genutzt. In [43] werden zudem die Effekte von Parameterfehlern auf die Genauigkeit des geschätzten Winkelsignals dargestellt. Es zeigt sich, dass das Verfahren auch für sehr große Parameterfehler von Induktivität und Widerstand noch sehr gutmütig reagiert und relativ kleine Winkelfehler die Folge der Parameterfehler sind. Trotz dieses Genauigkeitsverlustes des Lagewerts bleibt das Verfahren stabil. Das Verfahren hat somit das Potential schon bei sehr niedrigen Drehzahlen gute Werte für die Rotorlageschätzung zu liefern. Zudem bietet sich die Möglichkeit mit dem Schätzverfahren für Y_{Σ} und Y_{Δ} aus Kapitel 2.3.2 permanent die Werte der Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems nachzuführen.

Im Folgenden werden die zentralen Gleichungen des Verfahrens zusammen mit einem Signalflussplan präsentiert. Die Differenzialgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine in statorfesten Polarkoordinaten lauten:

$$L \frac{d}{dt} \rho = -R\rho + \psi_{PM} \omega \sin(\varphi_{el} - \phi) + v_P \quad (2.41)$$

$$L\rho \frac{d}{dt} \phi = -\psi_{PM} \omega \sin(\varphi_{el} - \phi) - v_O \quad (2.42)$$

$$\Theta \frac{d}{dt} \omega = -\psi_{PM} \rho \sin(\varphi_{el} - \phi) - T_{Last} \quad (2.43)$$

$$\frac{d}{dt} \phi = \omega \quad (2.44)$$

Mit dem Betrag des Stromzeigers ρ :

$$\rho = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \quad (2.45)$$

Mit der Zeigerrichtung des Stromzeigers

$$\phi = \arctan \frac{i_{\beta}}{i_{\alpha}} \quad (2.46)$$

Und den Komponenten des Spannungszeigers, die parallel und orthogonal zum Stromzeiger verlaufen:

$$v_P = v_\alpha \cos \phi + v_\beta \sin \phi \quad (2.47)$$

$$v_O = -v_\alpha \sin \phi + v_\beta \cos \phi \quad (2.48)$$

Durch das geeignete Gleichsetzen und Einsetzen der Gleichungen 2.41 bis 2.43 können die Bestimmungsgleichungen für ω und ϕ_{el} gewonnen werden:

$$\phi_{el} = \arctan \left(\frac{L \frac{d}{dt} \rho + R \rho - v_P}{L \rho \frac{d}{dt} \phi - v_O} \right) + \phi \quad (2.49)$$

$$\omega = \frac{1}{\Psi_{PM}} \sqrt{\left(L \frac{d}{dt} \rho + R \rho - v_P \right)^2 + \left(L \rho \frac{d}{dt} \phi - v_O \right)^2} \quad (2.50)$$

Die für die korrekte Auswertung der Drehrichtung und der Quadranten der arctan-Funktion notwendigen Fallunterscheidungen können der Veröffentlichung von Stumper et. al. entnommen werden [43].

Die Abbildung 2.24(a) zeigt die Einbettung des Grundwellenschätzverfahrens in den Stromregler des Prüfstandes. Abbildung 2.24(b) zeigt die Anordnung der Koordinatentransformationen ins Zylinderkoordinatensystem (Gleichungen 2.45 bis 2.48) sowie die Berechnung des Lagewinkels und der Winkelgeschwindigkeit.

Im vorangehenden Abschnitt wurde auf den Einfluss der Oberwelleneffekte auf die Rotorlageschätzung von anisotropiebasierten Verfahren eingegangen. Bei grundwellenbasierten Verfahren ist auch mit einem Einfluss der Lageabhängigkeit der Induktivität zu rechnen, da die Parameter L_d und L_q in die Bestimmungsgleichungen für die Rotorlage und die Winkelgeschwindigkeit mit eingehen (vgl. Gleichungen 2.50 und 2.49). Es ist zu vermuten, dass der Schätzfehler der Rotorlage mit zunehmender Ortsabhängigkeit der Phaseninduktivitäten größer wird. Für die Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit kann man Vermuten, dass der Schätzwert der Winkelgeschwindigkeit mit der lageabhängigen Induktivität um den eigentlichen Erwartungswert oszilliert

2.5. Realisierungsvoraussetzungen der Verfahren

Man kann aus den Inhalten des Kapitels 2 die Anforderungen an permanentmagneterregten Synchronmaschinen ableiten, die positionsgeberlos geregelt werden sollen. Für die Nutzung eines grundwellenbasierten Verfahrens zur Lageschätzung der permanentmagneterregten Synchronmaschine sind letztlich wenig Anforderungen an die Maschine zu formulieren. Der Einfluss der lageabhängigen Induktivitäten auf die Schätzverfahren muss allerdings noch genauer untersucht werden.

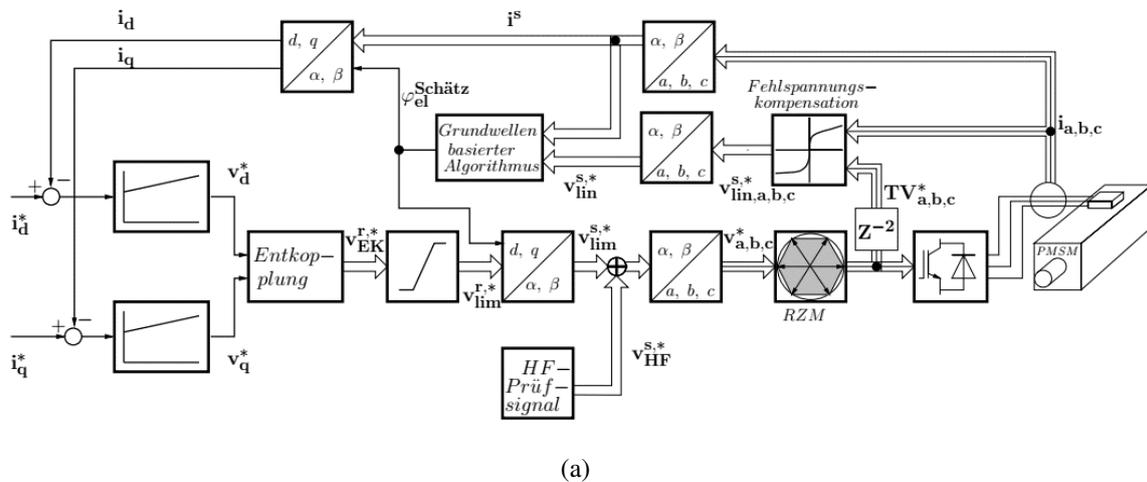


Abbildung 2.24.: (a) Dargestellt ist der Signalflussplan des Stromreglers, der durch die Komponenten des grundwellenbasierten Verfahrens zur Lageschätzung ergänzt wurde. In (b) ist der Signalfluss innerhalb des 'Grundwellen basierten Algorithmus' Blocks dargestellt. Aus den Spannungs- und Stromsignalen im statorfesten Koordinatensystem werden die entsprechenden Größen im Zylinderkoordinatensystem gebildet. Diese werden dann im Block 'Gleichungen' entsprechend den Gleichungen 2.49 und 2.50 ausgewertet. Abbildung nach [43].

Soll eine Maschine allerdings mit der Hilfe eines anisotropiebasierten Verfahrens geregelt bzw. deren Lage geschätzt werden, so muss die Maschine gewisse Voraussetzungen erfüllen:

- Der Motor muss eine magnetische Anisotropie aufweisen. Diese Anisotropie sollte idealerweise unabhängig vom Maschinenstrom sein. Physikalisch gesehen ist dies nur für Motoren möglich, die das Blechpaket magnetisch nur gering ausnutzen. Ist die Größe der Anisotropie abhängig vom Maschinenstrom, so ist zu fordern, dass die Anisotropie bei keinem Maschinenstrom verschwindet (also zu Null wird). Häufig wird ein Unterschied zwischen den Phaseninduktivitäten der d- und q-Achse gefordert, der ungefähr fünf bis zehn Prozent der d-Achseninduktivität entspricht [44].
- Als Folgerung aus Kapitel 2.3.4 muss an dieser Stelle gefordert werden, dass die zu regelnde Maschine ein möglichst ausgeprägtes Grundwellenverhalten hat. Ist dies nicht der Fall, muss zumindest die folgende Bedingung eingehalten werden: Die Lissajous-Figuren der Sinus- und Cosinusspur sollten sich unter möglichst großen Winkeln schneiden. So entstehen nur kleine Schnittbereiche, in denen die Rotorlage mehrdeutig wird. Aufgrund des Signalverlaufs wird so eine Auflösung der Mehrdeutigkeit eventuell möglich. Weiterhin ist zu fordern, dass die Figuren bis auf die Schnittpunkte eindeutig sind, also keine Signale über verschiedene Winkelbereiche auf der gleichen Trajektorie verlaufen.

Die Frage ob eine permanentmagneterregte Synchronmaschine gleichzeitig auch ein Resolver ist kann somit nicht eindeutig mit ja oder nein beantwortet werden. Es muss festgestellt werden, dass die Lageerkennung aufgrund der magnetischen Eigenschaften des Motors möglich ist, jedoch ist die Lageerkennung des Rotors nur ein 'Abfallprodukt' des Elektromotors. Dessen Eigenschaften werden beim Stand der Technik nicht in Bezug auf die Geberlose Regelung optimiert [40]. Somit ist die Nutzung des Motors als sein eigener Resolver nicht gewährleistet. Die Nutzung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine als Resolver muss demzufolge mit ihrem Nutzungsszenario verknüpft werden:

- So ist der dynamische Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit einem geberlosen Grundwellenverfahren bei ausreichende hoher Drehzahl immer möglich. Dies bedeutet, sobald eine Applikation auf einer geregelten Drehzahl basiert und ein gesteuertes (lastfreies) Anlaufen des Motors möglich ist, kann die permanentmagneterregte Synchronmaschine auch als Resolver betrachtet werden.
- Handelt es sich um eine Applikation in der eine Positionsregelung oder ein Betrieb unter Last nahe dem Stillstand verlangt ist, so muss die Frage von Maschine zu Maschine und entsprechend des relevanten Lastbereichs individuell beantwortet werden. Für 'gutmütige' Maschinen mit geringem Oberwellenanteil und moderater magnetischer Ausnutzung des Elektroblechs kann diese Frage eher bejaht werden. Für Maschinen mit hohem Oberwellenanteil und hoher magnetischer Ausnutzung muss diese Frage eher verneint werden, und eine Einzelfallbetrachtung des Maschinentyps hat zu erfolgen. Diese Überlegung kann gut durch einen Vergleich der PMSM mit einem Reluktanzresolver plausibel gemacht werden. So ist die Vermeidung von Sättigungseffekten im Eisenkern des Reluktanzresolvers für seinen störungsfreien Betrieb unbedingt notwendig [6, 2]. Diese Forderung ist im allgemeinen für magnetisch teils stark ausgenutzte Motoren nicht zu erfüllen [45].

3. Bestimmung der benötigten Größen einer geberlosen Regelung

Im vorherigen Kapitel wurde beschrieben wie sich die magnetischen Eigenschaften der permanentmagneterregten Synchronmaschine auf die elektrischen Ersatzgrößen auswirken. Aus Gleichung 2.19 kann abgeleitet werden, dass die Erfassung des Maschinenstroms und der Phasenspannungen von zentraler Bedeutung für die modellbasierte Berechnung der Rotorlage sind. Über ein Maschinenmodell können mit Hilfe der Phasenströme die induktiven Spannungsabfälle berechnet werden, welche die Lageinformation beinhalten (vgl. Kap. 2.2.3). Deshalb wird in diesem Kapitel insbesondere auf die Erfassung der Strommesswerte und des Spannungsabfalls über den Induktivitäten eingegangen. Die erreichbare Genauigkeit der Rotorlageschätzung ist direkt abhängig von der Genauigkeit, mit der die Spannungen und Ströme erfasst werden. Im Rahmen dieser Arbeit soll nicht auf die hinlänglich diskutierten Folgen des Quantisierungsrauschens bei Analog Digital Wandlung (AD-Wandlung, ADC) und des Messrauschens eingegangen werden (vgl. hierzu auch [46]). Stattdessen sollen die systematischen Einflüsse von unterschiedlichen AD-Wandlungsverfahren auf die Genauigkeit der erfassten Ströme diskutiert werden. Neben dem AD-Wandlungsverhalten hat die galvanische Trennung von Leistungs- und Signalteil des Umrichters einen großen Einfluss auf die Auswahl und Auslegung der Strommessung. Weiteres Augenmerk wird auf die Einflüsse von Umrichternichtlinearitäten auf die Umrichterausgangsspannungen und ihre Modellierung gelegt.

3.1. Strommessung

Im folgenden Kapitel wird auf drei unterschiedliche weitverbreitete Arten der Messwertabtastung bzw. der Messwertwandlung für die Stromerfassung eingegangen. Folgende Verfahren werden behandelt:

- das Regular-Sampling-Verfahren
- das Oversampling-Verfahren
- das Δ - Σ -Modulationsverfahren

In Abbildung 3.1 sind diese drei Abtastverfahren vergleichend dargestellt. Die Abtastungen sind in den Kontext der Reglerausgangsspannungen und der Stromverläufe einer typischen Raumzeigermodulation gesetzt (zur Raumzeigermodulation und Feldorientierten Regelung

vergleiche auch [12, 16], sowie Kap. 2 [15]). Die Zeiträume, in denen aufgrund der Mindesteinschaltdauer kein Umschalten der Halbleiterschalter erfolgen darf, sind grau hinterlegt¹. Diese Zeiträume entsprechen der Mindesteinschaltdauer des Nullzeigers, und liegen symmetrisch zu den Symmetriepunkten des PWM-Musters. In diesen Zeiträumen kann davon ausgegangen werden, dass keine hochfrequenten Störeinflüsse die Stromabtastung verfälschen (vgl. Abb. 3.2(b)) und eine korrekte Erfassung des Motorstroms möglich ist. Im Folgenden wird auf die Eigenschaften der einzelnen AD-Wandlungsverfahren eingegangen.

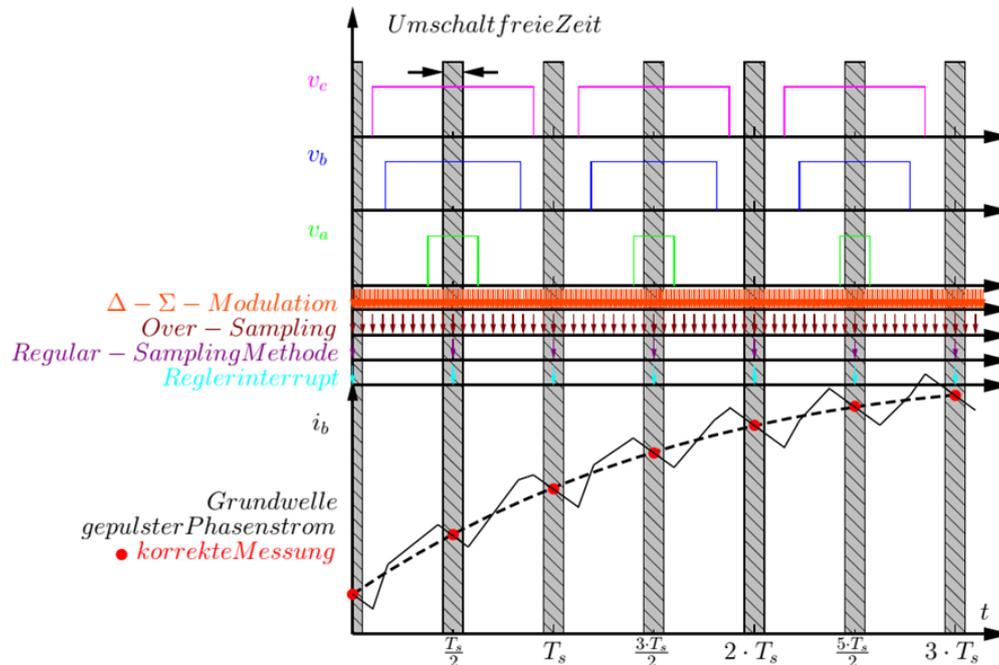


Abbildung 3.1.: Dargestellt (von oben nach unten) sind die Ausgangsspannungen eines dreiphasigen Zweipunkt-Pulswechselrichters mit den Phasenspannungen v_c , v_b , v_a . Weiterhin werden die Abtastzeitpunkte von drei Abtastverfahren mit dargestellt. Zuerst ist die Überabtastung eines $\Delta - \Sigma$ -Wandlers gezeigt, dann das Abtastverfahren des Over-Sampling und zuletzt ist die Regular-Sampling Methode dargestellt. Ebenso ist der Beginn des Reglerinterrupts eingezeichnet. Die Stromverläufe der Grundwelle und der reale Phasenstrom der Phase b sind mit eingezeichnet. Die Zeitpunkte, an denen die korrekten Werte gemessen werden können, sind als rote Punkte ebenfalls eingetragen. Der umschaltfreie Zeitbereich ist aus Gründen der Sichtbarkeit stark vergrößert dargestellt.

¹Dies gilt sofern ein Nullzeiger eingeschaltet wird. Bei Vollaussteuerung wird zwar kein Nullzeiger geschaltet, aber diese Zeiträume sind auch dann frei von Schalthandlungen.

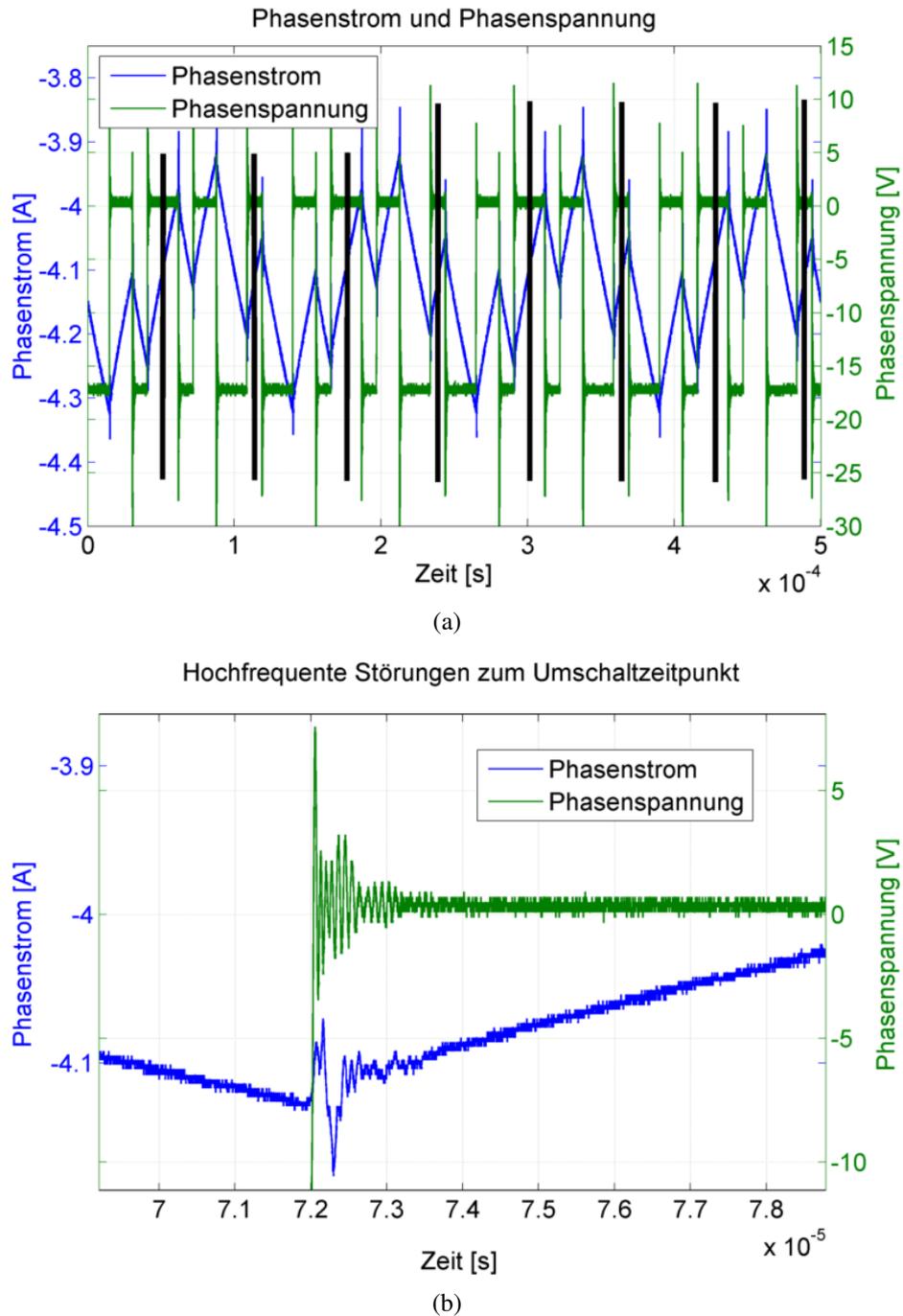


Abbildung 3.2.: Zeitlich hoch aufgelöste Messung des Phasenstroms und der Phasenspannung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. (a) Zeigt hierbei eine Übersicht über mehrere Schaltperioden ($T_s = 62.5 \mu\text{s}$). Die Abtastzeitpunkte der Strommessung sind durch schwarze Markierungen angedeutet. (b) zeigt die hochfrequenten Störungen in der Phasenspannung und im Phasenstrom, die durch das Umschalten der Halbleiterschalter entstehen.

3.1.1. Regular-Sampling-Verfahren

Das wohl am weitesten verbreitete Strommessverfahren für dreiphasige Antriebe ist das Regular-Sampling-Verfahren. Bei diesem Verfahren kann mit einer Messwertabtastung jeweils in den Symmetriezeitpunkten einer PWM-Periode genau der Strommittelwert einer vollen PWM-Periode erfasst werden [47, 15]. Die zeitliche Präzision der Abtastung spielt hier eine wichtige Rolle und hat großen Einfluss auf die korrekte Erfassung des Strommittelwerts, wie in Kap. 5.2.3 von [47], gezeigt wird. So muss die Messwernerfassung exakt im Symmetriezeitpunkt der PWM-Periode erfolgen (vgl. auch Abb. 3.1 und Kap. 3.1). Die Erfassung im umschaltfreien Zeitbereich des Symmetriezeitpunkts sorgt zudem dafür, dass die Messung nicht durch kapazitive Störströme oder durch hochfrequente Ströme, hervorgerufen durch Wanderwellen, verfälscht wird [48]. Weiterhin wird dort gezeigt, dass der erfasste Stromwert genau dem Strommittelwert einer Pulsperiode entspricht. Das Regular-Sampling-Verfahren zeichnet sich durch seine Einfachheit aus, da nur ein Messwert pro Pulsperiode und Phase abgetastet und verarbeitet werden muss. Der Einsatz von Sample-and-Hold-Gliedern ermöglicht es zudem, relativ langsame, hoch genaue AD-Wandler einzusetzen, die nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation arbeiten.

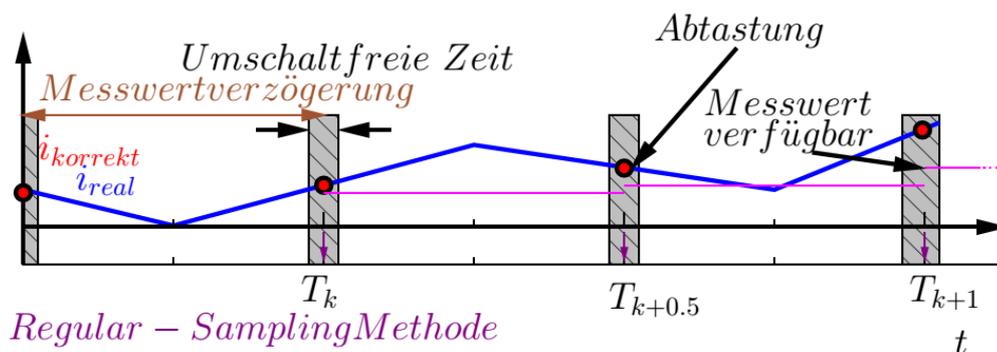


Abbildung 3.3.: Dargestellt ist die Stromabtastung mit dem Regular Sampling Verfahren. Je nach Architektur des Rechenkerns und der Stromerfassung kann die Verfügbarkeit eines Messwertes variieren. Dargestellt ist die Verfügbarkeit des Strommesswertes für das im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Systems aus dem Anhang B. Der Verlauf des Phasenstroms wird aus Gründen der Übersichtlichkeit vereinfacht dargestellt.

Natürlich hat das Verfahren auch Nachteile: so steht der Messwert in dem hier realisierten Umrichter erst zum nächsten Abtastzeitpunkt als Digitalwert zur Verfügung. Dies ist eine Eigenschaft des hier eingesetzten Umrichtersystems. Bei geeigneter Gestaltung des Umrichters und der Software kann der Messwert im gleichen Reglerinterrupt verarbeitet werden. Diese Messwertverzögerung entspricht einer zusätzlich in das System eingefügten Totzeit, die bei der Auslegung der Reglerparameter berücksichtigt werden muss. Da nur ein Wert gemessen wird, verfälschen Mess- und Quantisierungsrauschen diesen Wert unmittelbar. Sie können auch durch Mittelung nicht reduziert werden. Um diesen Effekten zu begegnen, wird das Messsignal üblicherweise tiefpassgefiltert. Neben der Tiefpassfilterung existiert auch die Mehrfachabtastung des Messwerts und die anschließende Mittelwert- bzw. Medianbildung.

Diese Modifikationen des Regular-Sampling-Verfahrens bedeuten allerdings zusätzlichen Hardwareaufwand durch den Einsatz von schnellen AD-Wandlern (Wandlungszeit \ll Verriegelungstotzeit) bzw. von analogen Filterelementen. Weiterhin wird zusätzlicher Softwareaufwand für die Auswertung der Strommessung (Mittelwertbildung usw.) benötigt.

3.1.2. Over-Sampling-Verfahren

Um die Genauigkeit / Auflösung der Strommessung zu erhöhen existiert neben dem Regular-Sampling-Verfahren auch das Over-Sampling-Verfahren. Bei diesem Verfahren wird über die Zeitdauer einer PWM-Periode eine Vielzahl von Messwerten genommen und diese werden gemittelt. Dieses Verfahren ist von dem Ergebnis der Strommessung sehr gut mit dem Regular-Sampling-Verfahren vergleichbar. Um korrekte Messwerte zu erhalten muss allerdings darauf geachtet werden, dass die Mittelwertbildung über eine symmetrischen Spannungszeitfläche erfolgt (vgl. Abb. 3.4). Diese symmetrische Mittelwertbildung liefert exakt das gleiche Ergebnis mit der gleichen Messwertverzögerung wie das Regular-Sampling-Verfahren.

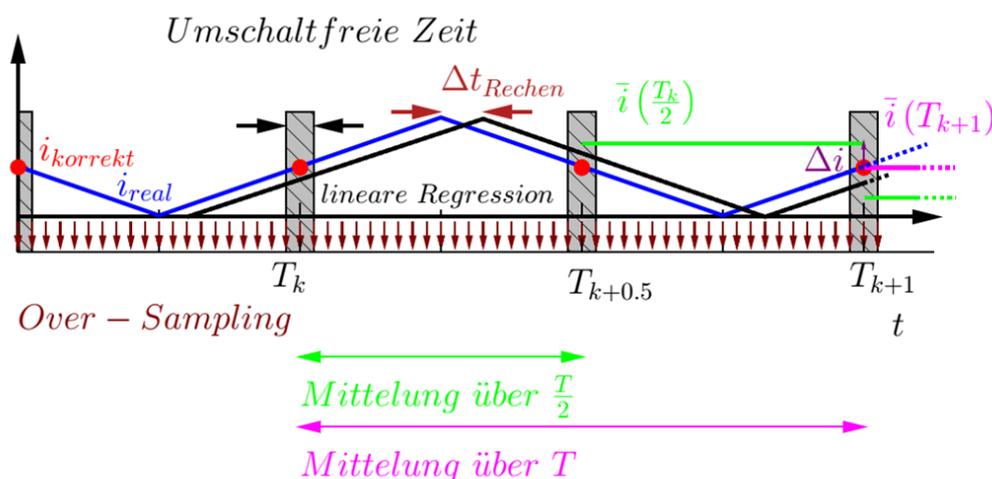


Abbildung 3.4.: Dargestellt ist das Over-Sampling Verfahren. Ziegelrot angedeutet ist jeweils die Abtastung des Phasenstroms. Rote Punkte kennzeichnen die Zeitpunkte bzw. Messwerte des Regular-Sampling-Verfahrens. Grün angedeutet ist die Mittelwertbildung des Stroms über eine unsymmetrische Spannungszeitfläche. Magenta zeigt die Mittelwertbildung über eine symmetrische Spannungszeitfläche. Schwarz angedeutet ist das Ergebnis einer fortwährenden rekursiven linearen Regression der AD-gewandelten Messwerte. Sie weist einen konstanten zeitlichen Versatz zum Verlauf des Phasenstromes auf. Der Verlauf des Phasenstromes ist aus Gründen der Übersichtlichkeit vereinfacht dargestellt.

Das Ergebnis dieser Mittelwertbildung ist deutlich weniger anfällig gegenüber Verfälschungen durch Rauschen und Diskretisierungseffekte (vgl. Kap. 5.2.1 bis 5.2.3 [47]). Um eine extreme Verfälschung des Mittelwerts durch die Auswertung von Umschalteffekten zu unterbinden, kann die Abtastung in bestimmten Zeiträumen vor und nach einem Umschaltvorgang des Umrichters unterdrückt werden.

Zu erwähnen bleibt, dass die Signalverarbeitung sinnvollerweise nicht im Prozessor des Umrichters durchgeführt wird, sondern auf ein kleines FPGA bzw. ein CPLD ausgelagert wird, um die Ressourcen des eigentlichen Mikrocontrollers zu schonen. Als weiterer Vorteil kann durch die Verwendung einer ausgelagerten Signalverarbeitung, wie bei der Verwendung von Δ - Σ -Wandlern, die Totzeit, welche durch die AD-Wandlung entsteht, signifikant verkürzt werden [49]. Somit erhöht sich die mögliche Reglerbandbreite der Stromregelung deutlich.

Neben der Möglichkeit der reinen Mittelwertbildung eröffnen sich durch die Anwendung des Oversamplings weitere Möglichkeiten, die Strommessung zu modifizieren. So wird von Landsmann et. al. [50, 51, 52] ein Verfahren vorgestellt, welches durch eine fortlaufende lineare Regression die Berechnung der exakten Stromwerte zu jedem Zeitpunkt einer PWM-Periode ermöglicht. Durch das Berechnen einer Ausgleichsgeraden wird es somit möglich, auch die Ströme zum Umschaltzeitpunkt durch eine Extrapolation der Geraden exakt zu bestimmen.

Im Bereich der sensorlosen Regelung kann durch die Berechnung der Ströme zum Umschaltzeitpunkt die Amplitude der Spannungsinjektion (vgl. Kap. 2.2.3 sowie Kap. 2.3.3) abgesenkt werden. Zum Teil ermöglicht dieses Messverfahren sogar einen Verzicht auf eine Spannungsinjektion. Statt dessen werden die Stromsteigungen des umrichterbedingten Stromrippels zur Lageermittlung ausgenutzt, die durch die diskreten Umrichterausgangsspannungen entstehen. Dies ermöglicht es, eine anisotropiebasierte geberlose Regelung auch bei großen Aussteuergraden der Leistungshalbleiter effektiv zu nutzen, da keine Aussteuerreserve mehr für eine Signalinjektion vorgehalten werden muss [52]. Das Verfahren zeichnet sich weiterhin dadurch aus, dass bei sehr kurzen Einschaltdauern der aktiven Spannungszeiger der Stromverlauf während des Spannungsnullzeigers mit ausgewertet wird. Somit ist für jeden Betriebszustand (große Ströme, hohe Drehzahl sowie kleine Ströme, geringe Drehzahl) der permanentmagneterregten Synchronmaschine eine ausreichend genaue Bestimmung der Stromistwerte möglich.

3.1.3. Δ - Σ -Modulationsverfahren

Im Laufe der letzten Jahre werden in industriellen Umrichtern verstärkt Δ - Σ -AD-Wandler eingesetzt [48, 53, 54, 49, 55, 56]. Zum einen zeichnen sich diese Wandler durch ihre relativ niedrigen Kosten bei hoher möglicher Auflösung aus. Weiterhin kann mit ihnen auf einfache Art und Weise eine galvanische Trennung von Leistungsteil und Signalteil des Umrichters erzielt werden.

Bei der Δ - Σ -Modulation wird ein analoges Signal über einen extrem schnellen² 1 Bit AD-

²marktübliche Modulatoren arbeiten mit Abtastraten f_s von bis zu 20 MHz

Wandler (also letztlich durch einen Komparator) in einen digitalen Datenstrom, bestehend aus Nullen und Einsen, umgesetzt. An dieser Stelle hat das digitale Signal also ein Bit Auflösung. Dieser digitale Datenstrom ist sehr unempfindlich gegenüber in Umrichtern auftretenden Störungen durch EMV (vgl. Abbildung 3.2(b)), so kann auf eine analoge Vorfilterung des zu messenden Stromsignals verzichtet werden. Dieser überabgetastete Datenstrom wird üblicherweise über kaskadierte Kammfilter (vgl. [57]) unterschiedlicher Ordnung in Datenwörter entsprechender Breite umgesetzt. Über die Rate M des Dezimationsfilters wird die Datenwortbreite und die Aktualisierungsrate f_{ADC} des AD-Wandlers festgelegt (vgl. Gleichung 3.1).

$$f_{ADC} = \frac{f_s}{M} \quad (3.1)$$

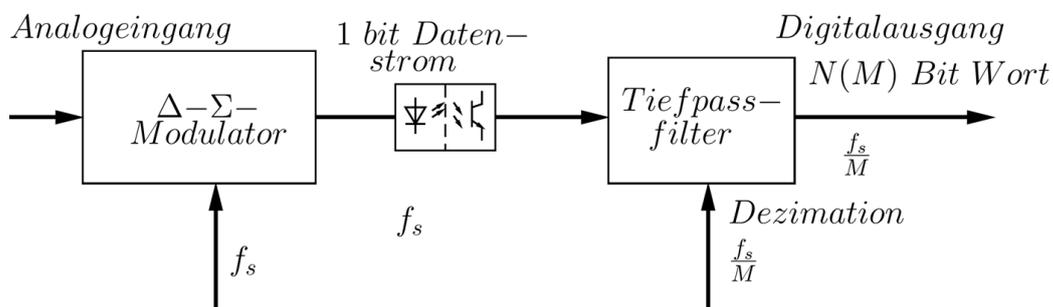


Abbildung 3.5.: Dargestellt ist das Strukturdiagramm eines Δ - Σ -AD-Wandlers. Das analoge Signal wird dabei mit Hilfe eines extrem hoch abtastenden 1 Bit AD-Wandlers in einen digitalen Datenstrom konvertiert. Dieser wird mit Hilfe eines Dezimationsfilters (Dezimationsverhältnis M) zu einem Datenwort entsprechender Breite gewandelt. Auf diese Weise kann die Abwägung zwischen Wandlungszeit und -genauigkeit durch die Wahl von M selbst bestimmt werden (vgl. auch [58], Part 2 Abb. 5).

Weitverbreitet sind Sinc^3 -Filter mit unterschiedlichen Dezimationsraten M (vgl. hierzu auch [55, 48, 56]), da sich diese Filter mit einem sehr geringen Aufwand an Logikelementen auf einem FPGA / CPLD realisieren lassen. Die Übertragungsfunktion eines solchen Sinc^3 -Filters ist in Gleichung 3.2 dargestellt:

$$H(z) = \frac{1}{M} \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (3.2)$$

Die Verwendung von Δ - Σ -AD-Wandlern bringt den Vorteil, dass die Wandlungszeit gegenüber der Wandlungsgenauigkeit abgewogen werden kann. Das heißt, über die Dezimationsrate M des Filters kann das Verhalten des AD-Wandlers entsprechend der jeweiligen Anforderungen (hohe Auflösung und lange Wandlungszeit oder niedrige Auflösung und kurze Wandlungszeit) eingestellt werden.

Mit einer Δ - Σ -AD-Wandlung wird zudem Rauschformung betrieben, d. h. durch die Überabstastung des Messsignals wird die Energie des Rauschens über einen größeren Fre-

quenzbereich verteilt. Die Rauschenergie wird bis zur Nyquistfrequenz der Überabtastung verteilt, welche üblicherweise ein Vielfaches der eigentlichen Signalfrequenz beträgt. Die Amplitude des mittleren Rauschens sinkt dadurch, da der Rauschenergiegehalt des Signals konstant bleibt.

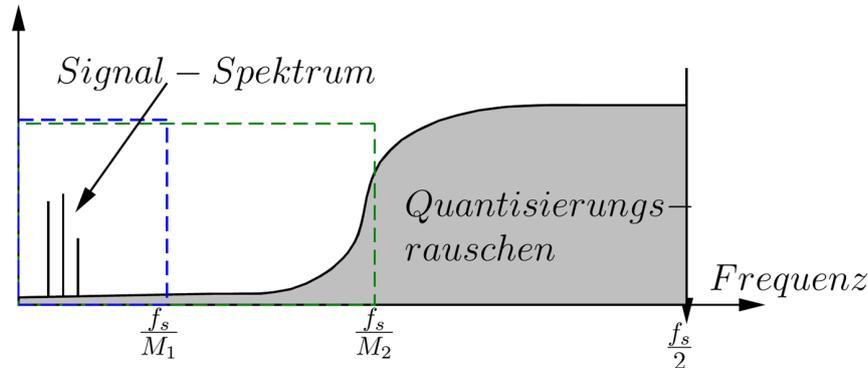


Abbildung 3.6.: Dargestellt ist die Verteilung des Quantisierungsrauschens und des Nutzsignals des 1-Bit-Datenstromes eines Σ - Δ -AD-Wandlers. Das Signal wird durch die Signalübertragungsfunktion des Modulators gefiltert, das Quantisierungsrauschen durch die Rauschübertragungsfunktion des Modulators. Weiterhin sind zwei Frequenzbereiche eingezeichnet, die durch die Nyquistfrequenzen von unterschiedlichen 'Dezimationsfiltern' entstehen. In Grün ist der Durchlassbereich eines Filters mit niedriger Dezimationsrate M_2 , in Blau der eines Filters mit großer Dezimationsrate M_1 ($M_1 > M_2$) dargestellt. Durch die Wahl der Dezimationsrate wird einerseits die Datenrate des Messsignals bestimmt. Andererseits bestimmt sie auch die Menge an Quantisierungsrauschen, welches sich im Durchlassbereich des Dezimationsfilters befindet und damit die Genauigkeit des Messsignals. Abbildung nach [58].

Durch die Nutzung von Integratoren in der Modulatorstruktur wird das Rauschen des Messsignals aus dem Bandbereich des eigentlichen Signals herausgeschoben und stark gedämpft [55, 59]. Betrachtet man die Signalübertragungsfunktion des Δ - Σ -Modulators wird klar, dass sie einen Tiefpass bildet, während die Übertragungsfunktion für das Quantisierungsrauschen einen Hochpassfilter bildet [60]. Dies bedeutet, dass im Signalbereich das Quantisierungsrauschen stark bedämpft ist, wogegen es bei hohen Frequenzen beinahe ungehindert den Hochpassfilter passiert. Das Signal wird durch den 'Modulatorfilter' tiefpassgefiltert, hochfrequente Störungen werden stark gedämpft (vgl. Abb. 3.6).

Wird nun ein weiterer analoger oder digitaler Tiefpassfilter nach dem Modulator eingesetzt, kann der stark verrauschte Frequenzbereich des 1-Bit-Datenstromes durch die Tiefpassfilterung abgeschnitten werden. Durch die extrem hohe Überabtastung kann anschließend die Datenrate des Modulators beinahe beliebig reduziert werden, ohne dass Information verloren geht oder Aliasing-Effekte auftreten. Je nachdem wie die Dezimationsrate M gewählt wird, kann zwischen der Genauigkeit der Messung und der Messgeschwindigkeit

abgewogen werden (vgl. 3.6). Der Frequenzbereich des relevanten Signals wird also als Nutzsignal herausgefiltert. So lassen sich sehr genaue Messwerte (bis zu 16 bit) bei relativ kleinem Hardwareaufwand erzielen. Auf eine analoge (Vor-)Filterung des Signals kann verzichtet werden.

Ein weiterer systematischer Vorteil des Wandlungsverfahrens ist, dass auf einfache Weise die galvanische Trennung von Leistungsteil und Signalteil eines Umrichters realisiert werden kann. So kann die Stromerfassung z. B. durch eine Differenzspannungsmessung an einem Shuntwiderstand realisiert werden. Die Potentialtrennung kann dann beispielsweise mit einem Optokoppler im digitalen 1 Bit Datenstrom realisiert werden. Hierzu werden einige Stromsensoren angeboten (z. B. HCPL-7860, HCPL-786J, HCPL-7560 von Avago, TI 1204 von Texas Instruments).

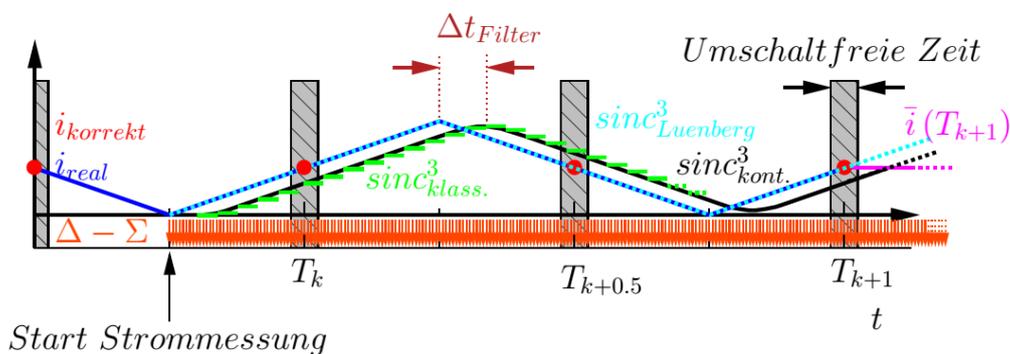


Abbildung 3.7.: Gezeigt wird die AD-Wandlung mittels Δ - Σ -Modulation. Eine Auswahl an Filterverfahren des 1 Bit Datenstroms ist dargestellt. Magenta zeigt den gleitenden Mittelwert über alle Abtastungen einer vollen PWM-Periode. In Grün dargestellt ist das Wandlungsverhalten eines klassischen sinc^3 -Filters. In Schwarz ist das Verhalten eines kontinuierlich arbeitenden sinc^3 -Filters gezeigt. In Hellblau und gepunktet ist die Kombination eines kontinuierlichen ('Pseudo-Interlaced') sinc^3 -Filters mit einem Luenberger-Beobachter zur Kompensation der Wandlungszeit dargestellt. In Dunkelblau ist der reale Strom dargestellt. Abbildung angelehnt an [61, 49].

Das Verhalten eines Δ - Σ -basierten Messwertwandlers ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Einschwingzeit eines sinc^3 -Filters entspricht der Länge seiner Impulsantwort von $\frac{3}{f_{ADC}M}$. Peters et. al. [62] beschreiben, wie man mit diesem Einschwingverhalten ein dem Regular-Sampling-Verfahren entsprechendes Abtastverhalten erreicht. Um die Einschwingzeit des Filters zu kompensieren werden unterschiedliche Ansätze verfolgt. So kombinieren Homann et. al [48] viele kurze (also kleine Dezimationsrate M) Filter zusammen mit einer Mittelwertbildung. Klarenbach et. al. dagegen nutzen zwei seriell verschaltete Differenziererketten des sinc^3 -Filters ('Pseudo-Interlaced- sinc^3 ') mit zwischengeschalteter Interpolation und erneuter Dezimation, um die Ausgangsrate des AD-Wandlers zu erhöhen [49, 63]. Auf diese Weise kann ein quasi analoges Ausgangssignal erzielt werden. Ebenfalls wird in dieser Veröffentlichung ein Luenberger-Beobachter vorgestellt [49], der die Wandlungszeit

des AD-Wandlers vollkommen kompensieren kann. Es ist somit praktisch möglich, die Systemtotzeit der Strommessung zu kompensieren und die Bandbreite der Regelung deutlich zu erhöhen.

3.1.4. Fazit zur Phasenstromerfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die beschriebenen drei Verfahren zur Verwendung in Betracht gezogen. Ein Regular-Sampling-Verfahren mit Mehrfachabtastung wurde letztlich für die Messwerterfassung genutzt. Im Symmetriezeitpunkt der PWM wird der Strom 9 mal im Abstand von 100 ns abgetastet. Die Abtastungen erfolgen symmetrisch um den Symmetriezeitpunkt der PWM verteilt. Die abgetasteten Werte werden anschließend mit einem Medianfilter gemittelt. Der Medianfilter benötigt durch das Sortieren der Messwerte nach der Größe mehr Ressourcen als ein gleitender Mittelwertfilter. Dafür bietet er den Vorteil, dass einzelne große Messwertausreißer keine Auswirkung auf den Ausgabewert des Filters haben, so wie dies bei einer Mittelwertbildung der Fall ist [35]. In Abb. 3.8 ist das realisierte Abtastverhalten dargestellt.

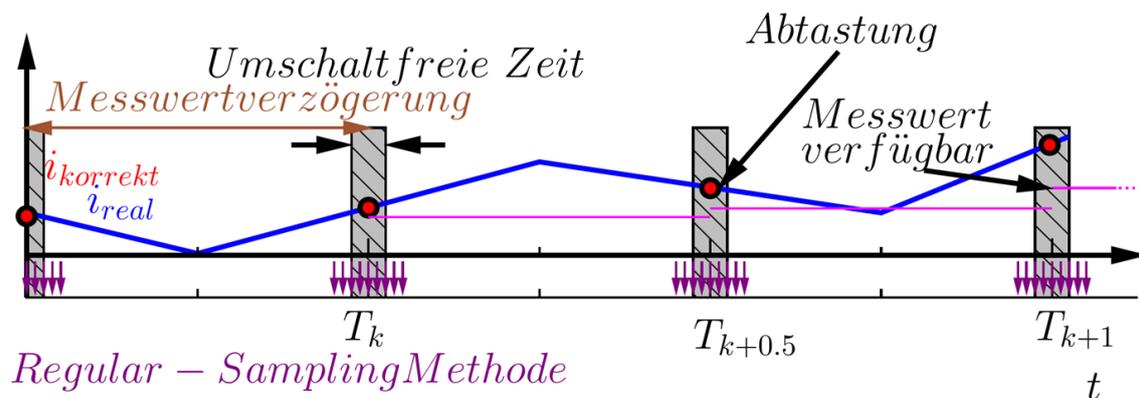


Abbildung 3.8.: Dargestellt ist das im Rahmen dieser Arbeit realisierte und genutzte Abtastverhalten für die Strommessung. Der Strom wird mit einem Regular-Sampling-Verfahren mit Mehrfachabtastung erfasst. Zu den Symmetriezeitpunkten der PWM wird der Strom jeweils neunmal gemessen. Vier mal vor, vier mal nach und einmal zum Symmetriezeitpunkt. Der zeitliche Abstand der Abtastungen beträgt 100 ns.

3.2. Nichtlinearitäten der Endstufe

Neben den Phasenströmen werden für eine präzise geberlose Lageermittlung die genauen Phasenspannungen benötigt. In der Literatur werden eine Vielzahl von Korrektur- bzw. Kompensationsansätzen für die auftretenden Nichtlinearitäten von halbleiterbasierten Leistungsendstufen [15, 64, 65] diskutiert. Im Folgenden sollen die prinzipiellen Effekte aus diesen Veröffentlichungen zusammengefasst werden. Des Weiteren wird die genaue Berechnung der Fehlspannungen der in dieser Arbeit verwendeten Leistungsendstufe

vorgestellt. Um verlässliche Schätzwerte für die Lagebestimmung zu erhalten, müssen diese Fehlspannungen kompensiert bzw. die tatsächlich an die Maschine angelegten Spannungen in der Rechnung verwendet werden. Die Kompensation kann durch eine Vorsteuerung der Fehlspannung erfolgen wie dies in [65] vorgeschlagen wird.

Die in dieser Arbeit realisierte Variante der Fehlspannungskompensation berechnet die Lage mit den um die Fehlspannungen korrigierten Werten der Umrichterausgangsspannungen. Das zur Kompensation der Umrichternichtlinearitäten genutzte Verfahren wird im Folgenden vorgestellt. Es ist abgeleitet von dem Verfahren von Kraus und Schmirgel [65]. Das ursprünglich für die Verwendung mit IGBTs entwickelte Verfahren wurde auf die Eigenheiten von MOSFETs angepasst (vgl. Kap. 3.2.2 und 3.2.3). In dem Verfahren werden weiterhin noch Nichtlinearitäten durch Signallaufzeiten mit berücksichtigt (vgl. Kap. 3.2.4).

3.2.1. Eigenschaften von Halbleiterschaltern

Die in Leistungsendstufen eingesetzten Halbleiterschalter (MOSFETs, IGBTs) kommen im stationären Zustand einem idealen Leistungsschalter, der die digitalen Zustände vollständig leitend und vollständig isolierend besitzt, recht nahe. Bei genauerer Betrachtung entspricht die Ladungsträgerdichte im leitenden Kanal (z.B. n-Si: $\approx 10^{21} \text{ cm}^{-3}$), jedoch nicht der Ladungsträgerdichte eines metallischen Leiters (z.B. Cu $\approx 10^{28} \text{ cm}^{-3}$) [66]. Aufgrund dieser erniedrigten Ladungsträgerdichte treten im leitenden Zustand des Halbleiters nennenswerte Durchlassspannungsverluste auf.

Neben den Durchlassspannungsverlusten treten noch weitere Fehlspannungen in Halbleiterschaltern auf. So haben die realen Umschaltvorgänge von leitend auf isolierend und umgekehrt eine endliche Flankensteilheit und somit eine deutlich von 0 verschiedene Zeitdauer. In diesen Zeiträumen des Umschaltens müssen die für die Leitfähigkeit des Halbleitermaterials relevanten Ladungsträger im leitenden Kanal angesammelt bzw. aus diesem abgezogen werden. Das Ansammeln und Abziehen von Ladungsträgern im Kanal kann dabei mit dem Laden und dem Entladen eines Kondensators verglichen werden. Die durch die Lade- und Entladevorgänge der Kondensatoren verlorene Spannungszeitfläche macht sich ebenfalls als Fehlspannung bemerkbar.

3.2.2. Durchlassspannungsverluste

Halbleiterschalter in Umrichtern bestehen üblicherweise aus dem eigentlichen Schalter und der antiparallel geschalteten Freilaufdiode für induktive Lasten (vgl. Abb. 3.9(a)). Bei MOSFETs wird meistens die Substratdiode des Bauteils genutzt. Bei einem Schaltvorgang der Brücke (Einschalten bzw. Ausschalten vgl. Abb. 3.9(c)) verändert sich der Zustand des aktiven Halbleiterschalters. Aufgrund des induktiven Lastcharakters des Motors kann die Stromrichtung nicht instantan verändert werden, der Strom kommutiert stattdessen auf die Freilaufdiode oder von ihr auf den Halbleiterschalter. Da sich der Strom nicht schlagartig ändert, kann er für die kurze Dauer der Schaltzeit als konstant angesehen werden. Somit sind für die Zeitdauer des 'leitenden' bzw. des 'sperrenden' Zustands des MOSFETs jeweils die unterschiedlichen Durchlasswiderstände der Freilaufdiode bzw. des IGBTs / MOSFETs

für die Bestimmung der Durchlassspannungsverluste relevant (je nach Schaltzustand und Stromvorzeichen). In Abbildung 3.12(a) sind die Durchlassspannungsverluste für einen Brückenweig dargestellt. Je nach Stromrichtung (Definition der Stromrichtung vgl. Abb. 3.9(c)) und Schaltzustand ist für einen Brückenweig das Durchlassverhalten des Halbleiterschalters oder der Freilaufdiode gültig. So ist für positive Ströme im unteren Zweig der Halbbrücke (S_2 , rot) das Diodenverhalten bestimmend, für negative Ströme das Verhalten des MOSFETs. Je nach Einschaltdauer der Hi- bzw. Lo-Side kann mit Hilfe des Tastverhältnisses (TV , $0 \leq TV \leq 1$) der jeweiligen Phase die korrekte Durchlassfehlspannung berechnet werden (vgl. Gleichung 3.3 für Phase a):

$$v_{a,FehlDurchlass} = TV_a \cdot v_{Fehl,HiSide}(i, \vartheta) + (1 - TV_a) \cdot v_{Fehl,LoSide}(i, \vartheta) \quad (3.3)$$

3.2.3. Fehlspannungen durch Verriegelungstotzeiten und Schaltverhalten

Neben den Fehlspannungen aufgrund von Leitungsverlusten sind auch Fehlspannungen, die aufgrund von Verriegelungstotzeiten (t_{tot}) entstehen, relevant [65]. Eine Verriegelungstotzeit ist die Zeit, in der der Schalter S_1 eines Brückenzeigs schon ausgeschaltet ist, der Schalter S_2 aber noch nicht eingeschaltet ist. Dies gilt auch für den umgekehrten Vorgang. Diese 'Pause' ist notwendig, da Halbleiterschalter kein ideales digitales Schaltverhalten mit unendlicher Flankensteilheit an den Tag legen. Stattdessen zeigen sie begrenzte Flankensteigungen beim Umschalten von leitend zu nichtleitend und umgekehrt. Um zu verhindern, dass während der Übergangsphasen durch ein zeitliches Überlappen des Ausschaltens von S_1 und des Einschaltens von S_2 ein Kurzschluss über den Brückenweig auftritt, wird S_2 erst dann eingeschaltet, wenn S_1 sicher ausgeschaltet ist. In Abbildung 3.10 ist der Unterschied zwischen einem ideal angenommenen Schaltverhalten einer B6-Brücke mit dem realen Schaltverhalten dargestellt. Die Berechnung der Umschaltzeitpunkte erfolgt durch einen Spannungspegel-Dreiecks-Vergleich zwischen den Phasensollspannungen $v_{a,b,c,set}$ (bzw. den entsprechenden Tastverhältnissen TV) und dem PWM-Zähler. Für ideale Halbleiter erfolgt das Umschalten sofort, für reale erfolgt das Ausschalten sofort und das Einschalten erst nach der Verriegelungstotzeit.

Die begrenzte Flankensteilheit lässt sich durch die auftretenden Prozesse im Halbleiter gut erklären. So muss beispielsweise bei einem MOSFET zunächst der Kanal invertiert werden, d.h. es müssen durch das Aufbauen der Gate-Spannung zunächst die entsprechenden Ladungsträger angesammelt werden, bevor sie ohne nennenswerten Widerstand durch den Kanal wandern können. Beim Abschalten des MOSFETs muss der Kanal auch wieder von Ladungsträgern leer geräumt werden, um ein entsprechendes Sperrverhalten zu realisieren. Ein gutes Maß für die Anzahl der Ladungsträger im Kanal des Leistungs-MOSFETs ist die üblicherweise von den Halbleiterherstellern angegebene 'Input Capacitance' $C_{iss}(v)$ (vgl. dazu auch [67]). Für ihre Messung werden Source und Drain des Leistungs-MOSFETs kurzgeschlossen und die resultierende Gate-Kapazität bestimmt. Diese Kapazität spielt bei der Berechnung der Fehlspannung bei kleinen Phasenströmen und Phasenspannungen eine wichtige Rolle. Die entsprechenden Fehlspannungen für MOSFETs werden in den

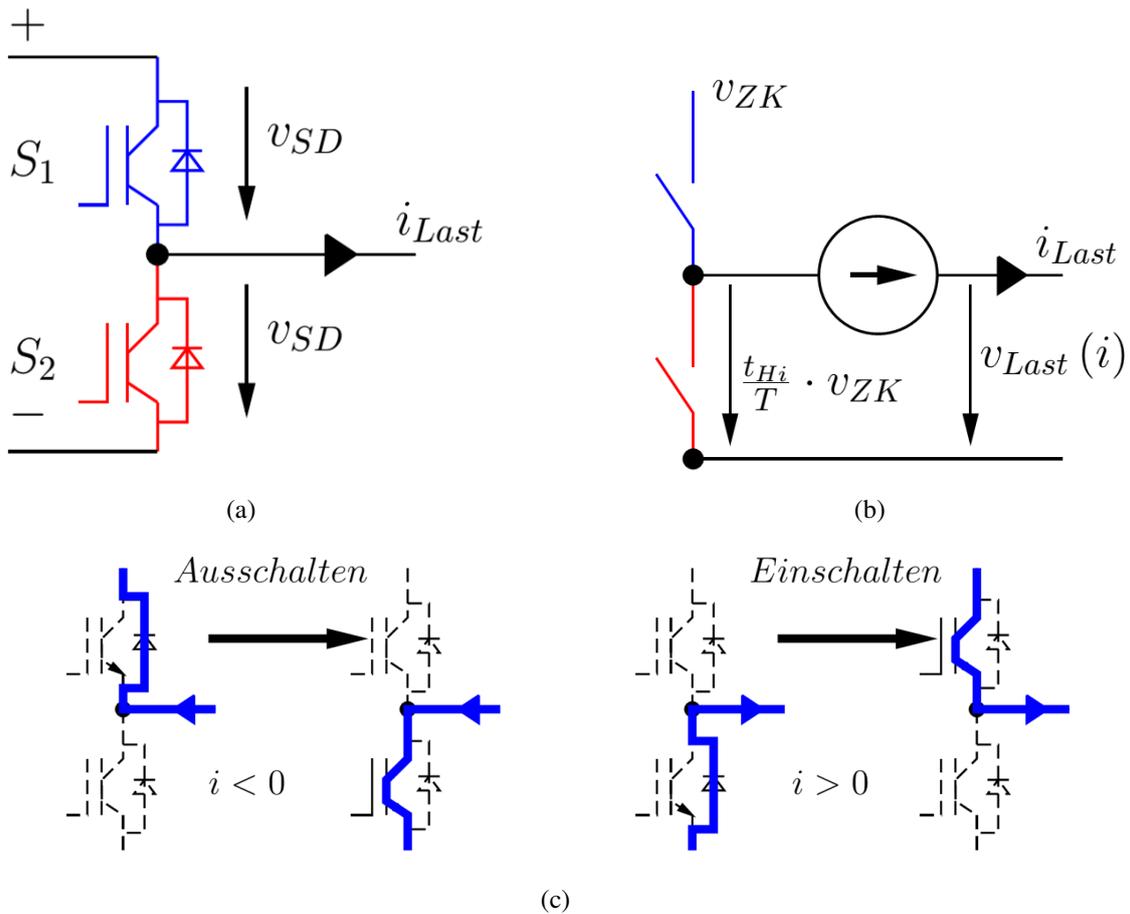


Abbildung 3.9.: Darstellung eines Brückenarms einer B6-Brückenordnung. (a) Schaltplanarstellung eines Brückenarms. Der obere Schalter (Hi-Side) S_1 ist blau dargestellt, der untere Schalter (Lo-Side) S_2 rot. Der Zählpfeil des Source-Drain-Spannungsabfalls ist abgebildet, ebenso wie der des Laststroms. Abbildung (b) zeigt ein Ersatzschaltbild, welches das Bauteilverhalten mit Hilfe von idealen Schaltern und einer Spannungsquelle nachbildet. (c) Gezeigt ist das Kommutierungsverhalten des Stromes für einen Brückenarm bei induktiver Last, einmal für das Aus- und einmal für das Einschalten eines Brückenarms. Die momentane Stromrichtung ist in Blau angedeutet. Das Einschalten eines Brückenarms wird definiert als der Übergang des Brückenausgangspegels von negativem auf positives Brückenpotential ($-\frac{v_{ZK}}{2} \rightarrow \frac{v_{ZK}}{2}$). Das Ausschalten wird als Übergang des Brückenausgangspegels von negativem auf positives Brückenpotential (Brückenausgangspegel: $+\frac{v_{ZK}}{2} \rightarrow -\frac{v_{ZK}}{2}$). Abbildung angelehnt an [65].

kommenden Absätzen detailliert beschrieben.

In Abbildung 3.11 sind die Fehlspannungen aufgrund von Verriegelungstotzeiten beim Ein- und Ausschalten entsprechend Abb. 3.9(c) dargestellt. Falls der Phasenstrom von einer Freilaufdiode auf einen Transistor kommutiert, bleibt die Diode (aufgrund der induktiven Last) solange leitend, bis der Transistor seine volle Leitfähigkeit erreicht (vgl. auch Einschaltvorgang Abb. 3.9(c)). Leitet der Transistor so erfolgt die Kommutierung beinahe beliebig schnell [65]. Dies bedeutet, dass der Brückenweig für die gesamte Totzeit auf negativem Brückenpotential liegt und nicht - wie eigentlich angenommen - auf positivem Brückenpotential. Die Fehlspannung beträgt daher:

$$v_{a,FehlTot} = v_{ZK} \cdot \frac{t_{tot}}{T_s} \quad (3.4)$$

Falls der Kommutierungsvorgang von einem Transistor zu einer Diode erfolgt, hängt der genaue Wert der Fehlspannung stark von dem Wert des momentanen Brückenstroms ab. Im Ausschaltvorgang des Transistors müssen die Ladungsträger aus dem Kanal entfernt werden, bevor der Kanal sperrt. Eine sinnvolle Modellannahme hierbei ist es, den Transistor als Kapazität (vgl. C_{iss}) anzunehmen, der vom Laststrom geladen wird. Damit die Freilaufdiode leitend werden kann, muss diese Ersatzkapazität auf eine Spannung geladen werden, welche der Vorwärtsspannung der Diode zuzüglich des Referenzpotentials ($-\frac{v_{ZK}}{2}$ oder $\frac{v_{ZK}}{2}$) entspricht. Die wirksame Fehlspannung hängt davon ab, ob die Kapazität während der Verriegelungstotzeit vollständig von dem wirksamen Phasenstrom geladen werden kann oder nicht. In Abbildung 3.11 ist der Zusammenhang dargestellt. Der Grenzstrom i_{Grenz} ist der Strom, bei dem die Ersatzkapazität genau innerhalb der relevanten Totzeit vollständig geladen wird. Der Wert der Kapazität ist dabei vom Gatepotential abhängig, der Grenzstrom kann durch einfaches Umstellen des Spannungsabfalls am Kondensator berechnet werden:

$$i_{Grenz,On} = \frac{v_{ZK} \cdot C_{iss,On}}{t_{tot}} \quad (3.5)$$

$$i_{Grenz,Off} = \frac{v_{ZK} \cdot C_{iss,Off}}{t_{tot}} \quad (3.6)$$

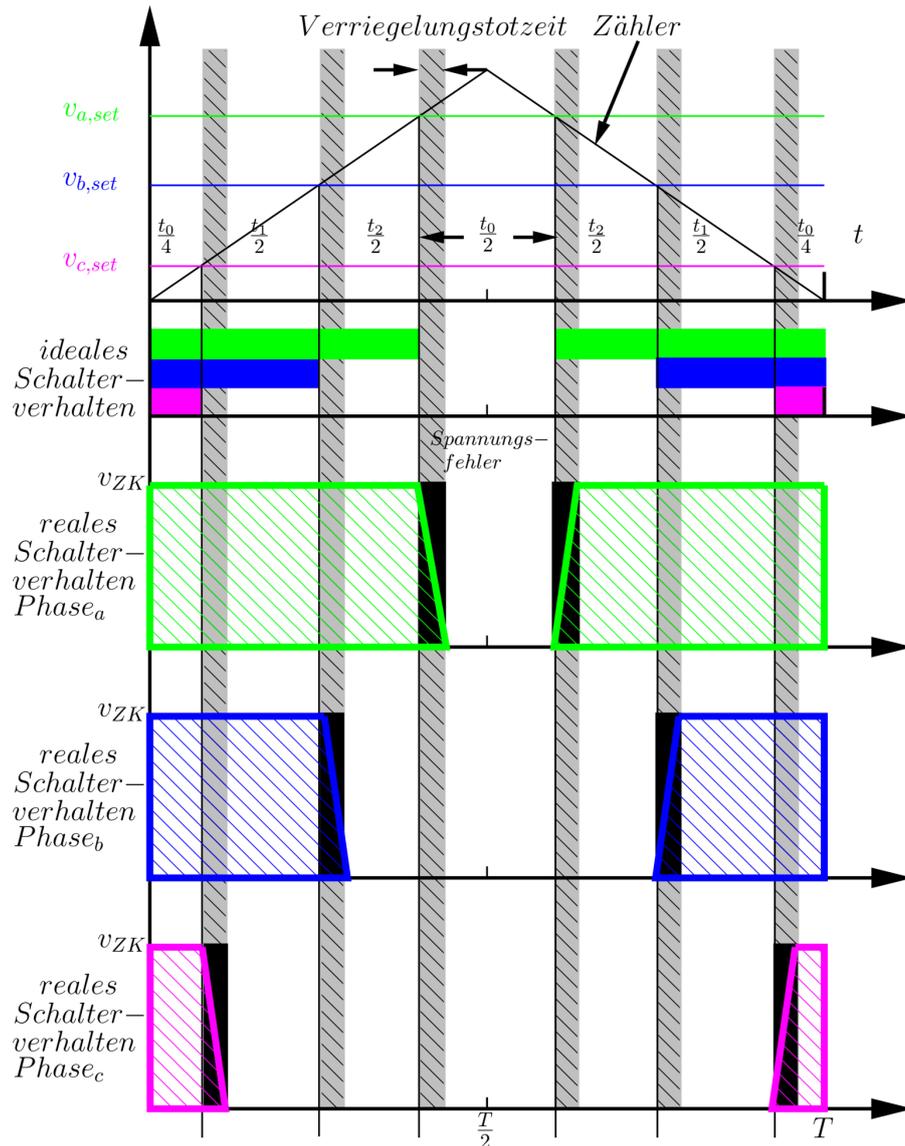


Abbildung 3.10.: Dargestellt sind das ideale und das reale Schaltverhalten einer B6-Brücke mit PWM-Modulation. Die Umschaltzeitpunkte der Brückenarme werden durch einen Vergleich der Sollausgangsspannung der jeweiligen Phase mit dem PWM-Zähler ermittelt. Im idealen Fall würde das Umschalten instantan erfolgen. Dies ist in dem Bild durch eine dünne schwarze Linie zu Beginn des grau schraffierten Bereichs angedeutet. Im realen Fall muss zwischen dem Ausschalten des jeweils oberen und dem Einschalten des unteren Brückenarms die Verriegelungstotzeit (grau-schraffiert) liegen. Die Bereiche der dadurch entstehenden Fehlspannungen sind schwarz hinterlegt. Der tatsächliche Spannungsverlauf innerhalb der Verriegelungstotzeit entspricht dabei nicht dem dargestellten linearen Verlauf. Der tatsächliche Verlauf wird im folgenden ausführlich diskutiert.

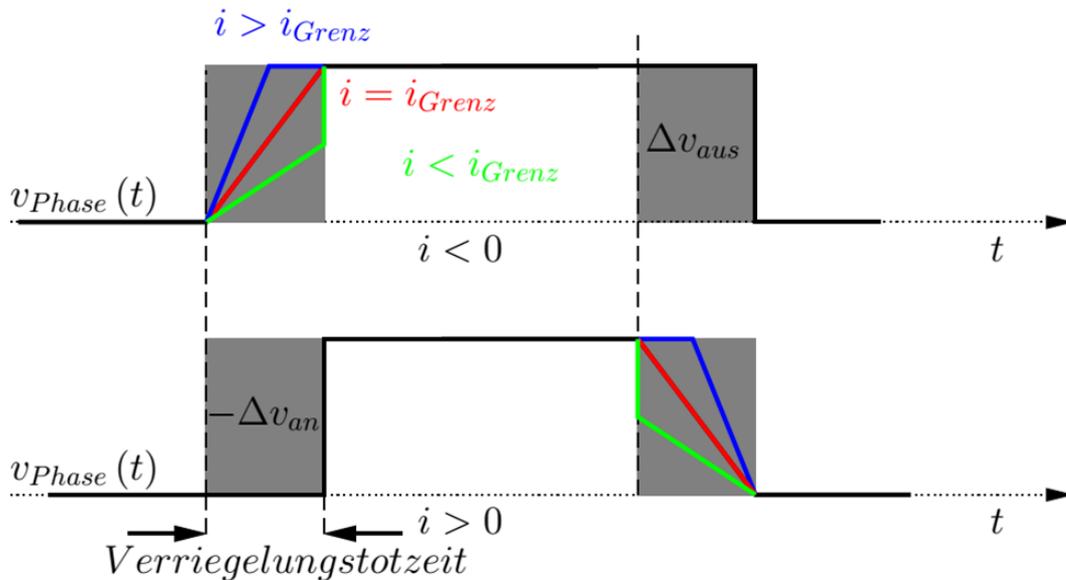


Abbildung 3.11.: Dargestellt sind jeweils ein Einschalt- und ein Ausschaltvorgang für einen Umrichterbrückenast (Definition vgl. Abb. 3.9(c)). Die Darstellung erfolgt für einen positiven und für einen negativen Brückenstrom. Der Verlauf der Sollspannung ist durch vertikale gestrichelte Linien angedeutet. Grau hinterlegt sind die Zeitbereiche, in denen eine Fehlspannung (Abweichung der Ausgangsspannung von ihrem Sollwert) auftritt. Schwarz durchgezogen ist der tatsächliche Verlauf der Phasenspannung außerhalb der Schaltzeiten. In Abhängigkeit des Stromvorzeichens und der Phasenstromstärke sind die jeweiligen tatsächlichen Spannungsverläufe in Blau, Rot und Grün abgebildet. Abbildung angelehnt an [65],

Es ist zu beachten, dass die Eingangskapazität C_{iss} von der Potentialdifferenz zwischen Source- und Gate Potential abhängig ist, also davon, ob die Schalter offen oder gesperrt sind. Dieser Tatsache wird mit den folgenden Fallunterscheidungen für die Berechnung der tatsächlichen Fehlspannungen aufgrund von Verriegelungstotzeiten Rechnung getragen. Die Fehlspannung für das Einschalten (vgl. Definition Abb. 3.9(c)) einer Halbbrücke kann aus drei abschnittsweise definierten Funktionen zusammengesetzt werden. Diese Fälle werden im folgenden ausführlich diskutiert und - soweit nicht aus der Literatur bekannt - auch hergeleitet:

- Bei positivem Strom im ausgeschalteten Brückenast fließt der Strom im Augenblick des Schaltbefehls über die untere Diode (vgl. Abb. 3.9(c)). Der obere Schalter S_1 wird erst nach Ablauf der Verriegelungstotzeit eingeschaltet (vgl. Abb. 3.11 für positive Ströme). Eine Fehlspannung nach Gleichung 3.4 entsteht, es gilt der erste Fall der Fallunterscheidung aus Gleichung 3.9.
- Im Fall von negativer Stromrichtung im ausgeschalteten Brückenast fließt der Strom im Augenblick des Schaltbefehls ebenfalls über den unteren MOSFET. Dieser

wird mit dem Treibersignal ausgeschaltet. Der Strom kommutiert nicht sofort auf die Diode von S_1 , da zuerst der Kanal des MOSFETs S_2 geräumt wird. Das Entladen der Kapazität des Ersatzkondensators ist stark stromabhängig. Ist der Strom größer als der Grenzstrom aus Gleichung 3.5, wird die wirksame Totzeit $t_{tot,On}$ des MOSFETs verkürzt. Die Diode leitet nicht über die volle Verriegelungstotzeit $t_{tot,On}$. Die Fehlspannung wird um den Betrag der Dreiecksfläche oberhalb der blauen Linie aus Abbildung 3.11 verringert. Der wirksame Fehlspannungsbetrag ist somit die Differenz der grauen Fläche (Gleichung 3.4) und der Dreiecksfläche (Gleichung 3.7).

$$v(C_{iss,On}, i_a) = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{ZK}}{T_s} \cdot t_{lade} = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{ZK}}{T_s} \cdot \frac{t_{tot,On} \cdot i_a}{i_{Grenz,On}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{ZK}}{T_s} \cdot \frac{t_{tot,On} \cdot i_a}{\frac{v_{ZK} \cdot C_{iss,On}}{t_{tot,On}}} \quad (3.7)$$

Die gesamte Fehlspannung entspricht dem zweiten Fall für aus der Fallunterscheidung der Gleichung 3.9.

- Ist der Strom kleiner oder gleich dem in Gleichung 3.5 berechneten Grenzstrom, wird die effektive Einschaltdauer des MOSFETs verlängert. Das Abziehen der Ladungsträger aus dem MOSFET von S_2 wirkt wie eine verlängerte Einschaltdauer, da der Strom weiterhin über den Kanal S_2 fließt. Das Potential der Freilaufdiode von S_1 erreicht nicht den Wert, der notwendig ist, um die Diode leitend zu machen. Die Fehlspannung errechnet sich ebenfalls nach der Gleichung 3.4, allerdings mit einer angepassten effektiven stromabhängigen Totzeit. Die Fehlspannung entspricht dabei der Fläche unter der grünen Kurve in Abbildung 3.11. Die effektive Totzeit $t_{tot,eff}$ entspricht der Zeit, die ein konstanter Strom benötigt, um den Kondensator zu entladen. Da es sich bei der Fläche unter der grünen Kurve um ein Dreieck handelt und nicht um eine rechteckige Spannungszeitfläche wie in Gleichung 3.4 muss ein Faktor von 0.5 eingeführt werden um die korrekte Fehlspannung zu errechnen.

$$\frac{v_{ZK}}{T_s} \cdot t_{tot,eff} = \frac{v_{ZK}}{T_s} \cdot \frac{Q(C_{iss,On})}{i_a} \cdot \frac{1}{2} = \frac{v_{ZK}^2 \cdot C_{iss,On}}{2 \cdot T_s \cdot i_a} \quad (3.8)$$

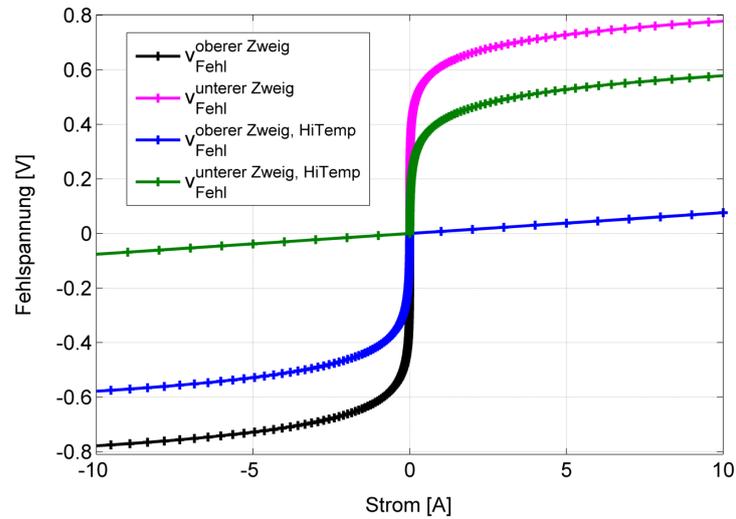
Es gilt der dritte Fall aus der Fallunterscheidung der Gleichung 3.9.

$$v_{a,FehlTot,On}(i_a) = \begin{cases} i_a > 0 : & v_{ZK} \cdot \frac{t_{tot,On}}{T_s} \\ i_a > -i_{Grenz} : & v_{ZK} \cdot \frac{t_{tot,On}}{T_s} + \frac{t_{tot,On}^2 \cdot i_a}{2 \cdot T_s \cdot C_{iss,On}} \\ sonst : & \frac{v_{ZK}^2 \cdot C_{iss,On}}{2 \cdot T_s \cdot i_a} \end{cases} \quad (3.9)$$

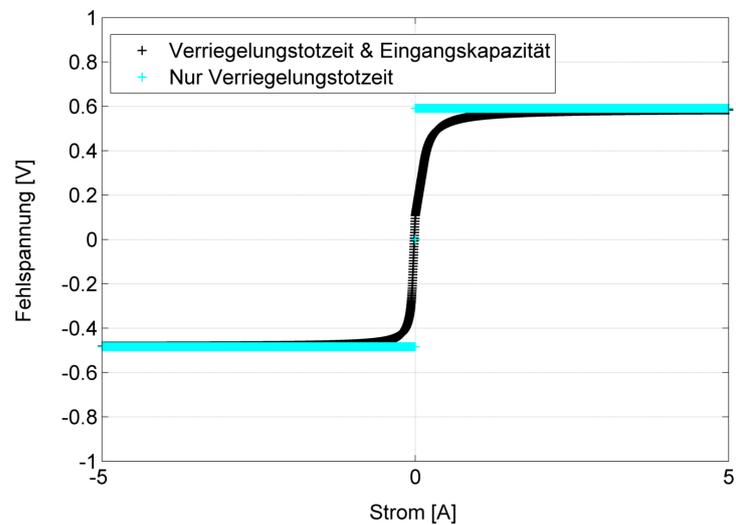
Das Ausschalten der Halbbrücke kann analog zum Einschalten betrachtet werden, es gilt folgende Fallunterscheidung:

$$v_{a,FehlTot,Off}(i_a) = \begin{cases} i_a < 0 : & -v_{ZK} \cdot \frac{t_{tot,Off}}{T_s} \\ i_a < i_{Grenz} : & -v_{ZK} \cdot \frac{t_{tot,Off}}{T_s} + \frac{t_{tot,Off}^2 \cdot i_a}{2 \cdot T_s \cdot C_{iss,Off}} \\ sonst : & -\frac{v_{ZK}^2 \cdot C_{iss,Off}}{2 \cdot T_s \cdot i_a} \end{cases} \quad (3.10)$$

Abbildung 3.12(b) zeigt die Stromabhängigkeit der Fehlspannung aufgrund von Verriegelungstotzeiten. Zum Vergleich ist der Verlauf der Fehlspannung aufgetragen, falls der MOSFET - wie häufig üblich - als ideal schaltend angenommen wird (vgl. auch Kap. 2.3 [15]).



(a)



(b)

Abbildung 3.12.: Darstellung der unterschiedlichen Spannungsverluste eines Brücken-zweigs der für diese Arbeit verwendeten Endstufe. (a) Dargestellt sind die Durchlassspannungsverluste des oberen und des unteren Halbleiterschalters eines Brücken-zweigs. Die stromabhängigen Fehlspannungen für eine Junctiontemperatur des MOSFETs von 25° C (magenta, schwarz) sowie für eine Temperatur von 175° C (grün, blau) sind aufgetragen. In der Kennlinie der Freilaufdioden zeigt sich eine deutliche Temperaturabhängigkeit. Durch die deutlich höhere Leitfähigkeit des MOSFETs spielt die Temperaturabhängigkeit seines Durchlasswiderstandes keine Rolle. (b) Zeigt den Verlauf der Fehlspannung aufgrund der Verriegelungstotzeit. In Cyan ist der aus der Literatur bekannte Fall des idealen MOSFET-Schaltverhaltens aufgetragen [15]. In Schwarz abgebildet ist der Verlauf der Fehlspannung, bei dem die Räumung des Kanals mit beachtet wird. Es zeigt sich, dass gerade für kleine Ströme erhebliche Spannungsunterschiede bestehen.

3.2.4. Nichtlinearitäten durch Signallaufzeiten

Wie in den Gleichungen 3.10 und 3.9 angegeben, kann es für das Einschalten und Ausschalten eines MOSFETs unterschiedliche wirksame Verriegelungstotzeiten geben. Dies kann durch die jeweilige Einschalt- und Ausschaltverzögerung, also durch die Schaltdauer der Leistungshalbleiter, erklärt werden [67].

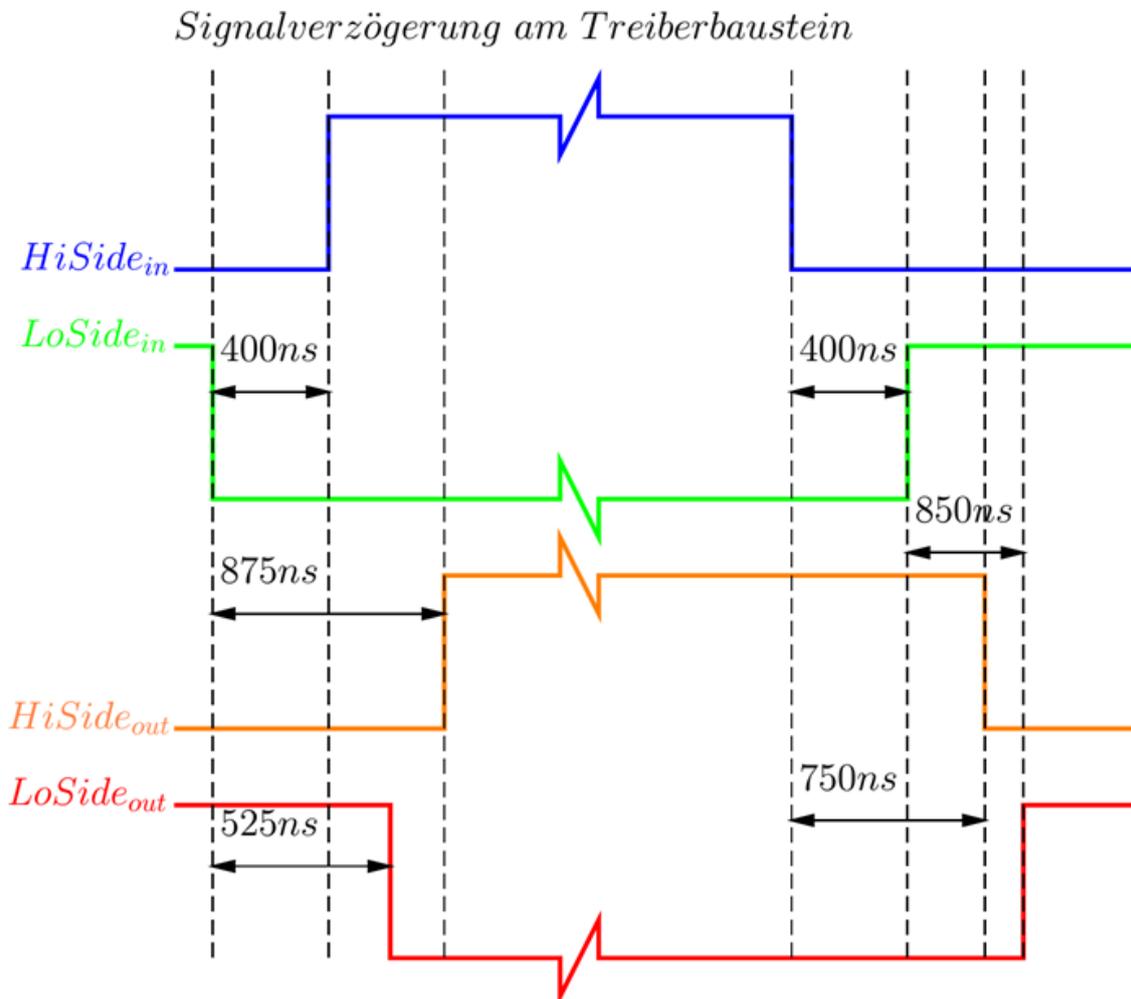


Abbildung 3.13.: Dargestellt ist das Übertragungsverhalten des Treiberbausteins IR 2130 für einen Einschalt- und einen Ausschaltvorgang eines Brückenzeigs. Es wird deutlich, dass die Verriegelungstotzeit der Brücke von ihrer Schaltrichtung abhängt ($v_{ZK} \rightarrow 0\text{ V}$ bzw. $0\text{ V} \rightarrow v_{ZK}$).

Einen weiteren Beitrag zu diesen unterschiedlichen Zeiten liefern auch unsymmetrische Signalverzögerungen in der Ansteuerung der Leistungsschalter. Für den verwendeten Umrichter ergibt sich diese Signalverzögerung aus dem Datenblatt des verwendeten Gate-Treibers IR 2130. Die Signallaufzeiten des Treibers für Ein- und Ausschaltvorgänge werden an den Eingangs- und Ausgangskontakten des Treibers gemessen. Der prinzipielle Verlauf

der Signale eines Brückenzeiges ist in Abbildung 3.13 dargestellt, die gemessenen Signalverzögerungen werden angegeben. Entsprechend der Messergebnisse und der Ein- und Ausschaltverzögerung der Halbleiterschalter wird in Gleichung 3.9 eine effektive Verriegelungstotzeit von $t_{tot,On} = 770$ ns für einen Einschaltvorgang angenommen. Für einen Ausschaltvorgang wird in Gleichung 3.10 mit einer effektiven Verriegelungstotzeit von $t_{tot,Off} = 630$ ns gerechnet.

3.2.5. Validierung der Fehlspannungskompensation

Zur Kompensation der Endstufennichtlinearitäten werden unterschiedliche aus der Literatur bekannte Verfahren [15, 64] angewendet und evaluiert. Der Vergleich der Verfahren nach Quang und Dittrich [15] und nach Wallrapp und Wiedmann [64] liefert qualitativ und quantitativ sehr ähnliche Ergebnisse. Aus diesem Grund wird im Folgenden nur der Vergleich der hier vorgestellten modifizierten Methode von Schmirgel und Krah [65] und der Methode von Wallrapp gezeigt. Dargestellt in Abb. 3.14 ist der Verlauf der Fehlspannung in Abhängigkeit des Phasenstroms.

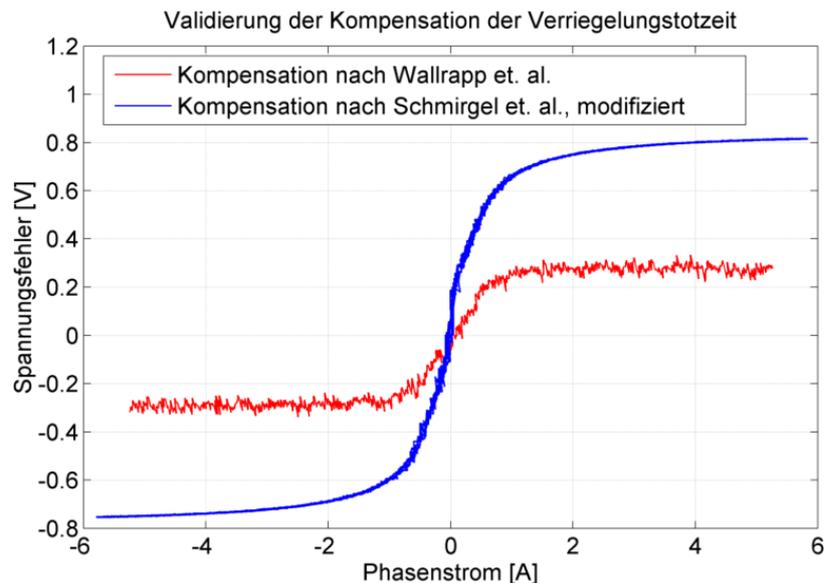


Abbildung 3.14.: Dargestellt ist der Verlauf der Fehlspannung der Endstufe des Control Loaders $10 A_{eff}$. Die permanentmagneterregte Synchronmaschine wird mit einem q-Strom von 6 A betrieben. Die Fehlspannung wird für eine Phase mit den Verfahren nach Wallrapp et. al. (rot) und nach dem modifizierten Verfahren von Schmirgel et. al. (blau) berechnet. Der Verlauf ist dargestellt für eine Messung von 3 Sekunden Dauer, die Abtastung erfolgt im Reglertakt von 16 kHz.

Weiterhin wird die Effektivität der Kompensationsverfahren anhand der Auswertung eines grundwellenbasierten Winkelschätzers beurteilt. Dazu wird ein Motor (vgl. Tabelle B.2) im Drehzahlregelmodus betrieben. Der Motor wird durch eine Lastmaschine mit einem Lastmoment beaufschlagt, ein q-Strom wird eingeregelt. Der geschätzte Lagewinkel ($\varphi_{el,Schätz}$)

wird von dem Geberwinkel des Motors subtrahiert. Die sich ergebende Differenz ist der Fehlwinkel des Positionsschätzers. Für die unterschiedlichen Kompensationsverfahren werden bei unterschiedlichen Maschinenströmen jeweils die Fehlwinkel (vgl. Kapitel 2.4) über den Verlauf einer drei Sekunden dauernden Messung aufintegriert (vgl. Abb. 3.15). Es zeigt sich, dass das Integral des Winkelfehlers der hier vorgestellten Methode bei kleinen Strömen von 1 A ($0.25 I_{Nenn}$) und großen Strömen von 6 A ($1.5 I_{Nenn}$) kleinere Summenfehler als die anderen angegebenen Verfahren liefert. Für die Bewertung der Fehlspannungsberechnung lassen sich folgende Schlüsse ziehen:

- Das hier vorgestellte Verfahren zur Berechnung von Umrichterfehlspannungen liefert qualitativ hochwertige Ergebnisse.
- Die Auswertung der unterschiedlichen Maschinenströme zeigt, dass die dargestellten Verfahren bei kleinen Strömen ungefähr gleichwertige Ergebnisse liefern (vgl. grüne und blaue Messdaten in Abbildung 3.15).
- Bei großen Strömen liefert das hier präsentierte Verfahren klar bessere Ergebnisse (vgl. rotes und türkises Fehlerintegral in Abbildung 3.15). Die Steigung des Fehlerintegrals des modifizierten Verfahrens nach Schmirgel et. al. ist geringer als die des Verfahrens nach Wallrapp et. al.

Auf Grund dieser Evaluation der einzelnen Fehlspannungskompensationen wird für die vorliegende Arbeit die Fehlspannung des Umrichters nach der hier vorgestellten Methode (in Abb. 3.15: Schmirgel et. al. modifiziert) genutzt.

3.3. Anforderungen einer geberlosen Regelung an die Motoren

Neben den Anforderungen an die genaue Erfassung der Eingangswerte in das Positionsschätzverfahren (Phasenströme und -spannungen) existieren natürlich auch Anforderungen an den Motor, dessen Lage ermittelt werden soll. Je nachdem, welche Signale des Motors genutzt werden sollen (vgl. Kap. 2.2.3) um die Rotorlage zu ermitteln, variieren die Anforderungen an den Motor.

Im Folgenden wird hauptsächlich auf die Anforderungen eingegangen, die sich aus der Auswertung der magnetischen Anisotropie ableiten lassen. Rotorlageschätzverfahren, die auf der Auswertung des Induktivitätsunterschieds zwischen d- und q-Achse beruhen, zeichnen sich dadurch aus, dass die permanentmagneterregte Synchronmaschine ab dem Stillstand geregelt werden kann. Um überhaupt ein anisotropiebasiertes Schätzverfahren nutzen zu können, muss der Motor über eine nennenswerte magnetische Anisotropie zwischen der d- und der q-Achse verfügen. Für eine gute und robuste Anwendbarkeit der Verfahren sollte der Induktivitätsunterschied in der Größenordnung von ungefähr $\Delta L \geq 0.1 \cdot L_d$ liegen. Um über den vollen Drehzahl- und Lastbereich einer Maschine ihre Rotorlage mittels eines anisotropiebasierten Verfahrens ermitteln zu können, darf der Induktivitätsunterschied der Achsen in keinem Arbeitspunkt zu klein werden. Um die Eignung einer Maschine für eine geberlose, anisotropiebasierte Regelung zu überprüfen, muss die Lastabhängigkeit der

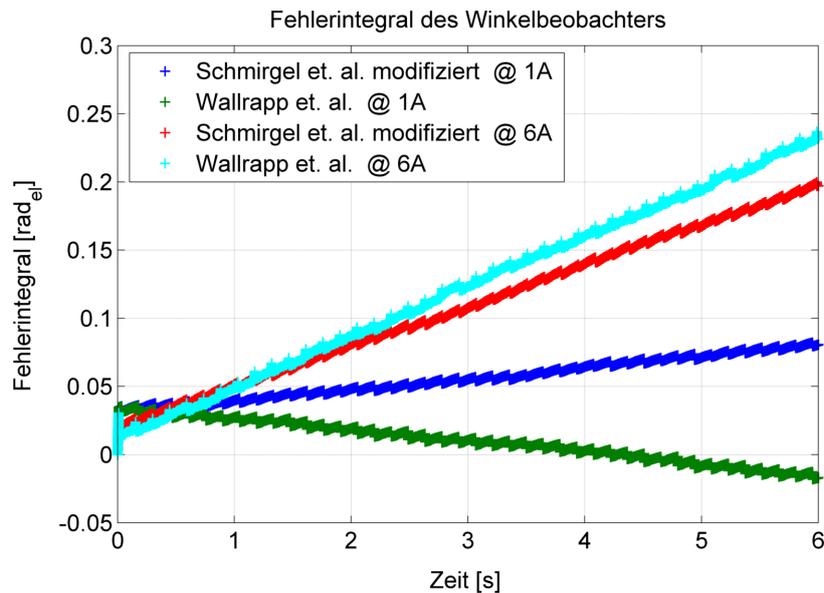


Abbildung 3.15.: Dargestellt ist das Integral des Winkelfehlers für die Verwendung von unterschiedlichen Fehlspannungskompensationen. Die Kompensationen nach Wallrapp [64] und Schmirgel [65] werden verwendet. Die Verfahren werden für unterschiedliche q -Ströme getestet. Es zeigt sich, dass das modifizierte Verfahren nach Schmirgel qualitativ hochwertige Ergebnisse für die Fehlspannungskompensation liefert.

Schenkligkeit untersucht werden. Im Folgenden werden drei aus der Literatur bekannte unterschiedliche Verfahren zur lastabhängigen magnetischen Vermessung von Maschinen vorgestellt. Die Auswertung der Messungen wird durchgeführt, die erzielbaren Ergebnisse diskutiert. Die Vor- und Nachteile der Verfahren werden bewertet. Ein viertes Messverfahren wurde entwickelt, um den Unzulänglichkeiten der bekannten Verfahren zu begegnen.

3.3.1. Lastabhängige Vermessung von Rotoren - Integrale Messung

Mit der ersten vorgestellten Methode kann sowohl die Tangenten- als auch die Sekanteninduktivität bestimmt werden. Das Verfahren beruht auf der Auswertung eines Spannungssprungs, der an eine permanentmagneterregte Synchronmaschine angelegt wird, und ist in seiner Basisversion in [19, 68] beschrieben.

3.3.1.1. Messaufbau und Messvorgang

In Abbildung 3.16 ist die Verschaltung der permanentmagneterregten Synchronmaschine für die Messung dargestellt. Die Messung erfolgt im Stillstand der permanentmagneterregten Synchronmaschine, die Welle wird währenddessen blockiert. Die Ersatzschaltbilder des rotorfesten Koordinatensystems (vgl. Abb. 2.4) vereinfachen sich dadurch zu einer einfachen $R-L$ -Last. Die Induktivität kann nun aus der Sprungantwort der Maschine bestimmt werden.

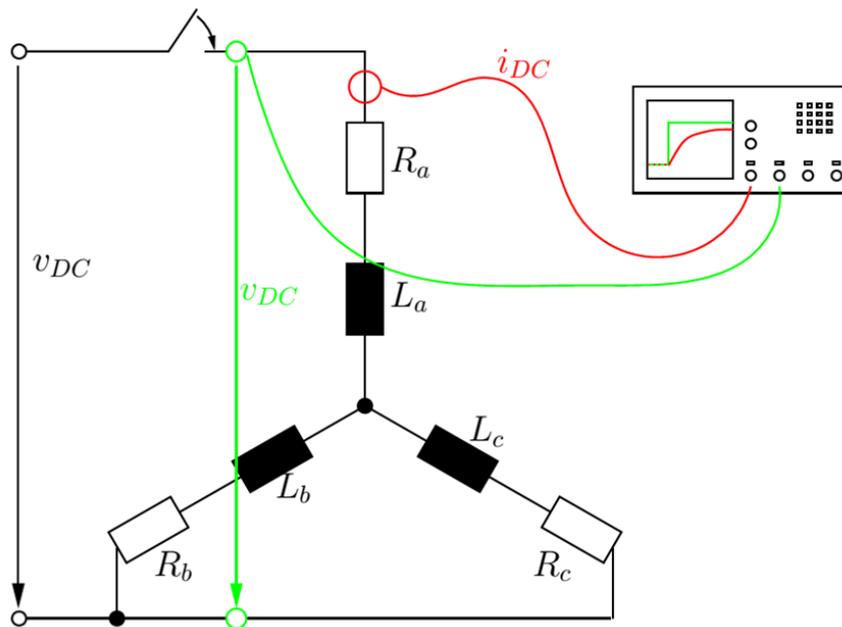


Abbildung 3.16.: Dargestellt ist der Messaufbau für die Bestimmung der Induktivität aus einem Spannungssprung. Auf diese Weise können gleichzeitig die Tangenteninduktivität und die Sekanteninduktivität bestimmt werden.

Um die Phaseninduktivitäten des d-q-Koordinatensystems vermessen zu können, werden die Phasen b und c der relevanten Maschine (siehe Anhang B), bei zunächst noch freidrehbarer Welle parallelgeschaltet. Phase a wird mit dem positiven Pol der Spannungsquelle verbunden, die Phasen b und c mit dem negativen. Anschließend wird die Maschine mit einem DC-Strom betrieben (vgl. Abb. 3.16). Die Welle (d-Achse) richtet sich entsprechend der Phase a aus. Während die Maschine noch bestromt ist, wird die Rotorwelle blockiert. Die Induktivität der d-Achse kann nun durch das Anlegen eines Spannungssprungs und der Messung der Stromantwort bestimmt werden.

Um die q-Achseninduktivität zu bestimmen muss ebenfalls der Rotor ausgerichtet werden. Dazu wird die Phase b mit dem positiven, die Phase c mit dem negativen Pol des Netzteils verbunden. Die Phase a verbleibt potentialfrei. Der Motor wird nun bei freier Welle bestromt und richtet sich aus. Die Welle wird wieder blockiert. Die Maschine wird entsprechend der Abbildung 3.16 verkabelt. Die Induktivität der q-Achse kann nun durch ein Anlegen des Spannungssprungs und der Messung der Stromantwort bestimmt werden.

3.3.1.2. Auswertung der Messung

Im Folgenden wird beschrieben, wie die Auswertung des Stromsprungs nach der Tangenten- und Sekanteninduktivität erfolgen kann. Die Sekanteninduktivität wird ausgewertet, indem man die Zeitkonstante des Stromsprungs ermittelt. Um die Sekanteninduktivitäten für unterschiedliche Strombelastungen zu erhalten, müssen die entsprechenden Stromsprünge eingestellt und gemessen werden. Da es sich bei dem Motor um ein PT_1 -Glied handelt,

entspricht die Zeitkonstante dem Zeitpunkt, in dem die Stromantwort 63.2 % ihres endgültigen Wertes erreicht hat. Durch die Verschaltung entsprechend Abbildung 3.16 kann die gemessene Zeitkonstante τ der Anordnung wie folgt in die Phasengrößen umgerechnet werden [19, 68]:

$$\tau_{d,q} = \frac{L}{R} = \frac{\frac{1}{3} \cdot L_{tt}}{\frac{3}{4} \cdot R_{tt}} \quad (3.11)$$

Je nach der Rotorausrichtung folgt daraus für die Bestimmung der Phasengrößen:

$$L_{d,q} = \frac{2}{3} \tau \cdot \frac{3}{4} \cdot R_{tt} \quad (3.12)$$

mit:

$$\begin{aligned} R_a = R_b = R_c &= \frac{R_{tt}}{2}, \\ L_a = L_b = L_c &= \frac{L_{tt}}{2}; \end{aligned}$$

Das Ergebnis einer solchen Messung ist Abbildung 3.17(a) dargestellt.

Wie in Kapitel 2.2.2 ausgeführt, ist für die Bestimmung der Rotorlage allerdings nicht die Sekanteninduktivität notwendig sondern die Tangenteninduktivität. Um diese aus der Messung der Stromantwort bestimmen zu können, wird die Stromabhängigkeit der Induktivität vernachlässigt. Dies bedeutet, dass $\frac{dL}{di}$ aus Gleichung 2.14 entfällt, die Spannungsgleichung für die Messanordnung vereinfacht sich zu:

$$v_{DC} = R \cdot i + L \cdot \frac{d}{dt} i \quad (3.13)$$

mit [19]:

$$\begin{aligned} R &= \frac{3 \cdot R_{tt}}{4}, \\ L &= \frac{2 \cdot L_{tt}}{3}; \end{aligned}$$

Damit berechnet sich die Induktivität zu:

$$L = \frac{v_{DC}}{\frac{d}{dt} i} - \frac{R \cdot i}{\frac{d}{dt} i} \quad (3.14)$$

Um nun die Stromsprungantwort entsprechend dieser Annahmen auszuwerten, werden der Spannungssprung und die Stromantwort abschnittsweise linearisiert. Für die linearisierten Abschnitte werden die Stromsteigungen ermittelt. Als gültiger Strom wird das arithmetische Mittel des jeweiligen linearisierten Stromabschnitts angenommen. Für einen beliebigen

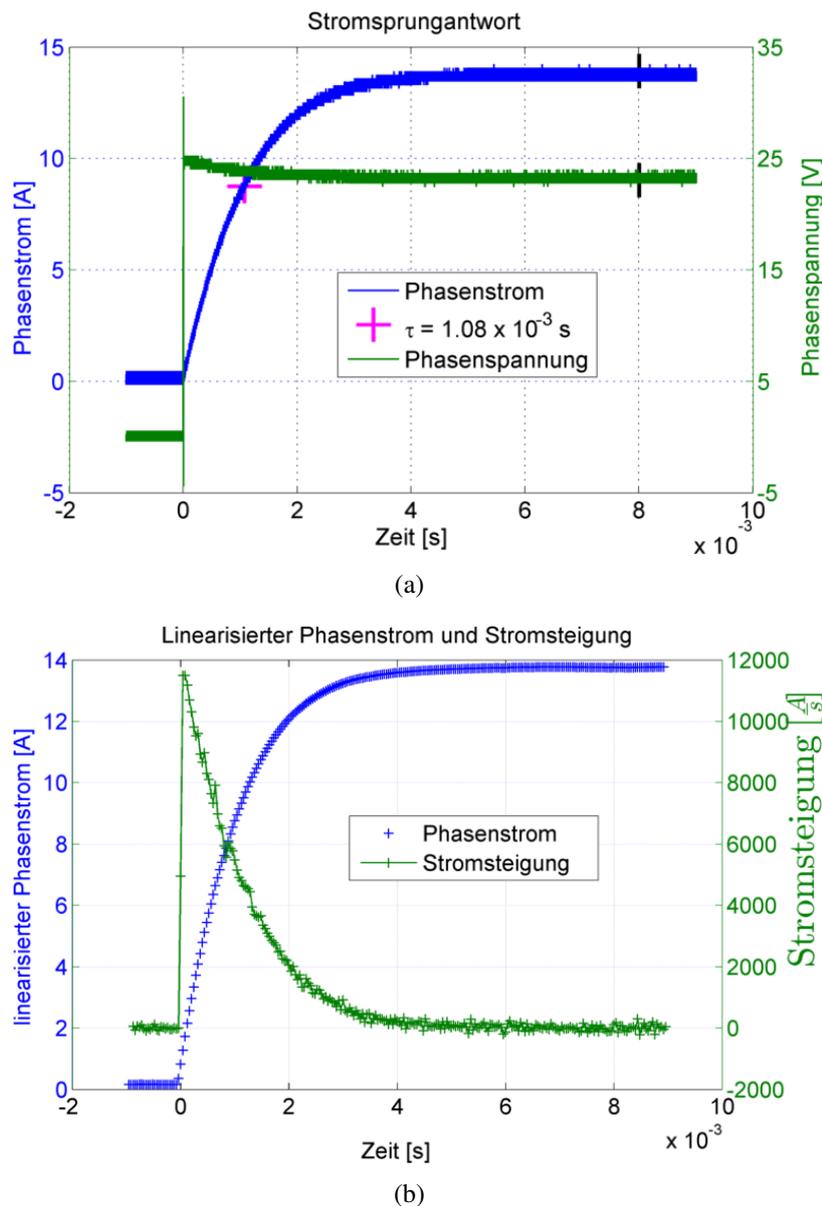


Abbildung 3.17.: Abbildung (a) zeigt eine Messung der Stromsprungantwort des Motors A. Eine dem maximalen d-Strom von 13.9 A entsprechende Spannung ist eingestellt, der Klemmenwiderstand R_{tt} beträgt 2.27 Ω . Daraus ergibt sich eine Sekanteninduktivität für die d-Achse von 1.22 mH (vgl. Gleichung 3.12). Der Zeitpunkt, an dem der gültige Phasenwiderstand ermittelt wurde, ist mit einem schwarzen Kreuz gekennzeichnet. (b) Zeigt die abschnittsweise linearisierte Stromsprungantwort, sowie die entsprechende Stromsteigung. Die Bestimmung der Tangenteninduktivität erfolgt nach Gleichung 3.13.

Messzeitpunkt $t \geq 5 \cdot \tau$ kann der gültige Phasenwiderstand mit Hilfe des Ohmschen Gesetzes ermittelt werden. Für die Auswertung nach der Tangenteninduktivität werden jeweils positive und negative Spannungssprünge auf die entsprechend der d- und der q-Achse ausgerichteten Maschine gegeben.

Das Ergebnis der Auswertung nach Gleichung 3.13 ist Abbildung 3.18 dargestellt.

3.3.1.3. Diskussion und Bewertung der Messergebnisse und Messmethode

Die Messergebnisse entsprechen in Teilen den Erwartungen nach Kapitel 2.2.2. Die Induktivität entlang der q-Achse ist achsensymmetrisch zur Stromstärke von 0 A. Die d-Achsen-Induktivität ist bezüglich der 0 A-Achse von Abb. 3.18 unsymmetrisch. In Richtung eines positiven d-Stromes (also bei einer additiven Überlagerung von Permanentmagnetfluss und durch den Phasenstrom hervorgerufenen magnetischen Fluss) fällt die Induktivität. Bei subtraktiver Überlagerung der Flüsse von Permanentmagnet und Wicklung steigt die Induktivität.

An Abbildung 3.18 zeigt sich auch, dass eine sinnvolle Auswertung der Daten nach der Tangenteninduktivität nur in einem eingeschränkten Strombereich möglich ist. Die Induktivitätswerte im Bereich von 0 bis ungefähr 1 A und im Bereich von Strömen größer als 7 A erweisen sich als nicht sinnvoll auswertbar. Dies trifft v. a. für die stark fallenden und negativen Induktivitäten bei großen Strömen zu. Gleiches gilt für die Polbildung der Induktivität bei sehr kleinen absoluten Strömen ($i_{d,q} \approx 0$). Aus Darstellungsgründen sind die Polstellen bei 0 A und die Nullstellen im Bereich von ± 12 A in Abb. 3.18 ausgeblendet.

Dieses Verhalten kann mit einer Betrachtung für die relative Änderung der Sprungantwort erklärt werden (vgl. Gleichung 3.16). Die Ungenauigkeit im Bereich kleiner und größerer Ströme kann mit den Eigenschaften der Sprungantwort eines PT_1 -Gliedes und mit einer Grenzwertbetrachtung erklärt werden. Die Sprungantwort eines PT_1 -Gliedes ist durch die Funktion

$$y = y_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.15)$$

dargestellt. Wird nun die relative Änderung $\left(\frac{\dot{y}}{y}\right)$ dieser Funktion betrachtet:

$$\frac{\dot{y}}{y} = \frac{\frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau}}{\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}, \quad (3.16)$$

so erkennt man, dass die relative Änderung im Bereich des Funktionswertes $y = 0$ (d.h. $t = 0$) Werten von ∞ entgegenläuft. In einem Zeitbereich, der sehr viel größer τ ist, fällt die relative Änderung exponentiell ab. Aus dem Verlauf der Funktion kann abgeleitet werden, dass für die Bereiche $t \geq \tau$ und $\lim t \rightarrow 0$ keine physikalisch sinnvollen Werte für die Induktivität ermittelt werden können. Dies wird deutlich, wenn man die relative Änderung mit Hinblick auf die Auswertung nach Gleichung 3.14 betrachtet. Im Bereich sehr kleiner Funktionswerte für die relative Änderung bedeutet dies, dass der Einfluss des Ohmschen Widerstandes verschwindet ($R \cdot \frac{1}{\infty}$). Allein der Einfluss der Induktivität sollte den

Stromanstieg beeinflussen. Für sehr kurze Zeitbereiche nach dem Spannungssprung ist die Auswertung der Induktivität nach Gleichung 3.14 jedoch nicht möglich. Dies widerspricht der soeben gemachten Überlegung zur Auswertung nach der Tangenteninduktivität. Die Begründung für das Versagen der Messmethode in Zeitbereichen kurz nach dem Spannungssprung ist in dem Verhalten der Spannungsquelle zu suchen. In Abbildung 3.17(a) kann man am Verlauf der Spannung erkennen, dass es sich bei dem verwendeten Netzteil um eine geregelte Spannungsquelle handelt. Auf das Schließen des Spannungsschalters hin reagiert der Regler der Spannungsquelle mit einem starken Überschwingen der Spannung. Es kann somit nicht von einer anliegenden DC-Spannung ausgegangen werden, die Annahmen für die Verwendung von Gleichung 3.14 sind nicht erfüllt. Nach spätestens 0.5 ms ist die DC-Spannung des Netztesles jedoch eingeschwungen und die Auswertung nach Gleichung 3.14 liefert brauchbare Ergebnisse.

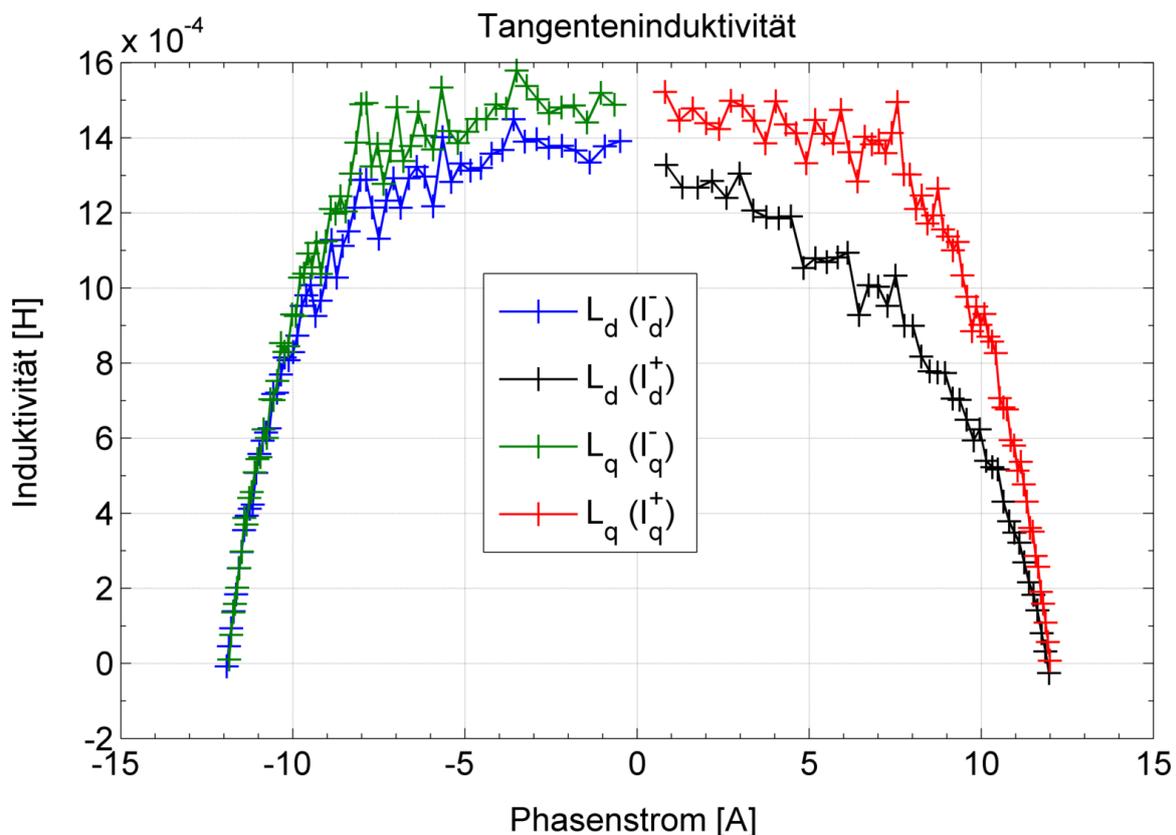


Abbildung 3.18.: Auswertung von Spannungssprüngen nach der Tangenteninduktivität. Die Auswertung erfolgte nach Gleichung 3.13.

Im Zeitbereich $t \geq \tau$ strebt die relative Änderung dem Wert von Null entgegen. Somit wird die Gleichung 3.14 vollständig von dem Verhalten des Ohmschen Widerstandes dominiert ($R \cdot \frac{1}{0}$). Eine Auswertung nach der Tangenteninduktivität ist also nicht mehr sinnvoll. Um mit der vorgestellten Messmethode für die Induktivitäten den gesamten Strombereich der Maschine abdecken zu können, muss der Strombereich der Maschine mit einer Vielzahl von Spannungssprüngen abgedeckt werden.

In Kapitel 4 seiner Dissertation beschäftigt sich S. Kellner [11] ausführlich mit der Bestimmung der Induktivitäten - auch bei kleinen Strömen. Er schlägt dabei eine genaue stetige Ergänzung der Induktivitätswerte im Bereich von kleinen Strömen vor, die auf einer bikubischen Spline-Interpolation beruht. Im Fall dieser Messung rechtfertigt der zusätzliche mathematische Aufwand für die Spline-Interpolation nicht den zu erwartenden Genauigkeitsgewinn. Da sich die Induktivitätsbestimmung mit Hilfe der Stromsprungantwort auch im Bereich großer Ströme ($|i_{DC}| \geq 7 \text{ A}$) als ungenau erweist, ist sie für die hier vorgeschlagene Anwendung nicht geeignet.

Für die Messmethode kann man weitere Schlüsse ziehen. So werden die Induktivitäten der d- und q-Achse für eine identische Bestromung der Phasen a, b, c (vgl. Abb. 3.16) gemessen. Daraus folgt, dass die Bestimmung der d-Achseninduktivität und der q-Achseninduktivität bei einem identischen Statorfeld erfolgt. Aus Kapitel 2.2.3 lässt sich jedoch ableiten, dass die Stellung von Rotor und Stator zueinander im allgemeinen einen Einfluss auf die Tangenteninduktivität haben muss. Man kann also davon ausgehen, dass mit der beschriebenen Methode hauptsächlich das induktive Verhalten des Rotors gemessen werden kann. Somit kann diese Messanordnung nur einen sehr kleinen Teil der Induktivitätsverteilung innerhalb einer Maschine beschreiben.

Allerdings zeichnet sich die Methode dadurch aus, dass nur ein sehr kleiner apparativer Aufwand notwendig ist, um erste Ergebnisse zu erhalten.

3.3.2. Lastabhängige Vermessung von Rotoren - Differenzielle Messung

Um die Tangenteninduktivität auch bei kleinen und großen Strömen bestimmen zu können, muss eine andere Messmethode verwendet werden. Die Ergebnisse von Kapitel 3.3.1 (vgl. v. a. Abb. 3.18) zeigen, dass idealerweise eine konstante Stromänderung für unterschiedliche Strombelastungen der Maschine ausgewertet wird. Im Folgenden wird eine Messmethode beschrieben, die diesen Anforderungen entspricht.

3.3.2.1. Messaufbau und Messvorgang

In [21] wird ein Messaufbau gezeigt, mit dem der Einfluss von Hystereseeffekten auf die Bestimmung von Induktivitäten gezeigt wird. Der Aufbau eignet sich in leicht abgewandelter Form auch zur Bestimmung der Induktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems. Es werden für diese Messung zwei Spannungstastköpfe und zwei Strommesszangen benötigt. Der Motor wird an einen Umrichter angeschlossen. Der Umrichter wird so angesteuert, dass die Phasen b und c während einer Messung stets gleich geschaltet sind. Mit dem Umrichter wird nun eine Gleichspannung an den Motor angelegt. Dem Widerstand der permanentmagneterregten Synchronmaschine entsprechend stellt sich DC-Strom in der Maschine ein. Ein hochfrequentes Wechselspannungssignal wird in Richtung des angelegten Spannungszeigers auf diesen aufmoduliert. Die Form der Wechselspannung kann frei gewählt werden, die maximale Frequenz des HF-Signals entspricht der halben PWM-Frequenz. Die Spannungsmessung erfolgt nach den Halbleiterschaltern der Endstufe und vor der

Phaseninduktivität des Motors, so dass für die Auswertung der Messsignale Nichtlinearitäten des Umrichters vernachlässigt werden können. In Abbildung 3.19 ist die Positionierung der Spannungsmessung dargestellt.

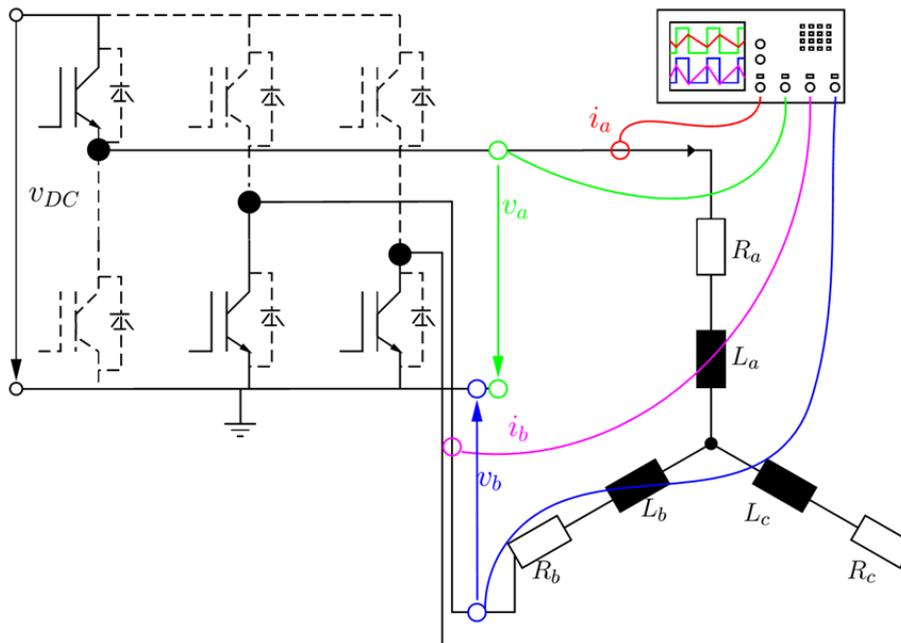


Abbildung 3.19.: Dargestellt ist der Messaufbau zur Bestimmung der differentiellen Induktivität. Die Positionierung der Stromaufnehmer und der Spannungsdifferenzstastköpfe ist dargestellt.

Für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen wurde eine rechteckförmige Wechselspannung mit einer Frequenz von 8 kHz gewählt. Die Taktung des Umrichters erfolgt mit 16 kHz. Die Ansteuerung der Endstufe erfolgt mit dem im Anhang B vorgestellten Prüfstands Aufbau.

Der eigentliche Messvorgang ist dem in Kapitel 3.3.1.1 vorgestellten ähnlich. Mit Hilfe des Umrichters und des an der Maschine vorhandenen Encoders wird die Maschine so ausgerichtet, dass die Wechselspannung in der interessierenden Achse anliegt. In der ausgerichteten Stellung wird die Welle des Motors blockiert. Im Folgenden wird das Prüfsignal an die Maschine angelegt. Durch Variation des Gleichanteils der Spannung können unterschiedliche DC-Anteile des Stroms eingestellt werden. Sinnvollerweise erstreckt sich der Bereich der Strom-Gleichanteile über den gesamten zulässigen Betriebsbereich der Maschine ($-I_{max} \cdots +I_{max}$). Das Prüfsignal und die Stromantwort der Maschine werden für die Phasen a und b aufgezeichnet.

3.3.2.2. Auswertung der Messung

Die Phasenströme und -spannungen (vgl. Abb. 3.2(a)) der Phasenmessungen a und b werden zunächst dreiphasig ergänzt. Durch die Parallelschaltung der Phasen b und c gilt:

$$v_c = v_b \quad (3.17)$$

Weiterhin kann der Phasenstrom der Phase c gemäß Gleichung 3.18 berechnet werden:

$$0 = i_a + i_b + i_c \quad (3.18)$$

Mit Hilfe der Park-Clarke-Transformation (Gleichung A.5) und der Drehmatrix (Gleichung A.1) für den jeweiligen Rotorlagewinkel (φ_{el}) werden die Strom und Spannungssignale in das rotorfeste Koordinatensystem umgerechnet (vgl. Abbildungen 3.20(a) ··· 3.20(c)).

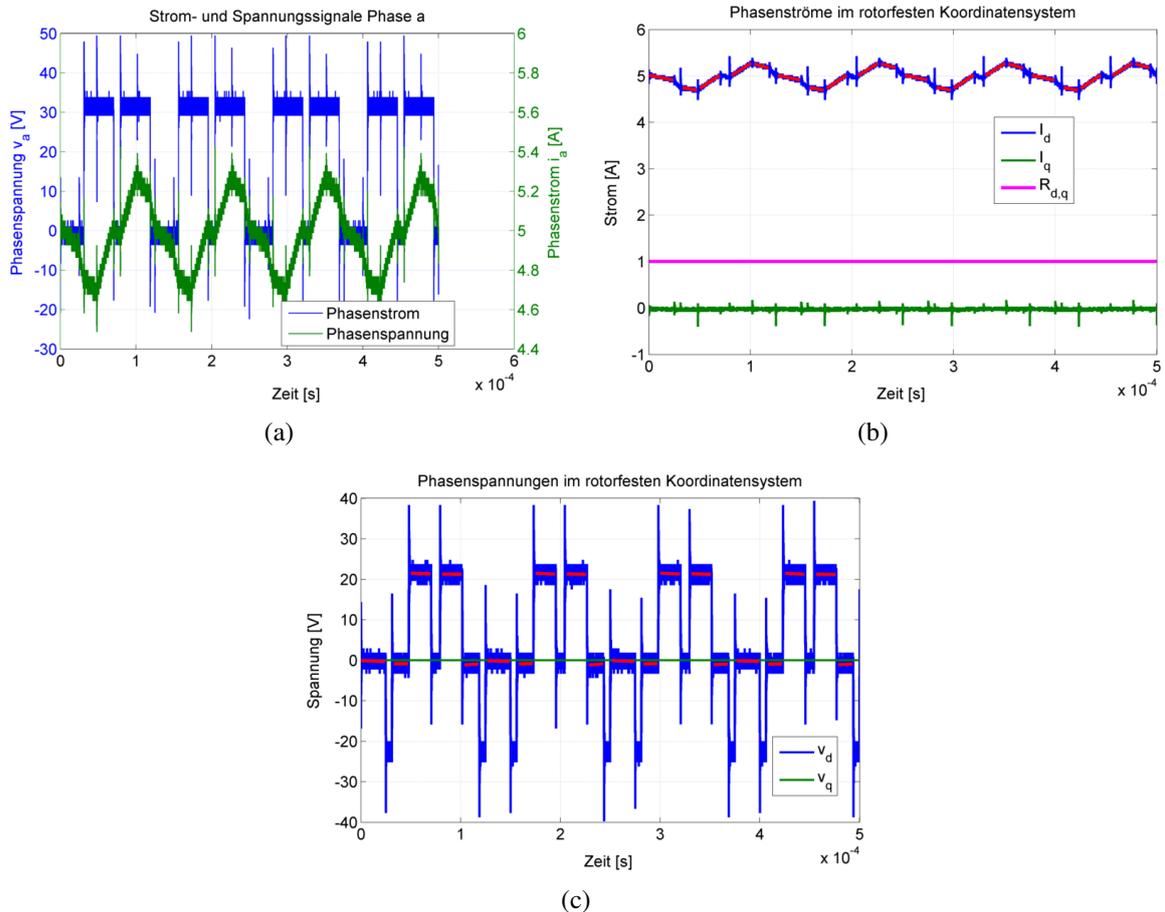


Abbildung 3.20.: Mess- und Auswertungssignale für die Bestimmung der differentiellen Induktivität. (a) Die Messsignale der Phase a werden zusammen mit den Signalen der Phasen b und c ins rotorfeste Koordinatensystem transformiert. Die sich ergebenden Ströme des d-q-Koordinatensystems sind in (b) dargestellt. Die entsprechenden Spannungen sind in (c) dargestellt. In (b) ist neben den Phasenströmen auch der Phasenwiderstand in Magenta mit eingezeichnet. Die Auswertung nach der Induktivität erfolgt mit den rot dargestellten linearen Näherungen für Strom und Spannung. Diese werden aus den Messwerten mit Hilfe einer linearen Regression bestimmt.

Die Bedingungen aus den Gleichungen 2.15 und 2.14 können als in vollem Umfang erfüllt angesehen werden. Die Auswertung erfolgt demzufolge nach Gleichung 2.15. Um

die Störeinflüsse durch Schalthandlungen, durch Messrauschen und durch Quantisierungseffekte zu minimieren, wird eine lineare Regression für die Phasenströme $i_{d,q}$ und die Phasenspannungen $v_{d,q}$ durchgeführt. Signalbereiche, die zu stark durch die erwähnten Störeinflüsse beeinträchtigt sind, werden im Rahmen der Auswertung nicht betrachtet. In den Abbildungen 3.20(c) und 3.20(b) entspricht dies den Signalbereichen, in denen keine rot dargestellten Ausgleichsgeraden eingezeichnet sind. Mit Hilfe der Regressionsrechnung wird die mittlere Stromableitung $\dot{i}_{d,q}$ bestimmt. Der für die Auswertung verwendete Ohmsche Widerstand der Phasen d und q wird durch Mittelwertbildung bestimmt, da er aufgrund seiner Temperaturabhängigkeit nicht konstant sein muss:

$$R_{d,q}(\vartheta) = \frac{\overline{v_{d,q}}}{\overline{i_{d,q}}}. \quad (3.19)$$

Die Berechnung der Phaseninduktivität erfolgt dann nach Gleichung 3.20:

$$L_{d,q} = \frac{v_{d,q} - R_{d,q}(\vartheta) \cdot i_{d,q}}{\frac{d}{dt}i_{d,q}}. \quad (3.20)$$

3.3.2.3. Diskussion und Bewertung der Messergebnisse und Messmethode

Die Auswertung der Messergebnisse für die d-Achse des Motors A ist in Abbildung 3.21 dargestellt. Betrachtet man die Zwischenergebnisse der Auswertung in Abbildung 3.20(b), so kann man erkennen, dass die ausgewerteten Bereiche jeweils um den Mittelwert des Maschinenstroms verteilt sind. Dies erklärt die Streuung in x- bzw. in Strom-Richtung der Induktivitätswerte für einen Messpunkt von Abbildung 3.21 (hier durch eine schwarze Ellipse angedeutet).

Die Streuung auf der y- bzw. Induktivitätsachse kann z. T. ebenfalls mit Abb. 3.20(b) erklärt werden. Die Auswertung nach der Induktivität erfolgt für Zeitbereiche, in denen eine Spannung aktiv geschaltet wird, und für Bereiche, in denen die Klemmenspannung Null ist. Demzufolge erfolgt die Auswertung mit positiven und negativen Stromsteigungen $\dot{i}_{d,q}$. Betrachtet man dies in Bezug auf die Hystereseeigenschaften des Elektroblechs, so kann für einen mittleren Strom ein Aufspalten des Induktivitätsniveaus für jeweils positive und negative Stromsteigungen erklärt werden. Es wird also eine kleine Hystereseschleife um den Arbeitspunkt herum durchfahren. Weiterhin zeigt sich im Aufspalten der Induktivitätsniveaus das Frequenzverhalten des Elektroblechs [69].

Die Weite der Streuung hängt dabei nicht nur vom Vorzeichen der Stromsteigung ab, sondern auch davon, ob ein von Null verschiedener Spannungszeiger geschaltet ist oder nicht. Ein von Null verschiedener Spannungszeiger ruft in der Wicklung einen Stromfluss hervor. Dieser bildet ein Magnetfeld aus, welches in den Permanentmagneten und im Elektroblech Wirbelströme hervorruft, die ihrer Ursache entgegenwirken [70]. Ein aktiver Spannungszeiger geht so mit einer betragsmäßig größeren Stromänderung einher als ein Spannungsnullzeiger (vgl. Abb. 3.20(b) und Abb. 3.20(c)). Diese Eigenschaft ist stark von der Höhe der angelegten Spannung abhängig. Bei konstanter Wechselspannungsamplitude wird diese Eigenschaft oberhalb von einem kHz auch frequenzabhängig [21].

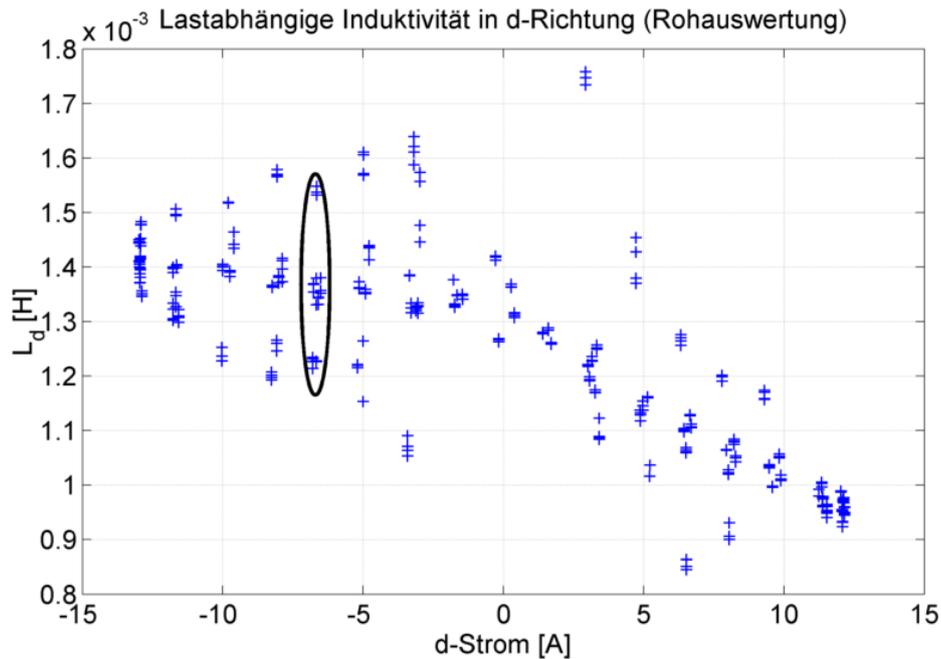


Abbildung 3.21.: Dargestellt sind die Auswertungen der einzelnen linearen Regressionen aus 3.20(b) und 3.20(c) nach der differentiellen Induktivität in d-Richtung.

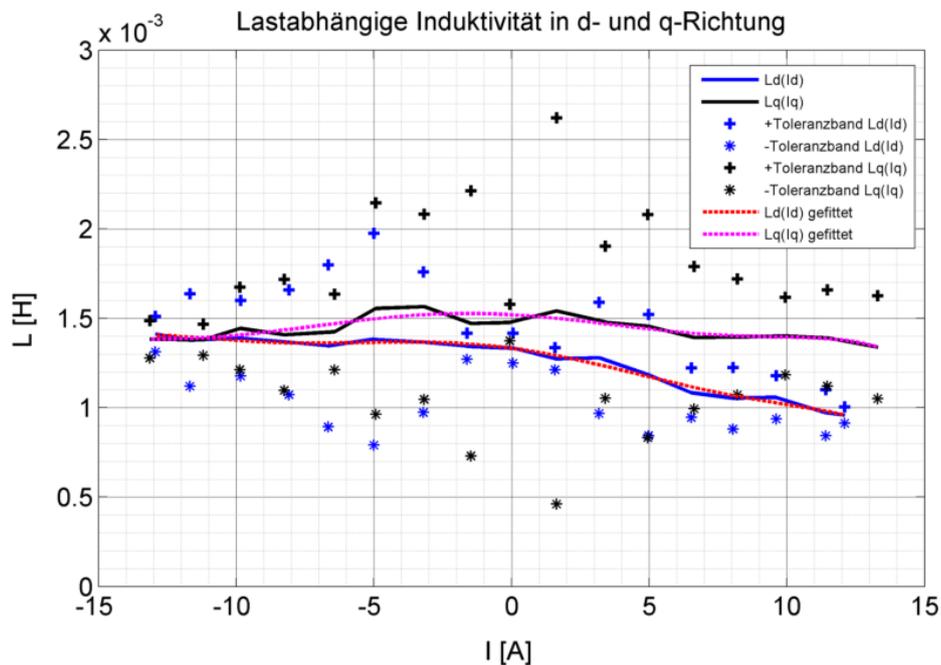


Abbildung 3.22.: Auswertung der Tangenteninduktivität des Motors A. Dargestellt sind die d- und q-Achseninduktivitäten in Abhängigkeit jeweils des d- bzw. des q-Stromes. Die Streuung der Messwerte ist als Toleranzband mit angegeben.

Weiterhin spielt die Dauer eine Rolle, während der ein Spannungszeiger angelegt bleibt. Die in Abbildung 3.2(b) gezeigten hochfrequenten Störungen haben für eine Motor-Umrichter-Paarung ein charakteristische Länge und Form. Daraus folgt, dass für relativ kurze Zeitspannen eine lineare Regression stärker verfälschte Werte liefert als für längere Schaltdauern.

Um trotzdem eindeutige Ergebnisse für die Induktivitätswerte zu erhalten, wird eine erneute Mittelwertbildung für die Induktivitäten zu jeweils einem Strommittelwert durchgeführt. Dies entspricht dem Vorgehen, welches im Rahmen der FEM-Berechnung von elektrischen Maschinen angewendet wird. Dabei wird die Aufspaltung der Hysterese [71, 72] vernachlässigt und mit dem Mittelwert der Hysteresekurve gerechnet. Die Streuung der einzelnen Messwerte wird dann als Toleranzband zu den Messwerten mit angegeben (vgl. Abbildung 3.22).

Die Auswertung der Induktivitäten ergibt, dass der Motor offensichtlich in einem weiten Betriebsbereich geberlos zu regeln ist. Bei hohen drehmomentbildenden Strömen - egal ob motorischer oder generatorischer Betrieb, $|i| \geq 5 \text{ A}$ - verringert sich der Induktivitätsunterschied von L_d und L_q , da i_d weiterhin gleich Null ist. Somit ist zu erwarten, dass sich die Rotorlage schlechter ermitteln lässt, da das Unterscheidungsmerkmal zwischen den Achsen des rotorfesten Koordinatensystems (ΔL) kleiner wird. Dieses Unterscheidungsmerkmal kann beispielsweise durch das Einprägen eines positiven d-Stromes auch verstärkt werden. Diese künstliche Verstärkung der Anisotropie führt allerdings auch zu einer erhöhten thermischen Belastung der Maschine, da der d-Strom nur indirekt (über das Reluktanzmoment) an der Drehmomentbildung beteiligt ist. Der Betrieb des Motors mit d-Strom erfordert weiterhin einen Umrichter größerer Leistung bzw. größeren Dauerstroms.

Die Messmethode kann neben der Vermessung der Induktivitäten der d- und der q-Achse natürlich auch für andere Rotorlagen als 90° und $\neq 0^\circ$ angewendet werden. Damit ist es möglich, ein vollständiges Bild der Rotoreigenschaften zu erhalten. Wie in Kapitel 3.3.1.2 dargestellt, können die Einflüsse des Stators ebenfalls nicht mitgemessen werden. Die Qualität der erzielbaren Messdaten kann als außerordentlich hoch eingestuft werden. Die zeitlich hochaufgelöste und auch hochgenaue (12 Bit) Abtastung durch ein digitales Speicheroszilloskop stellt eine breite rauscharme Rohdatenbasis für die Auswertung zur Verfügung. Die Auswertung mittels linearer Regression mindert die Auswirkungen der existierenden Störeinflüsse stark ab. Die Auswertung nach der Tangenteninduktivität entsprechend Gleichung 2.15 erscheint unter den bekannten Randbedingungen ebenfalls als voll zutreffend. Die erneute Mittelwertbildung zur Kompensation der magnetischen Hysterese und Wirbelstromeffekte liefert gut vertretbare Werte der stromabhängigen mittleren rotorfesten Induktivitäten. Die Methode kann mit leichten Änderungen sogar genutzt werden, um weitere Eigenschaften der Maschine wie z.B. Wirbelstromverhalten zu quantifizieren [21].

Trotz der hier vorgestellten vorteilhaften Eigenschaften der Methode kann sie keine vollständige Aussagen über die Eignung von Maschinen für eine anisotropiebasierte-geberlose-Regelbarkeit treffen. Die Messung kann nämlich keine Aussagen über den Einfluss der Statorfeldverteilung liefern (vgl. Kap. 3.3.1.3). Nur mit großem Aufwand ist es möglich, die Messung für weitere Statorfeldverteilungen durchzuführen. Dazu müssen die Phasen

der Maschine im Messaufbau (vgl. Abbildung 3.19) der Reihe nach zyklisch vertauscht werden. Im Anschluss wird die Messung für jede Anordnung der Phasen wiederholt. Es können so wenigstens drei unterschiedliche Statorfeldverteilungen für die Beurteilung der Messergebnisse herangezogen werden. Die Feldverteilung innerhalb der permanentmagneterregten Synchronmaschine ist für diese Messungen jedoch fest mit der geometrischen Lage der Phasenwicklungen im Statorblechpaket verknüpft. Feldverteilungen, die durch die 'freie' Überlagerung der Phasen-Magnetfelder entstehen, können nur mit einem erhöhten apparativen Aufwand vermessen werden. Unter freier Magnetfeldverteilung wird hier eine Feldverteilung verstanden, die geometrisch nicht fest mit der Phasenwicklung verknüpft ist. Der apparative Mehraufwand erfordert wenigstens einen weiteren Spannungstastkopf für Phase c bei gewährleisteter zeitsynchroner Abtastung. Mit diesem Messaufwand kann von der Bedingung, dass zwei Phasen parallelgeschaltet werden, abgewichen werden und die Messung für freie Feldverteilungen durchgeführt werden.

3.3.3. Lastabhängige Motorvermessung

Wie weiter vorne erläutert, wird für die Aussage, ob eine permanentmagneterregte Synchronmaschine für eine anisotropiebasierte geberlose Regelung geeignet ist, eine Messmethode benötigt, die den Einfluss von Rotor und Stator gleichzeitig erfassen kann. Obwohl die in diesem Kapitel behandelte Methode für die lastabhängige Motorvermessung im Rahmen dieser Arbeit nicht umgesetzt wurde, soll sie kurz vorgestellt werden. Zunächst liefert die Dissertation von S. Kellner [11] einen sehr guten Überblick über die unterschiedlichen Vermessungsmethoden für Induktivitäten, Widerstand und Flussverkettung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen. Weiterhin kann mit der dort präsentierten Methode zur Messung der Induktivitäten die Frage nach der Tauglichkeit einer permanentmagneterregten Synchronmaschine eindeutig beantwortet werden. Aus der Diskussion der möglichen Messergebnisse lassen sich zudem Schlussfolgerungen für die im Kapitel 3.3.4 vorgestellte Methode zur Motoranalyse ableiten. Im Folgenden wird das Prinzip der Messung dargestellt und die erzielbaren Messwerte werden bewertet.

3.3.3.1. Messaufbau und Messvorgang

Kellner schlägt zur Beantwortung der Frage nach der Eignung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für eine anisotropiebasierte geberlose Regelung eine Reihe von Messungen in seiner Dissertation vor (vgl. [11]). Dabei wird der Prüfling auf einem Tandemlastprüfstand (vgl. Kap. B) fremd angetrieben und rotierend untersucht. Die untersuchte Maschine wird während der Messung im Stromregelmodus betrieben. Mit Hilfe eines Umrichters werden unterschiedliche statische Belastungszustände ($i_d - i_q$ - Paarungen) des Prüflings eingeregelt. Ein hochfrequentes Prüfsignal wird auf die Reglerausgangsspannungen aufmoduliert. Es stellt sich innerhalb der Maschine der Sollwert des Stromes ein, durch die Spannungsinjektion wird dabei die Welligkeit des Stromes erhöht. Die sich einstellenden Betriebszustände werden vermessen, indem die gemessenen Phasenströme und zugehörigen linearisierten Phasenausgangsspannungen (vgl. Kap. 3.2) des Umrichters aufgezeichnet werden. Die Datenerfassung erfolgt durch die Stromsensorik des verwendeten Pulsumrichters. Dabei werden die Messwerte im Takt des Reglerinterrupts erfasst. Die korrekte Erfassung

und Zuordnung der zu einem Abtastschritt k gehörigen Werte ist sicher zu stellen. Die Auswertung erfolgt offline. Die Dauer für eine vollständige Durchführung der Messung wird bei vollständiger Automatisierung mit ungefähr einer Stunde reiner Messzeit pro Motor angegeben (vgl. Kap. 4.2 [11]).

3.3.3.2. Auswertung der Messung

Für die Auswertung der Messungen wird in Kap. 2.2.3 von [11] ein erweitertes Maschinenmodell eingeführt, welches als Sonderfall das linearisierte Standardmodell (vgl. Abbildung 2.4 und Gleichung 2.10) im d-q-Koordinatensystem der permanentmagneterregten Synchronmaschine enthält. Aus diesem erweiterten Modell leiten sich eine Vielzahl von Parametern ab, die für eine vollständige Modellierung der permanentmagneterregten Synchronmaschine herangezogen werden. Mit diesen Parametern kann die Eignung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für eine anisotropiebasierte Rotorlageschätzung sicher bewertet werden.

3.3.3.3. Diskussion und Bewertung der Messergebnisse und Messmethode

Die vorgeschlagene Methode ist nach Einschätzung des Autors für den industriellen Einsatz eher weniger geeignet. In [11] werden keine Aussagen darüber getroffen, ob die Methode einer Typprüfung oder einer Stückprüfung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen nahekommt. Eine Stückprüfung entsprechenden Umfangs erscheint im Produktionsprozess von permanentmagneterregten Synchronmaschinen aus Kostengründen als wenig sinnvoll. Wird die in [11] vorgeschlagene Vermessung als Typprüfung durchgeführt, so ist sicherlich zusätzlicher Messaufwand an jedem Einzelstück notwendig um dessen Abweichung aufgrund von Fertigungstoleranzen zu erfassen. In der geberlosen Regelung sind diese Abweichungen zu berücksichtigen.

Eine weitere Eigenschaft der vorgestellten Methode zur Motorvermessung von Kellner ist, dass sämtliche magnetische Felder (Rotor- und Statorfeld) innerhalb der permanentmagneterregten Synchronmaschine synchron mit der Rotorwelle drehen. Das beobachtbare Oberwellenverhalten kann somit nur der Rotordrehung zugeordnet werden.

In [39] wurde erstmals die Nutzung eines Fourierreihenansatzes zur Lageschätzung einer Rotorposition vorgeschlagen. Da der Fourierreihenansatz schon im Entwurfsverfahren von elektrischen Maschinen weit verbreitet ist, erscheint die Nutzung eines solchen Ansatzes zur messtechnischen Erfassung der vollständigen Maschineneigenschaften naheliegend. Im Entwurfsverfahren wird der Fourieransatz herangezogen, um beispielsweise den Grundwellenanteil einer konzentrierten Wicklung zu beurteilen [73].

Wird nun ein Fourierreihenansatz auf die Methode von Kellner angewendet, so wird sich das Amplitudenspektrum abhängig von der Strombelastung verändern. Aufgrund der synchronen Rotation von Rotor- und Statorfeld (und damit auch von Rotor und Statorstrom) sind in dem Spektrum nur Signalbeiträge zu erwarten, die Harmonische der Rotorfrequenz sind. Eine Veränderung des Lastwinkels wird die Beiträge der einzelnen Rotorharmonischen

untereinander verschieben, nicht jedoch neue Harmonische erzeugen. Die Wechselwirkung von Rotor und Stator sowie gegebenenfalls auftretende Statoranisotropien können sich weiterhin in der DC-Komponente des Messsignals niederschlagen (vgl. auch [30]). Eine tatsächliche Trennung der Einflüsse von Rotor und Stator ist somit aufwendig, da aus dem Verhalten der DC-Komponente das Statorverhalten und die Wechselwirkung von Stator und Rotor abgeleitet werden muss.

3.3.4. Lastabhängige Motoranalyse mit dem Arbitrary Injection Verfahren

Im Folgenden wird ein Messverfahren vorgestellt, welches auf der Fourieranalyse der Induktivitäten eines Motors beruht. Die Eigenschaften des Rotors, des Stators und deren Wechselwirkung können simultan erfasst und die auftretenden Effekte können dabei eindeutig ihren Ursachen zugeordnet werden. Die Methode ermöglicht es zudem, für jeden Betriebspunkt L_d und L_q abzuleiten und somit das vereinfachte linearisierte Standardmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine beizubehalten ohne dabei an Information zu verlieren. Die vollständige messtechnische Erfassung einer Maschine benötigt bei vollständiger Automation eine reine Messzeit von ca. 3 bis 5 Minuten. Die Vermessung der Maschine greift auf die Ideen, die verwendeten Größen und das Verständnis der Admittanz zurück, wie es in den Veröffentlichungen [27, 74, 75, 32, 28, 29, 30] zur Vorstellung des 'Arbitrary Injection Verfahrens' genutzt wird. Genau genommen handelt es sich bei der hier als Admittanz bezeichneten Größe nicht um eine inverse Induktivität, sondern um eine Stromänderung, welche in die Spannungsebene projiziert und anhand des Spannungsbetrages skaliert wird [31]. Das Verfahren 'Arbitrary Injection' wurde in Kap. 2.3 genauer vorgestellt.

Im Folgenden wird der benötigte Messaufbau vorgestellt und der Messvorgang beschrieben. Im Anschluss wird die Auswertung der Admittanz mittels eines Fourierreihenansatzes erläutert. Die Ergebnisse der Messungen werden interpretiert und die Messmethode wird bewertet.

3.3.4.1. Messaufbau und Messvorgang

Zur Vermessung der Admittanz wird der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Lastprüfstand genutzt (vgl. Kap. B, sowie Abbildungen B.4, B.3, B.2, B.1(b), B.1(a)). Zur Vermessung wird der eigentliche Prüfling von der Lastmaschine mit einer konstanten Drehzahl angetrieben. Es ist hierbei erforderlich, dass die Lastmaschine über eine deutliche Drehmomentreserve gegenüber dem maximalen Drehmoment des Prüflings verfügt. Es werden allerdings nur niedrige Drehzahlen benötigt, so dass als Lastmaschine ein Getriebemotor verwendet werden kann. So kann garantiert werden, dass die Bestimmung der Admittanz auch für die Maximalbelastung des Prüflings erfolgen kann. In diesem Fall wird als Lastmaschine ein TPM_004 der Firma Wittenstein Motion Control GmbH verwendet (vgl. Tabelle B.7). Der Prüfling wird für die Messung im Stromregelmodus betrieben. Als Sollwert wird im rotorfesten Koordinatensystem ein rotierender Stromzeiger konstanten Betrages vorgegeben und eingepreßt. Die Rotationsfrequenz des Stromzeigers muss sich von der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} des Rotors unterscheiden.

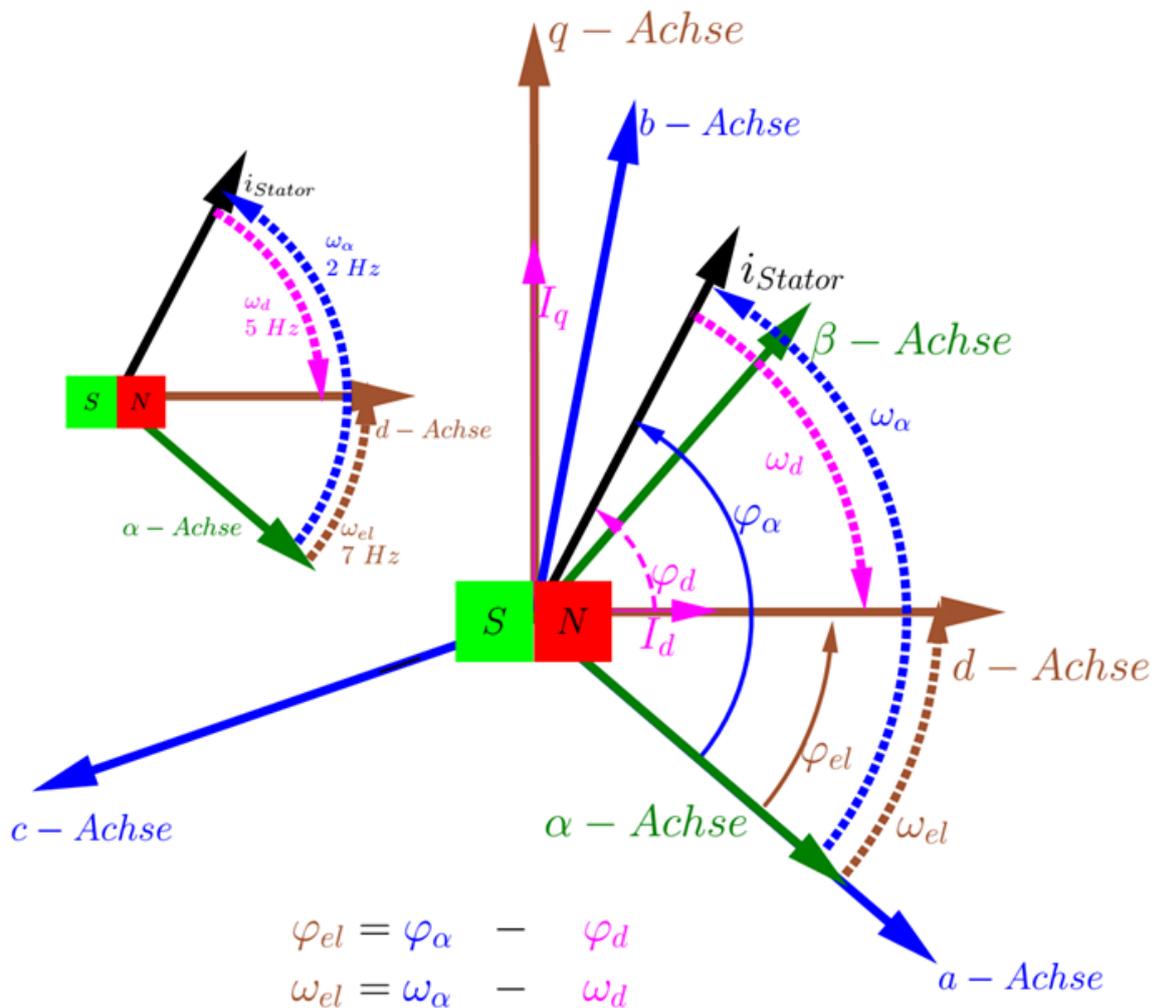


Abbildung 3.23.: Dargestellt ist das Zeigerdiagramm der relevanten Signale für die Motorvermessung. Die Rotation des Rotors und des Lastwinkels sind gepunktet dargestellt. Durch die Drehung von Rotor und Lastwinkel ergibt sich für den Statorstrom ebenfalls eine Drehung. Die Winkelbeziehungen und die Beziehung der Drehfrequenzen sind mit dargestellt. Als Inset sind noch einmal die Drehrichtungen und Signalfrequenzen der einzelnen Magnetfelder mit angegeben.

Durch die Bestromung und die Rotation des Motors bildet sich im Motor eine sich stetig verändernde Magnetfeldverteilung aus. Die Verteilung wird erzeugt durch das Feld der Permanentmagnete des Rotors, durch das Magnetfeld des Stroms im Stator und durch die Wechselwirkung der beiden Magnetfeldkomponenten. Aus der Gleichung A.13 kann die Signalfrequenz der Wechselwirkung zwischen Permanentmagneten und Statormagnetfeld ermittelt werden. Durch die richtige Wahl der jeweiligen Winkelgeschwindigkeiten kann davon ausgegangen werden, dass sich der Motorstrom im transienten Zustand befindet. Magnetfelder weichen hingegen nicht von den Feldern ab, die sich unter gleichen Bedingungen statisch ergeben würden, da ihre Änderung quasi instantan mit ihrer Ursache erfolgt. In Abbildung 3.23 wird ein Zeigerdiagramm der für die Messung relevanten Signale gezeigt. Für die hier vorgestellte Messung wird die elektrische Drehfrequenz des Rotors auf 7 Hz eingestellt, die Rotationsfrequenz des Lastwinkels wird auf 5 Hz eingestellt. Für die Drehfrequenz des Statorstroms ergibt sich daraus eine Drehfrequenz von 2 Hz.

3.3.4.2. Auswertung der Messung

Für die Auswertung der Motorvermessung müssen jeweils die Werte der dreiphasigen Tastverhältnisse, die Zwischenkreisspannung, somit also die Reglerausgangsspannungen und die Werte der zugehörigen Phasenströme erfasst werden. Die korrekte Erfassung und Zuordnung der zu einem Abtastschritt k gehörigen Werte ist sicher zu stellen. Eine korrekte Kompensation der Nichtlinearitäten der Endstufe (vergleiche auch Kap. 3.2 bzw. Abb. 2.14(b)) muss unbedingt erfolgen, um eine verlässliche Auswertung der Messdaten zu gewährleisten. Im Rahmen der Auswertung ist es gleichgültig, ob die ermittelten Fehlspannungen der Endstufe zur Vorsteuerung genutzt und somit aktiv korrigiert werden, oder ob nur die tatsächlich an den Motorklemmen anliegenden Spannungen ermittelt werden.

Die Auswertung der Messdaten erfolgt nach den zwei beschriebenen Methoden zur Bestimmung von Y_{Σ} (vgl. Abb. 2.14(a) und 2.14(b)). Die Auswertung der Summenadmittanz mit Hilfe der Messwerte aus Kapitel 3.3.2 erfolgt stützt sich auf Gleichung 2.25 (bzw. auf Kapitel 2.3.2). Die Auswertung der Summenadmittanz nach dem Onlineschätzverfahren erfolgt nach den Gleichungen 2.29 und 2.28. Die Abbildungen 3.24(b) und 3.24(a) zeigen die Messwerte der jeweiligen vorgestellten Berechnungsmethoden von Y_{Σ} .

3.3.4.3. Diskussion und Bewertung der Messergebnisse

Ein Vergleich der Messergebnisse des Schätzverfahrens mit den Ergebnissen der Look-Up-Tabelle zeigt zunächst, wie sich die Admittanz mit der Frequenz des Lastwinkels von 5 Hz kontinuierlich verändert. Für die Bestimmung von Y_{Σ} nach der Tabellenmethode ist nur eine Variation mit dem Lastwinkel zu erkennen. Die Drehung des Lastwinkels um 360° entspricht einer sinusförmigen Variation des q-Stromes. Die Amplitude des Signals entspricht dem Betrag des eingepprägten rotierenden Stromzeigers. Entsprechend variiert der d-Strom cosinusförmig. Aus der Veränderung des Stromes ergibt sich die Variation der Phaseninduktivitäten und damit die Variation der Summenadmittanz nach einem regelmäßigen Muster (vgl. auch Abb. 3.24(a)). Die Summenadmittanz oszilliert um einen Mittelwert von ungefähr 770 [1/H].

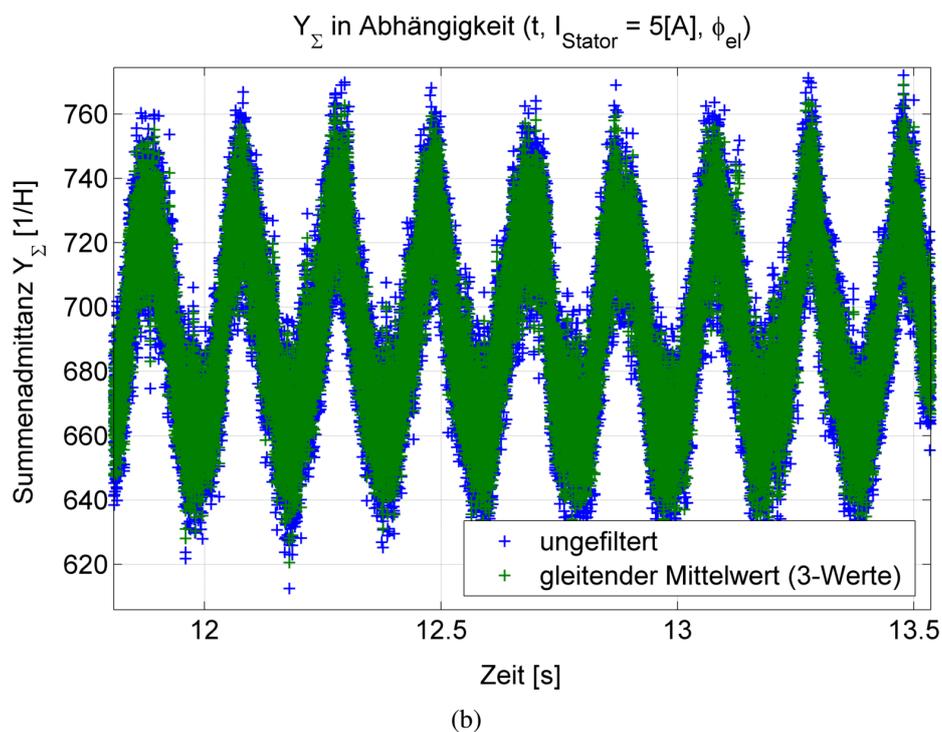
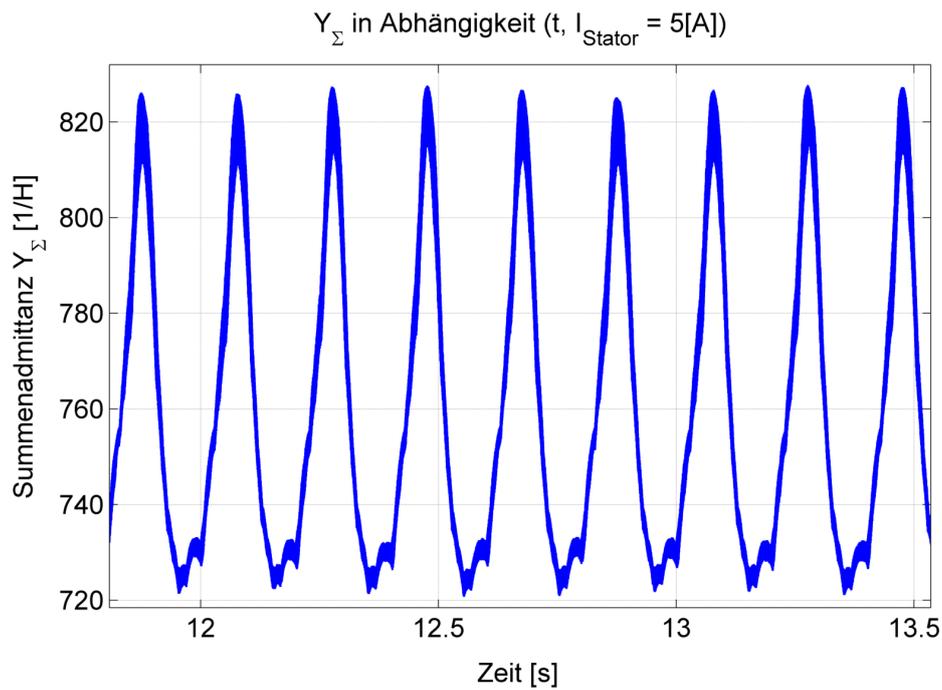


Abbildung 3.24.: (a) Dargestellt sind die Messwerte der Summenadmittanz. (a) zeigt die Messwerte für die Bestimmung der von Y_{Σ} nach der Gleichung 2.25. (b) zeigt die Messwerte der Summenadmittanz für die Onlineschätzung. Die blau markierten Messwerte von Y_{Σ} entsprechen einer ungefilterten Darstellung, die grünen Messwerte einer Filterung durch einen gleitenden Mittelwert über drei Abtastschritte.

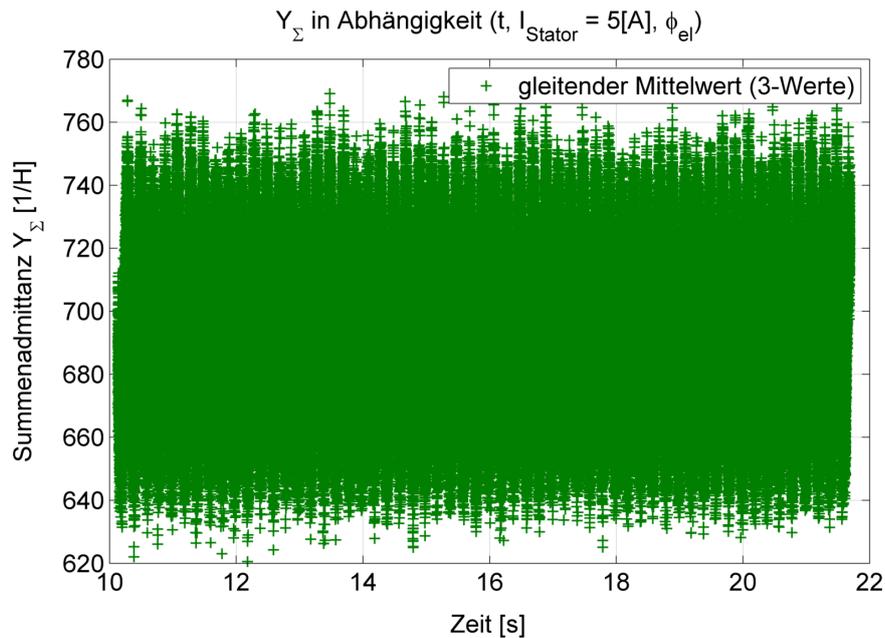


Abbildung 3.25.: Dargestellt ist das Signal des Onlineschätzers für die Summenadmittanz. Die primäre Signalfrequenz beträgt 5 Hz, so wie es die Modulation der Stromsollwerte erwarten lässt. Weiterhin scheint das Signal das Ergebnis einer Schwebung von mehreren Frequenzen zu sein, da die Amplitude des Signals ebenfalls einer regelmäßigen Schwankung unterworfen ist.

Betrachtet man die Ergebnisse der Admittanzschätzung, so ist erkennbar, dass der Mittelwert des Schätzverfahrens ungefähr einen Wert von 700 [1/H] liefert. Auch hier ist eine regelmäßige Oszillation des Admittanzwertes um seinen Mittelwert zu erkennen. Das Signal enthält eine Rauschamplitude von bis zu 40 [1/H]. Die Frequenz der Oszillation beträgt dabei 5 Hz und wird somit offensichtlich durch die Variation des d-Achsenwinkels hervorgerufen. Betrachtet man die Messung über einen größeren Zeitraum (vgl. Abb. 3.25), so ist eine regelmäßige Variation der Amplitude für das 5 Hz Signal zu erkennen. Das Messsignal scheint durch die Schwebung von mehreren Frequenzen beeinflusst zu sein. Es ist zu vermuten, dass die Schwebung durch die Wechselwirkung von Rotor und Statoreffekten entsteht.

Wird neben der Summenadmittanz auch Y_{Δ} geschätzt, so können aus den beiden Signalen mit Hilfe der Gleichungen 2.25 und 2.26 für jeden Abtastschritt die zugehörigen Phaseninduktivitäten L_d und L_q berechnet werden. Diese berechneten Induktivitäten können dann als Funktion des Statorstromes i_s^s , des d-Achsenwinkels φ_d und der Rotorlage φ_{el} angesehen werden. Wird neben den Phasenströmen und den Umrichter Ausgangsspannungen auch eine Drehmomentmesswelle im Versuchsaufbau mit eingesetzt, so kann der Motor vollständig vermessen werden. Dazu werden die Phaseninduktivitäten wie beschrieben bestimmt, die Gleichungen 2.10 und 2.11 werden zusammen mit den Messwerten der Drehmomentmesswelle ausgewertet. Neben der Flussverkettung der Permanentmagnete Ψ_{PM} kann der Klemmenwiderstand berechnet werden, genau wie die geschätzte mittlere

Wicklungstemperatur. Dazu wird in Gleichung 2.10 der Klemmenwiderstand R_{tt} durch den temperaturabhängigen Klemmenwiderstand ersetzt:

$$R_{tt}(\vartheta_{ist}) = \left(1 + \alpha_{\vartheta_{ref}} \cdot (\vartheta_{ist} - \vartheta_{ref})\right) \cdot R_{tt}(\vartheta_{ref}) \quad (3.21)$$

Die untersuchte permanentmagneterregte Synchronmaschine kann also vollständig vermessen werden. Es ist allerdings zu bedenken, dass im Rahmen einer solchen Auswertung davon ausgegangen wird, dass das innere Drehmoment aus Gleichung 2.11 mit dem äußerlich wirkenden Drehmoment gleichgesetzt wird. Diese Annahme ist im allgemeinen nicht gerechtfertigt, da die Drehmomentverluste durch drehzahlabhängige Effekte vernachlässigt werden. Zu diesen Effekten gehören Verluste durch mechanische Reibung, Verluste durch die Ummagnetisierung des Elektroblechs (Hystereseverluste) sowie Verluste durch das Auftreten von Wirbelströmen im Blech. Wird die Wicklungstemperatur nicht berechnet, sondern durch geeignete Sensoren gemessen, bietet die beschriebene Methode eine Möglichkeit diese Verluste als integrale Größe zu bestimmen. Diese Verluste können auch abgeschätzt werden in dem Fall in dem die Temperatur nicht gemessen wird. Durch einen Vergleich der elektrischen Leistung des Prüflings³ mit der mechanischen Leistung an der Welle kann die momentane Verlustleistung berechnet werden. Hierfür ist es notwendig auch das Drehzahlssignal der Messwelle mit auszuwerten.

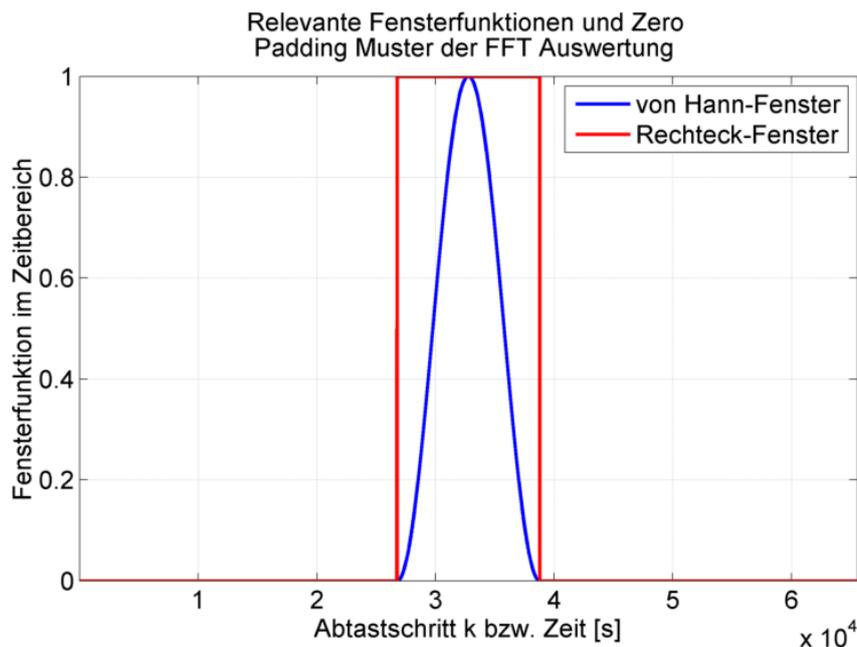


Abbildung 3.26.: Darstellung der verwendeten Fensterfunktionen für die Fourieranalyse der Summenadmittanz. In Rot ist der Verlauf des tatsächlichen Messsignals angedeutet. Im Bereich der Rechteckfunktion liegen die abgetasteten Daten, außerhalb liegt der zero gepaddete Bereich. In Blau ist das von Hann-Fenster dargestellt.

³Die elektrische Leistungsmessung kann durch eine Auswertung der zeitlich korrelierten Phasenströme und -spannungen erfolgen.

Um die genaue Herkunft der in Abbildung 3.25 gezeigten Amplitudenänderung des Signals zu klären, ist es notwendig, eine Fourieranalyse vorzunehmen. Das Signal wird mit Hilfe der FFT in seine Frequenzanteile zerlegt, gefiltert, interpretiert und wieder synthetisiert. Auf die Grundlagen der Fouriertransformation bzw. der FFT wird nicht näher eingegangen, statt dessen wird auf einschlägige Literatur und Onlinematerial verwiesen [76, 77, 78]. Für die Analyse des Admittanzsignals wird das Signal (vgl. Abb. 3.25) für die FFT mittels symmetrischen Zero-Paddings und der Multiplikation mit einer von Hann-Fensterfunktion 'vorbehandelt'. Sinn des Zero-Paddings ist es zum einen den Algorithmus der FFT zu beschleunigen, zum anderen wird die Frequenzauflösung des FFT-Signals durch diese Interpolation erhöht. Das Signal muss unbedingt symmetrisch mit Nullen ergänzt werden, falls die Phaseninformation des Spektrums korrekt mit ausgewertet werden soll [77]. Der Signalfussplan der Fourieranalyse im Rahmen des Arbitrary Injection Verfahrens ist in Abbildung 3.27 dargestellt.

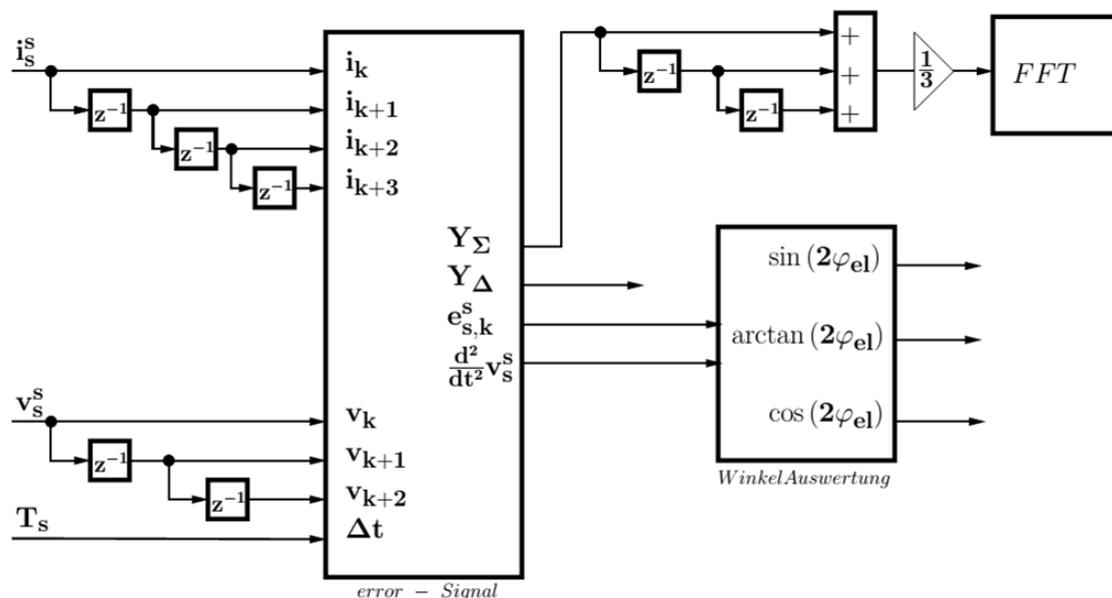


Abbildung 3.27.: Dargestellt ist der Signalfussplan für die Fourieranalyse der Summenadmittanz. Im Rahmen der Auswertung wird die Summenadmittanz auf ihre spektrale Zusammensetzung und die Beiträge des Rotors, des Statorstromes und der Überlagerung der Beiträge hin untersucht.

Die Verwendung der von Hann-Fensterfunktion ist vorteilhaft gegenüber der Rechteckfensterfunktion, da der Intensitätsabfall von den Haupt- zu den Nebenmaxima des Amplitudenspektrums steiler verläuft. Weiterhin zeichnet sich das von Hann-Fenster durch einen kleineren Leck-Effekt als das Rechteckfenster aus. Durch die Wahl der Fensterfunktion wird somit die spektrale Auflösung von Amplitudenspektren mit bestimmt. Mit dem von Hann-Fenster können nahe beieinander liegende Frequenzen im Amplitudenspektrum besser bzw. eindeutiger aufgelöst werden. In Abbildung 3.26 sind die genutzten bzw. diskutierten Fensterfunktionen dargestellt.

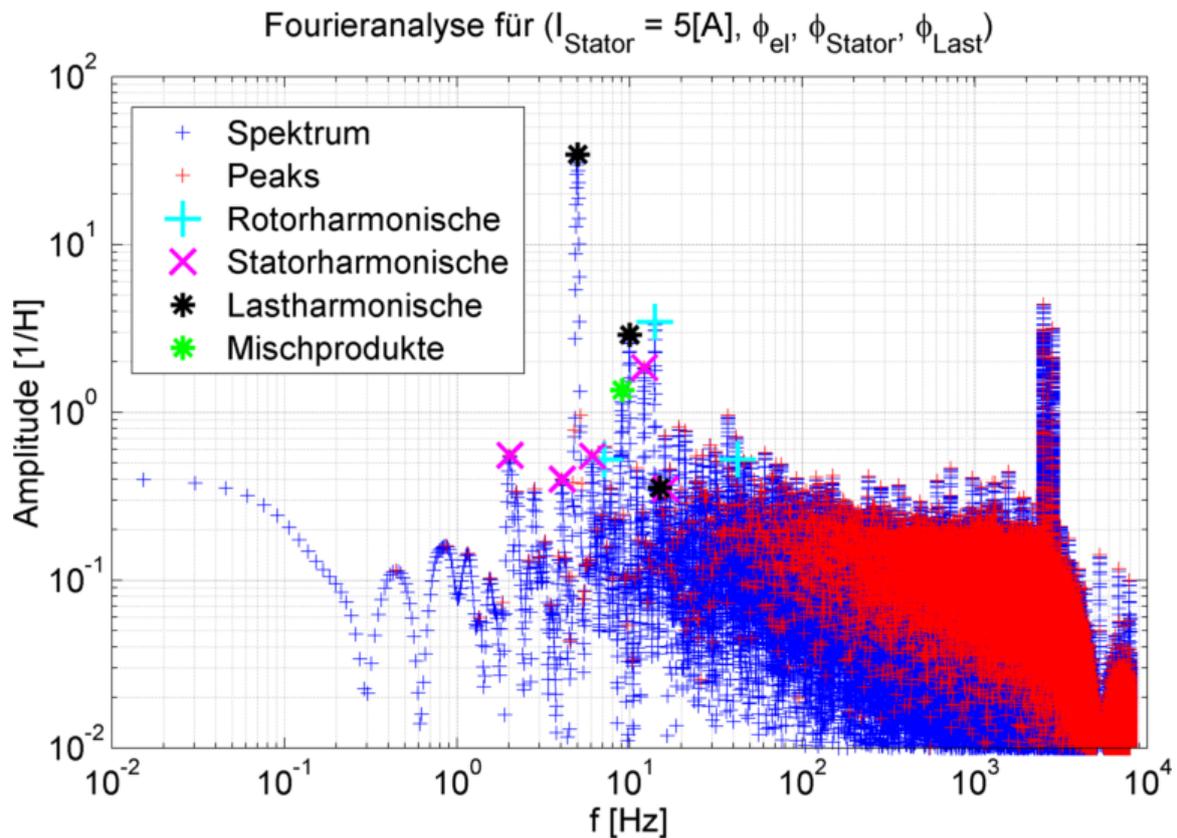


Abbildung 3.28.: Dargestellt ist das Amplitudenspektrum der Messung aus Abbildung 3.25. In Blau ist das eigentliche Spektrum dargestellt. In Rot sind sämtliche Maxima des Spektrums mit dargestellt. Als Maximum wird jeder Punkt definiert, der einen größeren Wert als seine 5 nächsten Nachbarn hat. In Cyan sind die Amplituden dargestellt die als Rotor-signal bzw. als deren Harmonische identifiziert werden können. Magenta markiert sind sämtliche Amplitudenwerte, die der Grundwelle des Statorstroms bzw. dessen Harmonischen zugeordnet werden. Mit Schwarz sind die der d-Achsenwinkeländerung zugeordneten Amplituden markiert. In Grün sind Amplituden gekennzeichnet, welche durch nichtlineare Mischeffekte der Stator-, Rotor und Lastsignale entstehen.

Abbildung 3.28 zeigt das Amplitudenspektrum der Messung aus Abbildung 3.25. Das Rauschniveau des Signals liegt ungefähr im Bereich von 0.2 bis 0.4. Deutlich ist die Kerbfilterwirkung des gleitenden Mittelwertfilters für eine Mittenfrequenz von 5.33 kHz (entsprechend der Abtastfrequenz von $\frac{16}{3}$ kHz) zu erkennen (vgl. Abbildung 3.24(b)). In Abbildung 3.29 ist der Frequenzgang von unterschiedlichen gleitenden Mittelwertfiltern dargestellt. Es zeigt sich das erwartete Tiefpassverhalten bei relativ flachem Phasenverhalten. Mit der Kenntnis dieses Amplituden- und Frequenzverhaltens kann das Betrags- und Phasenverhalten der Filterung kompensiert werden, falls dieses erforderlich sein sollte.

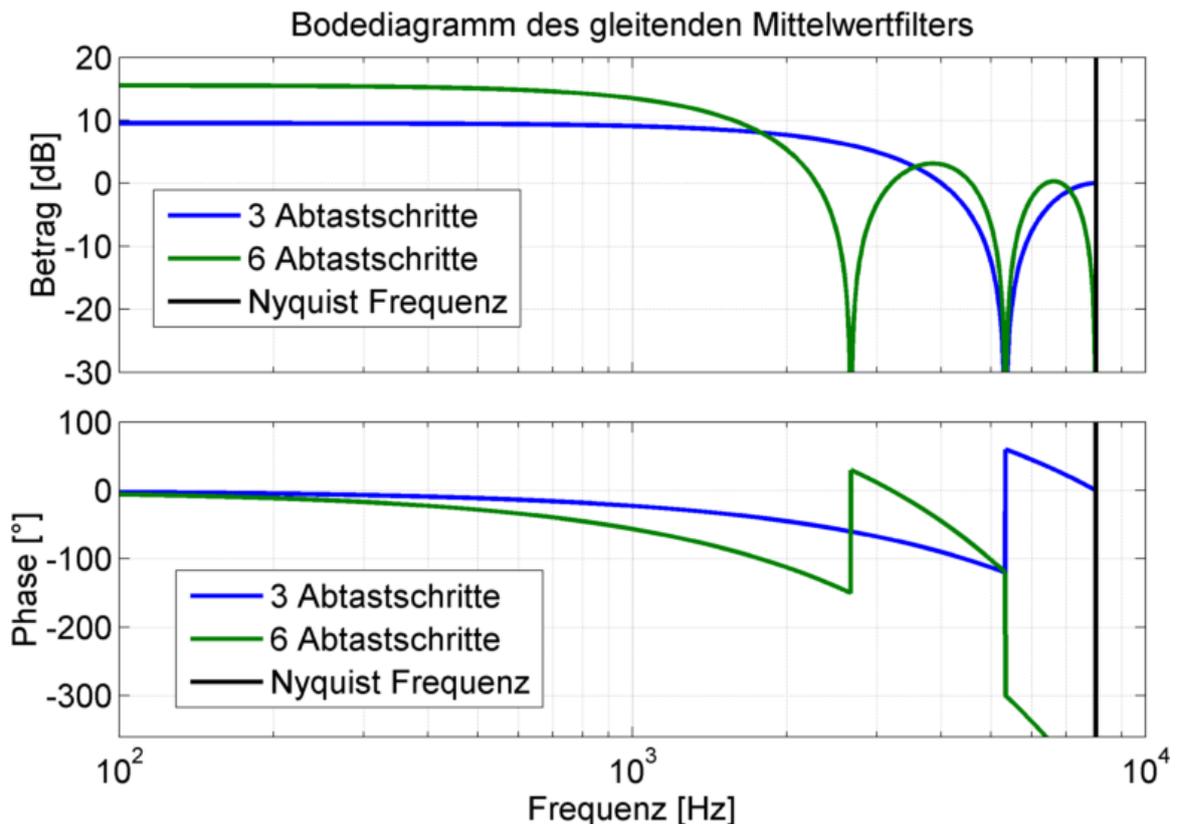


Abbildung 3.29.: Dargestellt ist der Frequenzgang der Amplitude und der Phasenverschiebung der gleitenden Mittelwertfilter. Generell zeigen die Filter das gewünschte Tiefpassverhalten. Entsprechend der Anzahl der für das Filter verwendeten Abtastschritte und der Abtastzeit ergibt sich ein Kerbfilterverhalten entsprechender Frequenz. Neben der Grundwelle treten auch die zugehörigen Oberwellen im Filterverhalten mit auf. Dies liegt daran, dass das gleitende Mittelwertfilter ein Rechteckfenster darstellt mit den bei der Diskussion von Abbildung 3.26 genannten Folgen.

Als hochfrequentes Prüfsignal wurde ein rotierender Spannungszeiger mit einer Rotationsfrequenz von 5.33 kHz genutzt. Eventuell entspricht dieses Signal einer Faltung der ersten Harmonischen des Prüfsignals an der Nyquist-Frequenz. Im Frequenzbereich von 0 bis 100 Hz finden sich die Signalanteile, die durch die Wechselwirkung der einzelnen durch die Messung angeregten Magnetfeldkomponenten entstehen. Dieser Frequenzbereich ist in

Abbildung 3.30 vergrößert dargestellt.

Für die Zuordnung der einzelnen Frequenzen zu ihrer Ursache wurde nach folgendem Verfahren vorgegangen:

- Die Zuordnung der Signale zu ihrer jeweiligen Ursache erfolgt entsprechend der angeregten Frequenz. So wird der Statorstrom mit einer Frequenz von 2 Hz angeregt, der Rotor dreht mit einer Frequenz von 7 Hz, und der d-Achsenwinkel dreht mit 5 Hz.
- Zugeordnet werden die Grundwelle sowie deren Harmonische bis maximal zur neunten Oberwelle.
- Übereinanderliegende / gemeinsame Harmonische werden nur einmal gezählt und fest einer Ursache zugeordnet. Die Zuordnung erfolgt zu dem Signal mit der niedrigeren Harmonischen. So wird der Amplitudenbeitrag bei 10 Hz der Variation des d-Achsenwinkels zugeordnet und nicht der Variation des Statorstroms, da dies der ersten Oberwelle des d-Achsenwinkels entspricht.
- Die Auflösung von nichtlinearen Mischprodukten (im Diagramm 'Mischprodukt' genannt) erfolgt ebenfalls nach dem Prinzip, dass die niedrigsten möglichen Harmonischen als Ursache angenommen werden.
- Nichtlineare Mischprodukte werden grundsätzlich nur Frequenzkombinationen von linearen Frequenzkomponenten zugeordnet. Eine Mischung von mehreren nichtlinearen Mischprodukten wird nicht betrachtet.
- Es werden nur Signalanteile bis zu einer Amplitude von 10% der auftretenden Maximalamplitude der jeweiligen Grundfrequenz bzw. der größten Oberschwingung als relevant betrachtet.
- Um eine bessere Frequenzauflösung des Signals zu erreichen wird vor dem Durchführen der Fourieranalyse der DC-Anteil bzw. der Mittelwert des Signals abgezogen.

Die Auswertung des Amplitudenspektrums zeigt, dass das Signal aus 3.28 von der ersten Subharmonischen (2.67 kHz) des anregenden HF-Signals gestört wird. Diese Störung kann durch die Anwendung eines anderen Kerb- bzw. gleitenden Mittelwertfilters von 6 Abtastperioden Dauer reduziert werden (vgl. Abb. 3.29).

Den größten Spektralanteil von Y_{Σ} stellt die Veränderung des d-Achsenwinkels mit 5 Hz dar. Zu der Summenadmittanz tragen außer der Grundwelle die zweite und dritte Harmonische der Lastfrequenz von 10 Hz bzw. 15 Hz bei. Die dritte Harmonische von 15 Hz liegt nur knapp über der Relevanzgrenze von 0.1 1/H. Die Vermutung, dass Y_{Σ} neben der Variation des d-Achsenwinkels auch durch weitere Wechselwirkungen von Rotor und Stator beeinflusst wird, bestätigt sich.

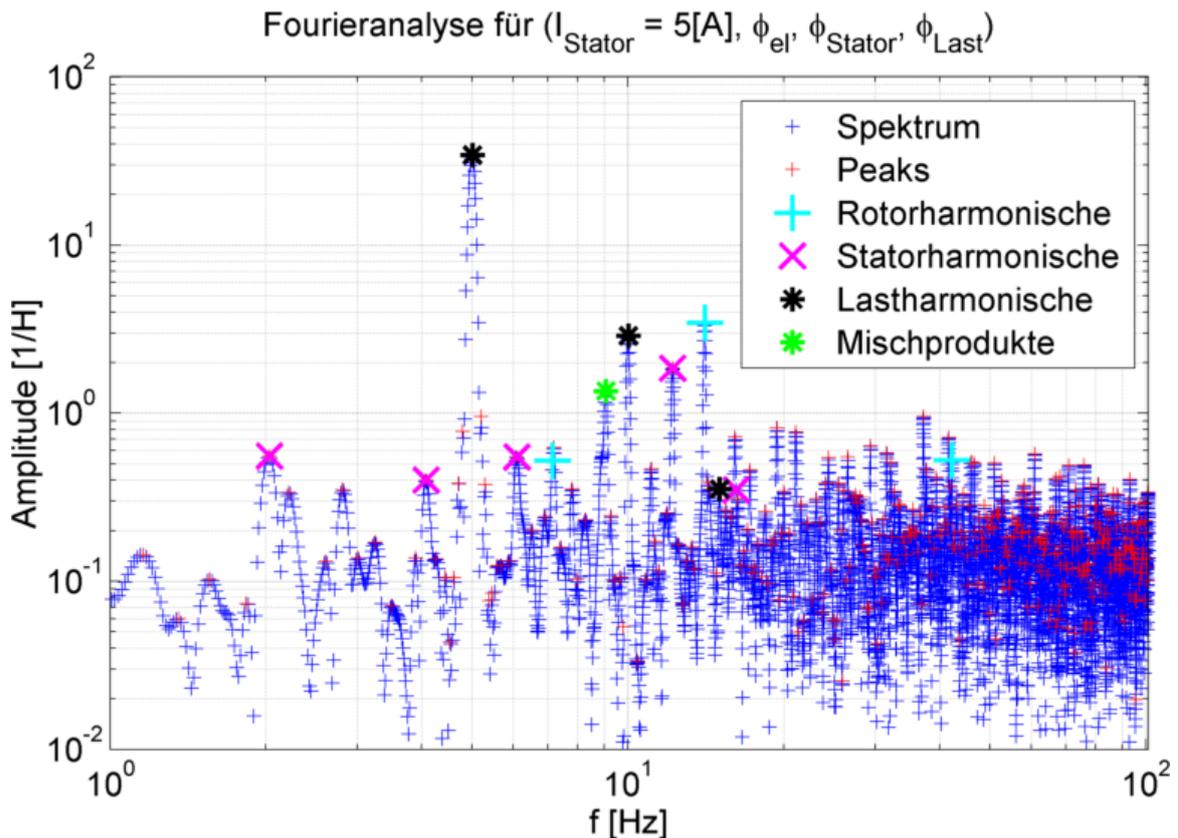


Abbildung 3.30.: Dargestellt ist der Frequenzbereich von 0 bis 100 Hz des Amplitudenspektrums aus Abb. 3.28. Die Farbcodierung der Signale entspricht ebendieser Abbildung. Deutlich sind die einzelnen Beiträge der angeregten Magnetfeldkomponenten zu erkennen.

Den nächst kleineren Beitrag im Spektrum liefert die zweite Harmonische der Rotordrehzahl bei 14 Hz. Paulus et al. [29] zeigen, dass durch die Verwendung der zweiten Ableitung des Stromes zur Bestimmung von Y_{Σ} die Rotorgrundwelle aus den Strom- und Spannungseingangssignalen des Admittanzschätzers herausgefiltert werden (vgl. Abb. 2.14(b)). Dies zeigt sich in Abbildung 3.30 dadurch, dass die Grundwelle des Rotors von 7 Hz fast keinen Beitrag zum Amplitudenspektrum liefert. Dagegen ist die erste Harmonische bei 14 Hz stark ausgeprägt. Dies entspricht der Rotation der magnetischen Anisotropie des Rotors im Stator, deren Oberwellen (also die geradzahigen Harmonischen des Rotors) finden sich verstärkt im Spektrum wieder (vgl. Peak bei 28 Hz).

Die Veränderung des Statorstroms bringt nur einen kleinen Beitrag im Spektrum; dafür trägt jede Harmonische bis einschließlich der achten von 16 Hz zum Spektrum bei. Im Vergleich zu den anderen Signalanteilen tragen hier viele Oberschwingungen zum Spektrum bei. Besonders relevant sind die Grundwelle von 2 Hz sowie die sechste Oberwelle bei 12 Hz sowie die achte bei 16 Hz. Für diesen Motor zeigt sich, dass das Statorfeld nicht durch die Statorgrundwelle erzeugt wird, sondern hauptsächlich durch die sechste Statoroberwelle. Dieses Verhalten lässt sich letztlich aus dem Wicklungsschema und der Geometrie des Blechschnitts ableiten [36, 79, 80, 37]. Einfluss nimmt hier der Oberwel-

längehalt eines Wicklungsschemas, dieser wird bestimmt durch die räumliche Verteilung der Wicklung, der 'Verschachtelung' der einzelnen Phasen sowie der Sehnung der Wicklung.

Ein weiterer Beitrag im Amplitudenspektrum kommt durch ein Signal mit einer Frequenz von 9 Hz. Die Frequenz kann durch die additive bzw. subtraktive Überlagerung von Signalen im Spektrum erklärt werden; folgende Signale kommen dafür in Frage:

1. Die Grundwelle der d-Achsenwinkeländerung (5 Hz) zusammen mit der ersten Oberwelle des Statorstroms (4 Hz) (additiv).
2. Die Grundwelle der d-Achsenwinkeländerung (5 Hz) zusammen mit der ersten Oberwelle des Rotors (14 Hz)(subtraktiv).
3. Die Grundwelle des Rotors (7 Hz) zusammen mit der Grundwelle des Statorstroms (2 Hz)(additiv).

Das Auftreten von additiver Frequenzmischung zeigt, dass mit der permanentmagneterregten Synchronmaschine ein nichtlineares System vorliegt [81]. Nur durch die Annahme eines nichtlinearen Systems können solche Frequenzmischungen erklärt werden. Für die Nichtlinearität kommen in der Maschine mehrere Ursachen in Frage:

1. Die in Kapitel 3.2 diskutierte Nichtlinearität der Endstufe, sofern sie nicht kompensiert wird.
2. Das nichtlineare Magnetisierungsverhalten der permanentmagneterregten Synchronmaschine, so wie es in Kapitel 2.2.2 diskutiert wurde.

Um die Herkunft der Nichtlinearität bewerten zu können, werden die Rohdaten einer Admittanzmessung (Phasenströme, Phasenspannungen) nach der hier beschriebenen Methode ausgewertet. Die Kompensation der Umrichternichtlinearitäten wird nach den in Kapitel 3.2.5 vorgestellten Verfahren durchgeführt. Die Amplitudenspektren der einzelnen Verfahren werden miteinander verglichen. Es zeigt sich, dass für das Verfahren aus Kapitel 3.2 die wenigsten relevanten (Amplitude ≤ 0.1 [1/H]) nichtlinearen Frequenzmischungen auftreten. Weiterhin treten im lastfreien Spektrum (Statorstrom 0 A) nur Frequenzmischungen auf Rauschniveau auf (vgl. Abb. 3.31(a)). Aus diesen Gründen wird im Folgenden davon ausgegangen, dass die Umrichternichtlinearitäten vollständig kompensiert sind, da diese für den Fall der unbelasteten Maschine besonders deutlich zu Tage treten müssten.

Für die Erklärung des Signals von 9 Hz erscheint unter diesen Umständen die Erklärungsvariante 2 als die plausibelste. Sie kann erklärt werden durch die Wechselwirkung der Rotation der magnetischen Anisotropie des Rotors mit 14 Hz und der Rotation des d-Achsenwinkels von 5 Hz. Dies entspricht auch genau der Auswertung des Vorzeichens der Drehrichtung der einzelnen Feldkomponenten (vgl. Abb. 3.23). Auf Feldebene gesehen laufen das Statormagnetfeld und das Rotormagnetfeld mit unterschiedlichen Rotationsgeschwindigkeiten durch das Blechpaket. Das Statorfeld wird in diesem Fall von dem Feld der Rotoranisotropie 'überholt'. Die Feldvektoren der Anisotropie und des Statorfeldes überlagern sich so einmal additiv (feldverstärkend) und einmal subtraktiv (feldschwächend).

Durch die sich kontinuierlich verändernde Überlagerung der Magnetfelder durchfährt das Statorblech permanent die in Abbildung 2.7 gezeigte Sättigungskurve. Der durchgefahrene Bereich der Kurve hängt von der Feldstärke des Permanentmagneten und der Feldstärke des durch den Statorstroms induzierten Magnetfelds ab. Der Statorstrom bestimmt dabei die Amplitude der Feldstärkenvariation, der Permanentmagnet bestimmt den Offset der Feldstärke. Man kann dies mit einer DC-Spannung, die mit einer variablen AC-Spannung moduliert wird, vergleichen. Diese ausgeprägte Nichtlinearität des Elektroblechs kann das nichtlineare Mischungsverhalten sehr gut erklären.

Im weiteren soll der Einfluss des Maschinenstrombetrags auf das Amplitudenspektrum der Summenadmittanz untersucht werden. Man kann feststellen, dass sich das Spektrum in seiner Zusammensetzung kaum verändert. Die nachweisbaren Signalanteile bleiben im Wesentlichen die gerade eben diskutierten Beiträge, lediglich die relative Verteilung der Amplituden ändert sich. Dieses Verhalten ist naheliegend, da sich die anregenden Signale bezüglich ihrer Anregungsfrequenzen nicht verändern. Weiterhin verändert sich die Geometrie der Maschine nicht, somit bleiben die durch die geometrische Verteilung der Wicklung und des Blechpakets hervorgerufenen relevanten Oberwellen erhalten. Die Amplitudenverschiebung kann durch eine Veränderung des Energieinhalts der jeweiligen Schwingungen erklärt werden. So ist der Energieinhalt einer Schwingung proportional zu dem Quadrat ihrer Amplitude [17]. Der Energieinhalt der den Permanentmagneten zugeordneten Schwingungen bleibt relativ konstant (vgl. Abb. 3.32(a)). Der Energieinhalt des strominduzierten Magnetfeldes nimmt dagegen entsprechend des Zusammenhanges aus Gleichung 3.22 zu (vgl. Abb. 3.32(c)):

$$\rho(\vec{r}) = \frac{1}{2} \vec{B}(i_s^s) \cdot \vec{H}(i_s^s) \quad (3.22)$$

Abbildung 3.31(a) zeigt das Amplitudenspektrum für einen Statorstrom von 0 A. Wie zu erwarten, zeigt sich kein Beitrag der stromabhängigen Modulationen für Y_Σ mehr. Nur der Einfluss der Rotation der Permanentmagnete kann nachvollzogen werden. Weiterhin kann an dem Spektrum die Wirksamkeit des Grundwellenfilters bestätigt werden, das Signal der Rotordrehzahl ist praktisch nicht vorhanden. Der Amplitudenbeitrag der ersten Rotorharmonischen ist um den Faktor 13 größer als der Beitrag der entsprechenden Grundwelle. Dementsprechend finden sich nur geradzahlige Vielfache im Spektrum für 0 A wieder. Alle anderen Amplitudenbeiträge im Spektrum haben eher Rauschcharakter.

In Abbildung 3.31(b) wird das Amplitudenspektrum für 15 A gezeigt. Die Amplitudenbeiträge, die für das 5 A-Spektrum diskutiert wurden, können im Wesentlichen im Spektrum der 15 A-Messung wieder gefunden werden. Es ist zu bemerken, dass der Effekt der d-Achsenwinkelvariation auf das Spektrum überproportional anwächst. Die anderen Signalanteile (so z.B. der Anteil der Statorstromvariation bzw. der der nichtlinearen Mischungen) liegen bei knapp über 10 % der d-Achsenwinkelamplitude und somit nur knapp oberhalb der Relevanzgrenze. Die Modulation durch das Rotormagnetfeld liegt für sämtliche Harmonische sogar unterhalb der Relevanzgrenze von 10 % der auftretenden Maximalamplitude.

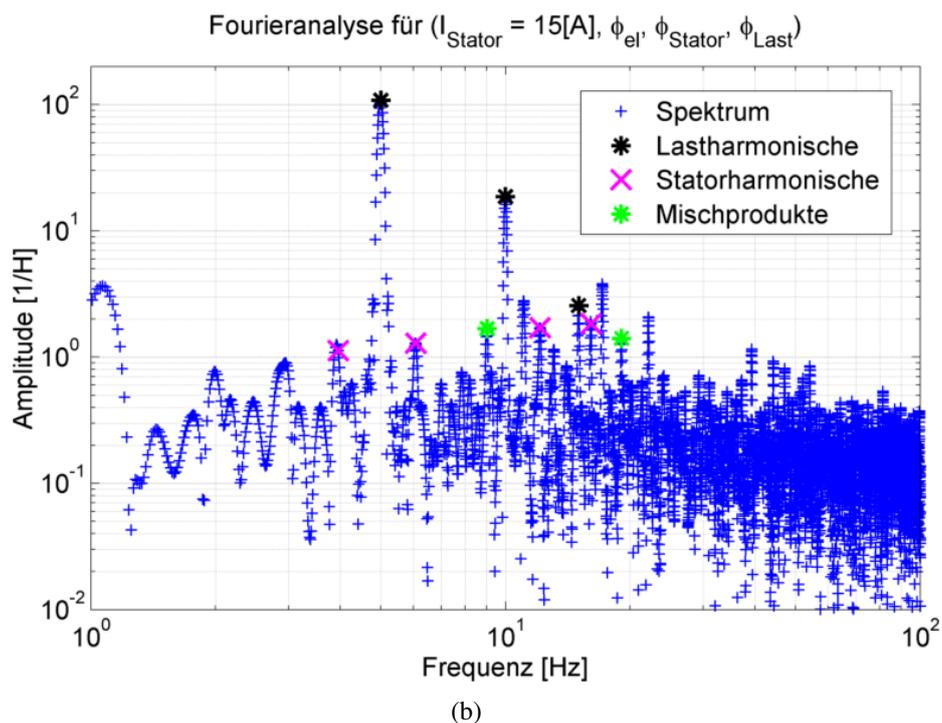
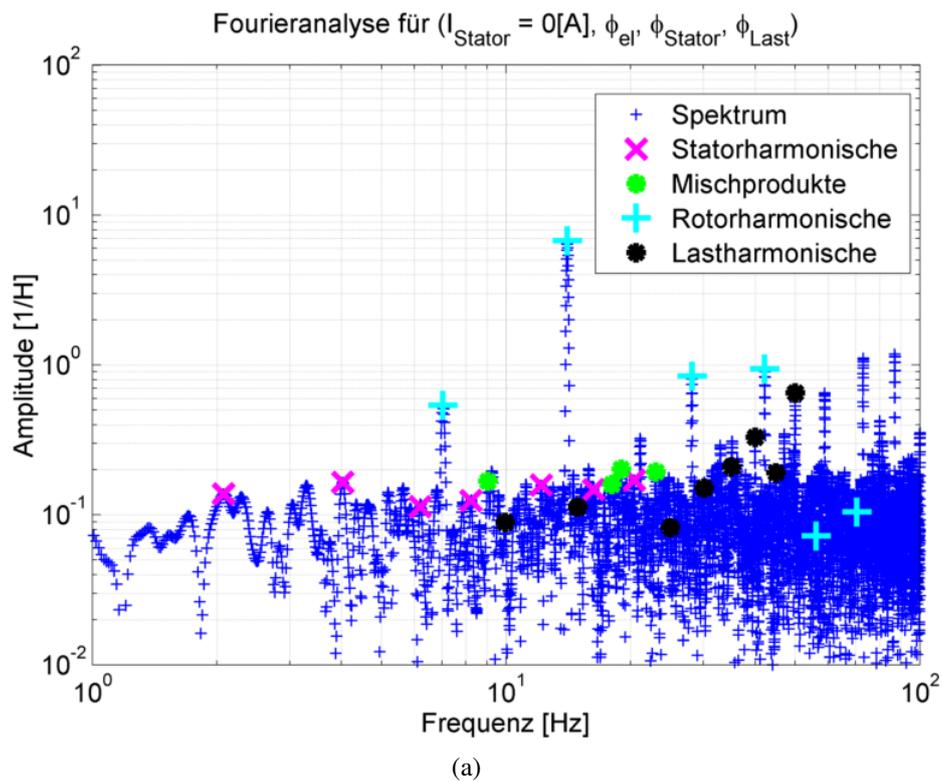


Abbildung 3.31.: (a) Dargestellt ist das Amplitudenspektrum von Y_{Σ} für einen Maschinenstrom von 0 A. Wie zu erwarten wird das Signal nur noch durch den Permanentmagneten des Rotors moduliert. (b) zeigt das Amplitudenspektrum für einen Maschinenstrom von 15 A. Das Spektrum wird vollständig von der Modulation des d-Achsenwinkels dominiert.

Um das Verhalten der einzelnen Signalanteile bewerten zu können, werden die wichtigsten Amplitudenbeiträge in Abbildung 3.32 als Funktion des Statorstroms dargestellt, die Definitionen der relevanten Winkel sind in Abbildung 3.23 zu finden.

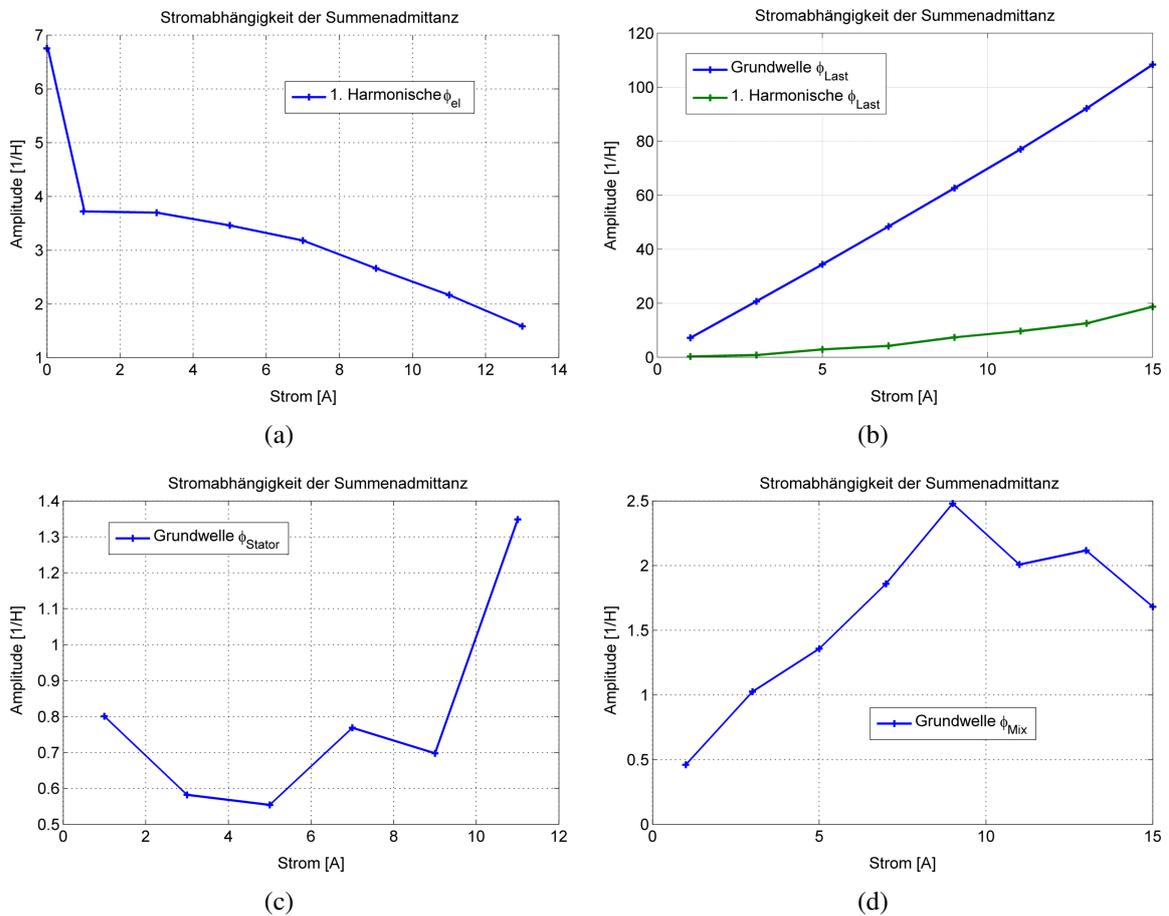


Abbildung 3.32.: Dargestellt sind die Hauptkomponenten des Amplitudenspektrums in Abhängigkeit des Maschinenstroms. (a) Der Amplitudenbeitrag der Anisotropie nimmt mit zunehmendem Strom ab. (b) zeigt das Verhalten der Grundwelle und der ersten Harmonischen der d-Achsenwinkelmodulation. Die Amplitude steigt direkt proportional zum Maschinenstrom. (c) Die Amplitude der Statorstromänderung durchläuft ein Minimum bei ungefähr 5 A. Danach steigt der zugehörige Admittanzwert stark an. (d) Im Bereich von 9 A zeigt die Amplitude der nichtlinearen Frequenzmischung ein Maximum. Bis zu dem Maximum steigt die Amplitude beinahe linear an und geht nach dem Maximum in einen linearen Abfall über.

Die hier als Admittanz bezeichnete Größe hat die Einheit einer inversen Induktivität. Demzufolge kann ein Ansteigen von Y_{Σ} als Zunahme von Eisensättigung gedeutet werden (vgl. Abb. 2.6(b) in Kap. 2.2.2). Ein Abfallen von Y_{Σ} kann als wenigstens lokale Abnahme der Eisensättigung gedeutet werden. Sobald ein relevanter Strom in die Maschine eingeprägt wird, sinkt die Amplitude des Anisotropiesignals deutlich ab. Dies bedeutet, dass die Sättigung des Eisens in der Maschine nun nicht nur durch die Permanentmagnete verändert

wird. Der eingepreßte Strom ruft ebenfalls ein Magnetfeld hervor und sättigt das Eisenpaket. Demzufolge ist die Modulation der Eisensättigung nicht mehr so stark wie im unbestromten Fall.

Für weiter steigenden Strom nimmt die Modulation der Eisensättigung durch die Permanentmagnete weiter ab, d.h. das Sättigungsverhalten des Eisens wird durch das Feld der Permanentmagnete immer weniger beeinflusst. Dies ist genau dann der Fall, wenn das Permanentmagnetfeld gegenüber dem strominduzierten Magnetfeld klein wird.

Aus dem Verlauf der Grundwelle und der ersten Harmonischen der Rotation des d-Achsenwinkels lässt sich ableiten, dass die Eisensättigung hauptsächlich durch diese Drehung moduliert wird. Dieses Verhalten ist gut zu verstehen, wenn man bedenkt, dass die Rotation des d-Achsenwinkels einer Drehung des Statorstroms gegenüber dem Rotor entspricht. Das Magnetfeld der Wicklung wirkt verstärkend auf das Feld der Permanentmagneten, wenn die Feldvektoren gleichgerichtet sind. Sind die Feldvektoren entgegengesetzt gerichtet, wirken sie feldschwächend auf das Permanentmagnetfeld. Je größer also das durch den Strom induzierte Feld, desto stärker wird die Vorsättigung des Blechpakets durch den Statorstrom moduliert.

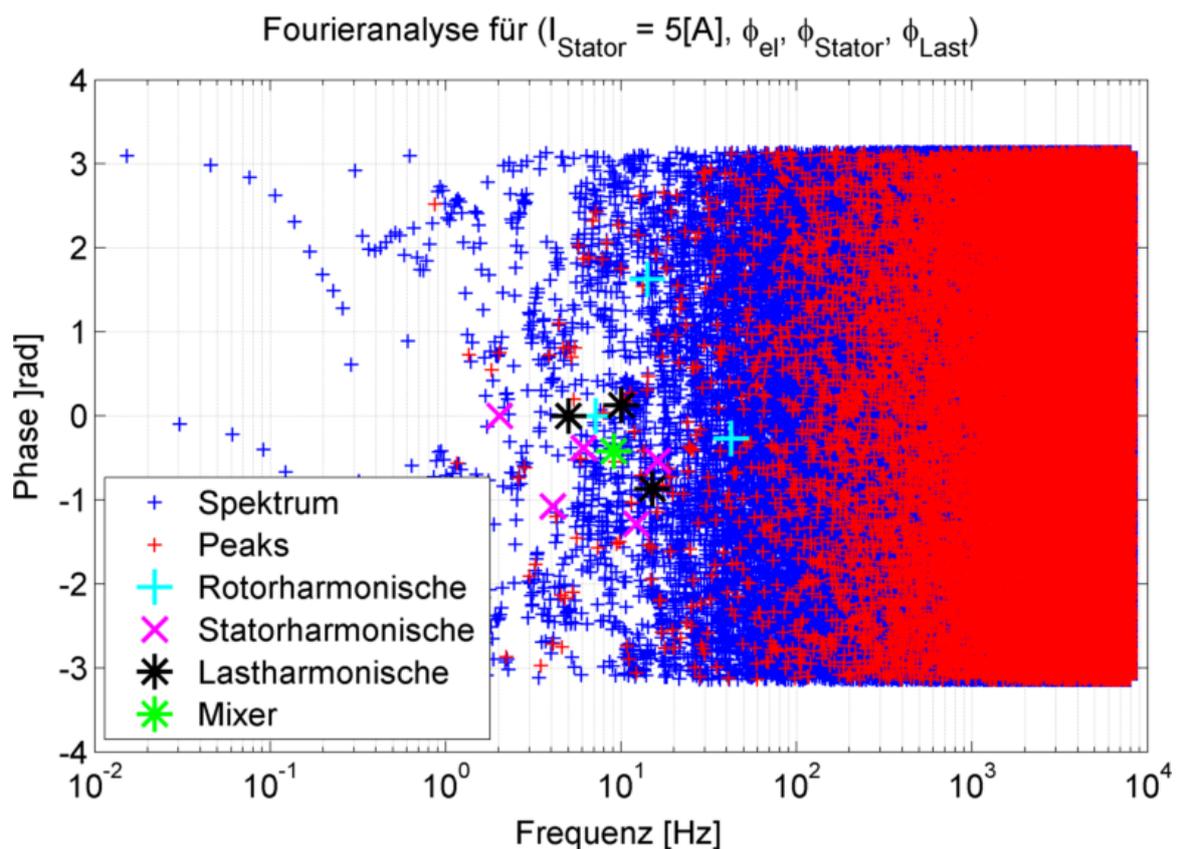


Abbildung 3.33.: Phasenspektrum von Y_{Σ} zugehörig zu Abbildung 3.28.

Der Amplitudenverlauf der Statorstromgrundwelle zeigt möglicherweise den feldabhängigen Verlauf der Eisensättigung (vgl. Abb. 2.7). Der Amplitudenverlauf der nichtlinearen Mischung spiegelt möglicherweise das überlagerte Verhalten seiner Bestandteile wieder. So kann beispielsweise das Abnehmen der Rotoramplitude von dem Zunehmen der d-Achsenwinkel- oder Statorstromamplitude überlagert werden, und in Summe zeigt sich das Verhalten aus Abbildung 3.32(d). In weiteren Untersuchungen müssen diese Vermutungen validiert werden.

Der Vollständigkeit halber wird in Abbildung 3.33 das zugehörige Phasenspektrum zu Abbildung 3.28 dargestellt. Eine Rücktransformation der Amplituden- und der Phaseninformation wird in Abbildung 3.34 über die gemessenen Rohdaten gelegt. Für die Rücktransformation mit Hilfe der inversen Fouriertransformation werden nur die relevanten und identifizierten Signalkomponenten des Spektrums genutzt. Anhand der Übereinstimmung von Messdaten und des rücktransformierten und gefilterten Signals kann beurteilt werden, inwiefern die tatsächlich relevanten Signalanteile ausgewertet werden. Neben dem gefilterten und rücktransformierten Signal ist auch die inverse Fouriertransformation der ersten Oberwelle des Rotormagnetfeldes mit abgebildet.

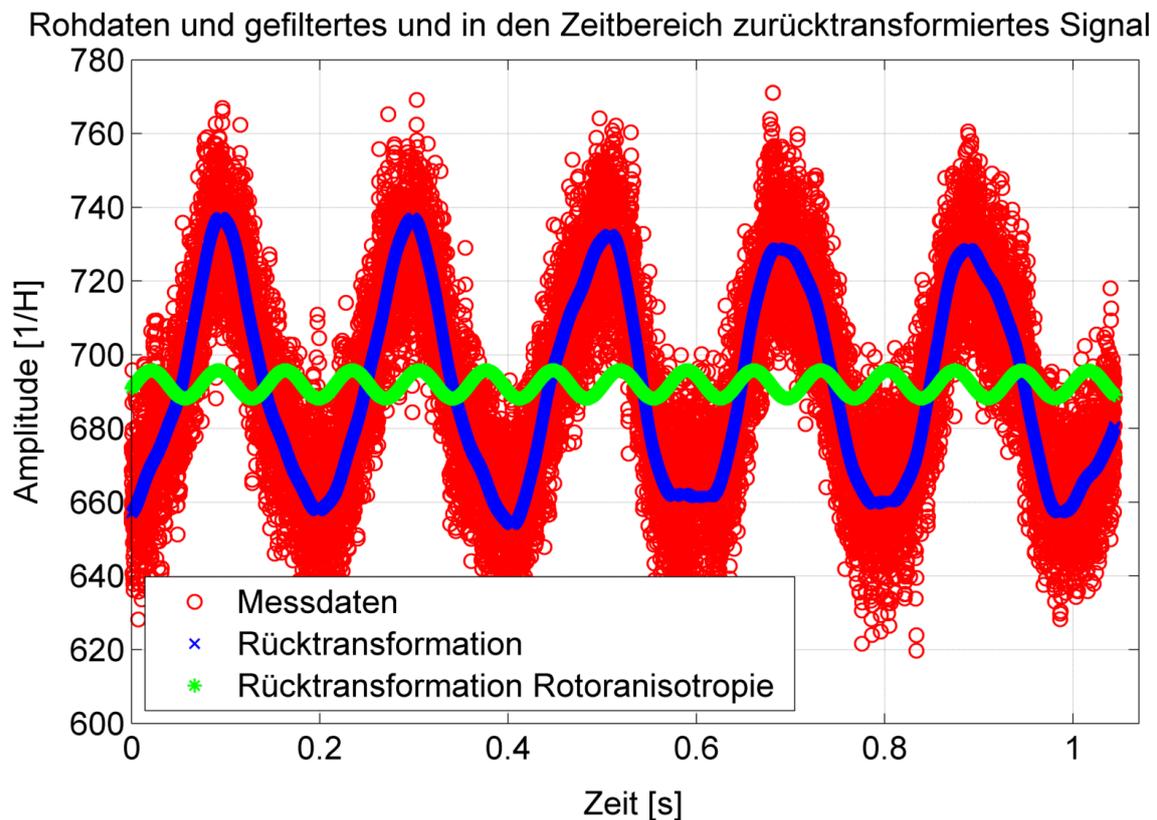


Abbildung 3.34.: Mit Hilfe der inversen Fouriertransformation wird das gefilterte Spektrum aus Abb. 3.28 und 3.33 wieder in den Zeitbereich zurück transformiert. Die Lage des rücktransformierten Signals in der Mitte der Originaldaten zeigt, dass die relevanten Bestandteile des Spektrums erfolgreich identifiziert wurden. In Grün ist der Signalanteil der ersten Harmonischen des Rotorfeldes mit dargestellt.

3.3.4.4. Diskussion und Bewertung der Messmethode

Die hier vorgestellte Methode zur Vermessung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen ist in der Lage, die Tangenteninduktivitäten zu bestimmen. Die Maschinenparameter L_d und L_q können mit Hilfe der vorgestellten Methode abhängig von der Strombelastung und abhängig vom Lagewinkel des Rotors bestimmt werden. Zu diesem Zweck werden die Gleichungen 2.28 und 2.30 mit den vereinfachten Bestimmungsgleichungen 2.25 und 2.26 gleichgesetzt. Die Gleichungen werden umgeformt und nach L_d bzw. L_q aufgelöst:

$$L_d = \frac{1}{Y_\Delta + Y_\Sigma} \quad (3.23)$$

$$L_q = \frac{1}{2Y_\Sigma - \frac{1}{L_d}} \quad (3.24)$$

Für die Auswertung der Messungen wird das vereinfachte zweiphasige linearisierte Modell im d-q-Koordinatensystem genutzt. Die Methode bietet damit eine Möglichkeit, die Parameter mit einer schnellen Messung zu erhalten und somit eine permanentmagneterregte Synchronmaschine in kurzer Zeit auf ihre Verwendbarkeit im Rahmen einer anisotropiebasierten geberlosen Regelung zu untersuchen.

Neben der Möglichkeit das vereinfachte Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine vollständig zu parametrisieren, bietet die Methode auch das Potential, ein tieferes Verständnis von Motoren zu erreichen. So kann beispielsweise das Verhalten des Statorfeldes erstmals getrennt von dem Verhalten des Rotorfeldes untersucht werden. Die wechselseitige Beeinflussung der Felder kann aus der Modulation des d-Achsenwinkels und der nichtlinearen Frequenzmischungen aus dem Spektrum abgelesen werden. Bei vielen Untersuchungen (z.B. der in Kapitel 3.3.3 beschriebenen) erfolgt die Modulation der Eisensättigung durch das Rotorfeld synchron mit dem Statorfeld. Eine Trennung von Rotor- und Statorwirkungen ist so nicht möglich. Es kann durch diese Überlagerung von Effekten beispielsweise nicht unterschieden werden, ob eine veränderliche Signalamplitude eines Teilsignals den Stator, den Rotor oder deren Wechselwirkung betrifft. Dies bedeutet, dass in der Analyse des Motorverhaltens ein Freiheitsgrad für die Wechselwirkung von Signalen bzw. Effekten nicht betrachtet werden kann. So liefert eine Fourierreihen-basierte Auswertung der Messung aus Kapitel 3.3.3 stark variierende Ergebnisse für unterschiedliche d-Achsenwinkel. Er ist in dieser Messung eine statische Größe und geht somit in den Wert der Frequenz 0 Hz des Amplitudenspektrums mit ein. Durch die synchrone Drehung von Rotor- und Statorfeld bilden sich alle anderen Effekte als harmonische Effekte der Rotordrehzahl aus. Eine kompakte Beschreibung der Variation des d-Achsenwinkels und der Statorstrombeträge ist so nur mit ausgedehnten Tabellenwerken möglich, ihr Zusammenhang ist nicht ersichtlich.

Im Rahmen der hier präsentierten Mess- und Auswertungsmethodik bietet sich die Möglichkeit, das Verhalten einer permanentmagneterregten Synchronmaschine über den Fourieranatz aus Gleichung 3.25 vollständig zu beschreiben. Dabei werden folgende Konventionen verwendet:

$$\begin{aligned}
x, y, z, w &\in \mathbb{N} \\
a_{x,y,z,w}, b_{x,y,z,w} &\in \mathbb{R} \\
\varphi_d &= \varphi_\alpha - \varphi_{el} \\
\varphi_{Mix} &= x \cdot \varphi_{el} \pm y \cdot \varphi_\alpha.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_\Sigma(|i_s^s|, \varphi_{el}, \varphi_d, \varphi_\alpha) &= \dots \\
&\sum_{x=0}^{n_1} a_x(|i_s^s|) \sin(\varphi_{el} \cdot x) + b_x(|i_s^s|) \cos(\varphi_{el} \cdot x) + \dots \\
&\sum_{y=1}^{n_2} a_y(|i_s^s|) \sin(\varphi_d \cdot y) + b_y(|i_s^s|) \cos(\varphi_d \cdot y) + \dots \\
&\sum_{z=1}^{n_3} a_z(i) \sin(\varphi_\alpha \cdot z) + b_z(i) \cos(\varphi_\alpha \cdot z) + \dots \\
&\sum_{w=1}^{n_4} a_w(|i_s^s|) \sin(\varphi_{Mix} \cdot w) + b_w(|i_s^s|) \cos(\varphi_{Mix} \cdot w) \quad (3.25)
\end{aligned}$$

Der Parameterumfang dieser Beschreibung kann an das Sättigungs- und das Oberwellenverhalten der Maschine angepasst werden. Eine Anwendung des Ansatzes in realen Antriebselektroniken mit beschränkter Speicher- und Rechenkapazität ist gut möglich und kann beispielsweise zur Kompensation von Nichtlinearitäten genutzt werden. Die Umsetzung des Fourieransatzes auf einem Umrichterprozessor kann auf unterschiedliche Weisen realisiert werden:

- Werden die Koeffizienten der Fourierreihen aus Gleichung 3.25 in einer Tabelle hinterlegt, wird das Verfahren zur Maschinenbeschreibung speichereffizient und dabei durch die inverse Fouriertransformation (IFFT) rechenintensiv realisiert.
- Werden die einzelnen Teilsignale als winkelabhängige Wertetabellen hinterlegt, so wird die Beschreibung der Maschine berechnungseffizient und speicherintensiv realisiert.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die präsentierte Methode zur Vermessung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen großes Potential in sich birgt und zum tiefen Verständnis von Maschinen beiträgt. Dadurch kann die Regelung von Maschinen mit hohem Oberwellenanteil vereinfacht werden (vgl. Kap. 4.2).

4. Ein breiter einsetzbares geberloses Regelverfahren

Aus der Auswertung der Messungen mit dem Arbitrary Injection Verfahren (vgl. Kapitel 3.3.4) ist ersichtlich, dass es sich bei der in dieser Arbeit relevanten Maschine um eine Oberwellenmaschine handelt. Dies bedeutet, dass das Drehmoment mit einer Oberwelle des Statorstrombelags gebildet wird. Weiterhin kann als erwiesen angesehen werden, dass bei der verwendeten Maschine nichtlineares Verhalten auftritt, da sich im Amplitudenspektrum der Admittanz nichtlineare Frequenzmischungen wiederfinden (vgl. Kapitel 3.3.4.3). Die in Kapitel 2.5 geforderten Voraussetzungen an eine gut geberlos regelbare permanentmagneterregten Synchronmaschine müssen daher als nicht erfüllt angesehen werden.

Um die vorgestellte Maschine A (vgl. Tabelle B.2) trotz ihrer eigentlich ungünstigen Eigenschaften geberlos regeln zu können, wird das Arbitrary Injection Verfahren modifiziert. Um die Robustheit zu erhöhen und eine Kombination von mehreren geberlosen Regelungsverfahren auf einfache Weise zu ermöglichen, wird die Bestimmung des Lagewinkels φ_{el} überarbeitet. Die Lageauswertung wird mit Hilfe eines Winkelregelers durchgeführt (vgl. Kap. 4.1). Um auch die Maschinen mit großem Oberwellenanteil geberlos zu regeln, wird eine Korrektur für das nichtlineare bzw. Oberwellenverhalten der permanentmagneterregten Synchronmaschine eingeführt (vgl. Kap. 4.2). Das Arbitrary Injection Verfahren wird durch das Grundwellenverfahren in Polarkoordinaten ergänzt, ein geeigneter Mechanismus zum Umschalten zwischen den Verfahren wird diskutiert.

4.1. Das Arbitrary Injection Verfahren mit einer Winkelregelschleife

Das Arbitrary Injection Verfahren berechnet die Lage des Rotors mit der Hilfe der arctan-Funktion und anschließender Tiefpassfilterung [43]. Die arctan-Funktion zeichnet sich dadurch aus, dass sie den vollen zulässigen Wertebereich des Winkels φ_{el} von $[-\pi; \pi[$ eindeutig beschreibt. Um dies zu ermöglichen, werden neben der Auswertung der eigentlichen Winkelfunktion arctan auch die Vorzeichen des Nenners und des Zählers mit ausgewertet [82]. Die genutzte Funktion wird üblicherweise als arctan2-Funktion bezeichnet. Die Abdeckung des erweiterten Winkelbereichs führt allerdings immer noch zu mathematisch unstetigem Verhalten der Funktion an den Sprungstellen π und $-\pi$. Auf die Rotorlage hat der Sprung von 2π keinen Einfluss, lediglich die folgende Signalverarbeitung muss an die

Sprungstellen angepasst werden.

4.1.1. Lageauswertung mittels der Arkustangens-Funktion

Im Folgenden wird die arctan-Funktion in Bezug auf Rauschempfindlichkeit und numerische Stabilität untersucht. Die Auswertung des Arbitrary Injection Verfahrens nach Gleichung 2.23 liefert die Definition der Sinus- und Cosinus-signale, welche mit der arctan-Funktion ausgewertet werden. Diese Signale werden in Abb. 4.1 dargestellt:

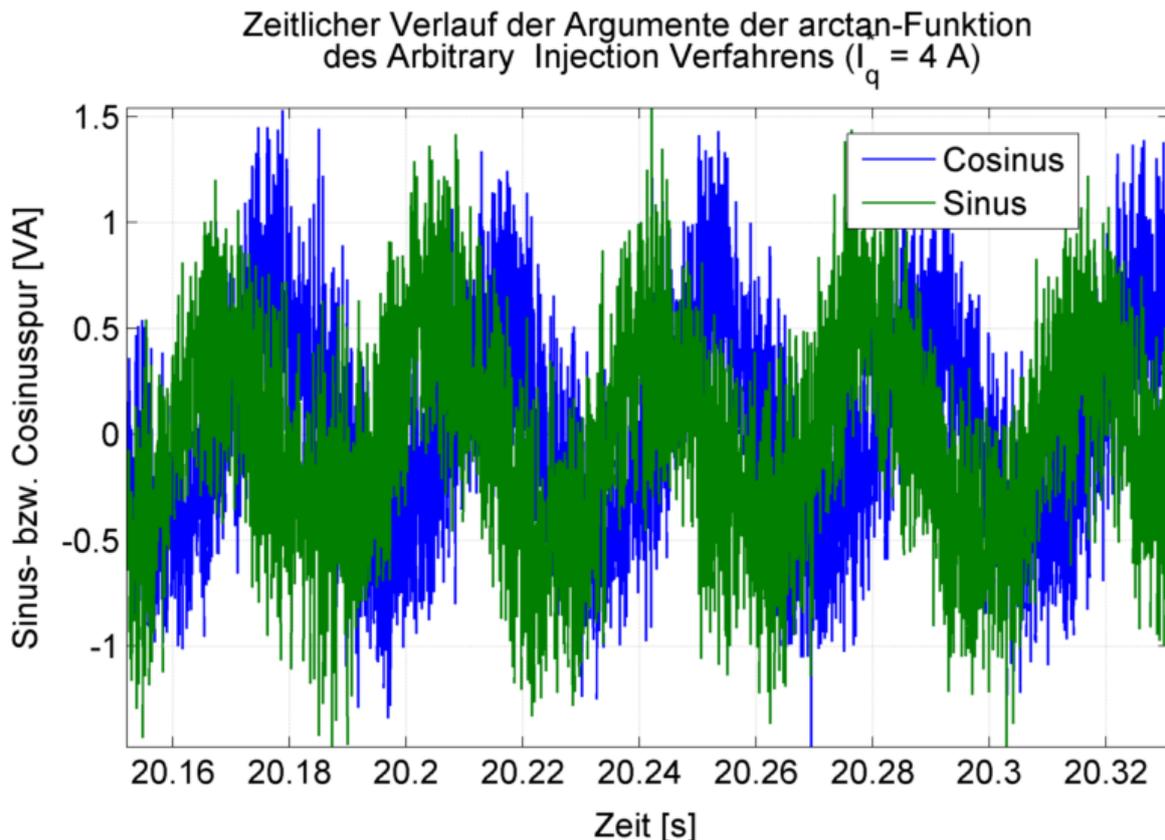


Abbildung 4.1.: Dargestellt ist die Sinus- und Cosinuspur des Arbitrary Injection Verfahrens. Die Maschine wird mit einem q -Sollstrom von 4 A betrieben. Es ist gut zu erkennen, dass die Rauschamplitude des Signals im Bereich der Hälfte der Signalamplitude liegt. Eine Auswertung der Signale mittels einer arctan-Funktion hat demnach ein stark gestörtes Lagesignal zur Folge.

Der Rauschanteil der Signale beträgt bis zu 50 % der ungestörten Amplitude. Für die Anwendung der Arkustangensfunktion im Arbitrary Injection Verfahren kann also nicht mehr von einem kleinen Rauschanteil des Signals ausgegangen werden. Dies liegt daran, dass die Filtereigenschaften der diskreten Ableitungen auf hochfrequente Signalanteile eine verstärkende Wirkung haben (vgl. Abb. 2.19). So wird der hochfrequente Rauschanteil des Signals, der im Frequenzbereich des Trägersignals liegt, mehr verstärkt als der niederfrequente

Rauschanteil. Die niederfrequenten Signalanteile, welche eigentlich die Information in sich tragen, finden sich auf dem 'Trägersignal' aufmoduliert mit einem entsprechenden Signal-Rausch-Verhältnis wieder. Weiterhin liegt auch das Trägersignal der Spannungsinjektion im verstärkten Frequenzbereich, so wird das 'Störsignal' HF-Injektion entsprechend des Übertragungscharakters der Ableitung verstärkt. Eine Toleranzbetrachtung für die Sinus- und Cosinusspur liefert die mathematische Begründung für die relativ große Rauschamplitude. Durch die Art der Berechnung (Summation, Multiplikation) in Gleichung 2.23 müssen die Toleranzen der einzelnen Signalanteile nach dem Gauß'schen Fehlerfortpflanzungsgesetz betrachtet werden. Hier ist der Fall für voneinander abhängigen Größen anzuwenden, da der Vorhersagefehler (vgl. Gleichung 2.20) direkte Folge der Spannungsinjektion ist [83]:

$$u_y = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} u_i\right)^2 + 2 \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=i+1}^m \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} u_i\right) \left(\frac{\partial y}{\partial x_k} u_k\right)} u(x_i, x_k) \quad (4.1)$$

Wobei y die eigentliche Größe darstellt und u die erwartete Unsicherheit. Die Indizes i und k entsprechen der Laufvariablen und den Größen in den relevanten Gleichungen. Die Doppelsumme beschreibt die Korrelationsterme der relevanten Teilgrößen (Strom, Spannung, ideales Maschinenmodell). Die zu berücksichtigenden Unsicherheiten des Arbitrary Injection Verfahrens können als das Rauschen der Strommesswerte, als die Unsicherheit der Fehlspannungskompensation und als die Unsicherheit des idealen Maschinenmodells (vgl. Kap. 2.3.2) aufgefasst werden. Neben der reinen Unsicherheit, welche durch die Nichtlinearität der Endstufe entsteht, kann auch das Reglerausgangssignal selbst als Unsicherheit aufgefasst werden. Die eigentlich relevante Spannung für die Lageidentifikation des Rotors ist alleine das Injektionssignal. Die Lageinformation wird durch die Injektion auf den hochfrequenten Stromrippel aufmoduliert. Die im Ausgangssignal des Stromreglers enthaltenen hochfrequenten Signalanteile (z.B. Sollwertsprünge) stören so die Demodulation der Stromantwort im geberlosen Regelungsverfahren. Je nach Einstellung des Stromreglers variiert so die Rauschamplitude des Sinus- bzw. des Cosinussignals.

Neben den Unsicherheiten durch Signalrauschen müssen in diesem Fall auch noch Abweichungen durch Quantisierungseffekte bei der AD-Wandlung berücksichtigt werden. Die Wahl der Prozessorarithmetik (z.B. integer oder floating-point) und der Auflösung (Bitbreite) für die Auswertung der Signale verursacht weitere Unsicherheiten, welche das Rauschverhalten mitbeeinflussen.

$$\phi = \arctan\left(\frac{y \pm \Delta y}{x \pm \Delta x}\right) \approx \arctan\left(\frac{\Delta y}{\Delta x}\right) \quad (4.2)$$

Die Diskussion des Rauscheinflusses wird im folgenden durchgeführt. Entspricht der Anteil der Rauschamplitude der Größenordnung der eigentlichen Signalamplitude, so sind Randwert- und Rauschbetrachtungen wenig sinnvoll. Das Verhalten der arctan-Funktion ist dann vollständig vom Rauschen ihrer Argumente (Sinus- und Cosinusspur) dominiert. Dies wird ersichtlich für die Auswertung der in Abbildung 4.1 gezeigten Signale mit Hilfe der arctan2-Funktion (dargestellt in Abbildung 4.2).

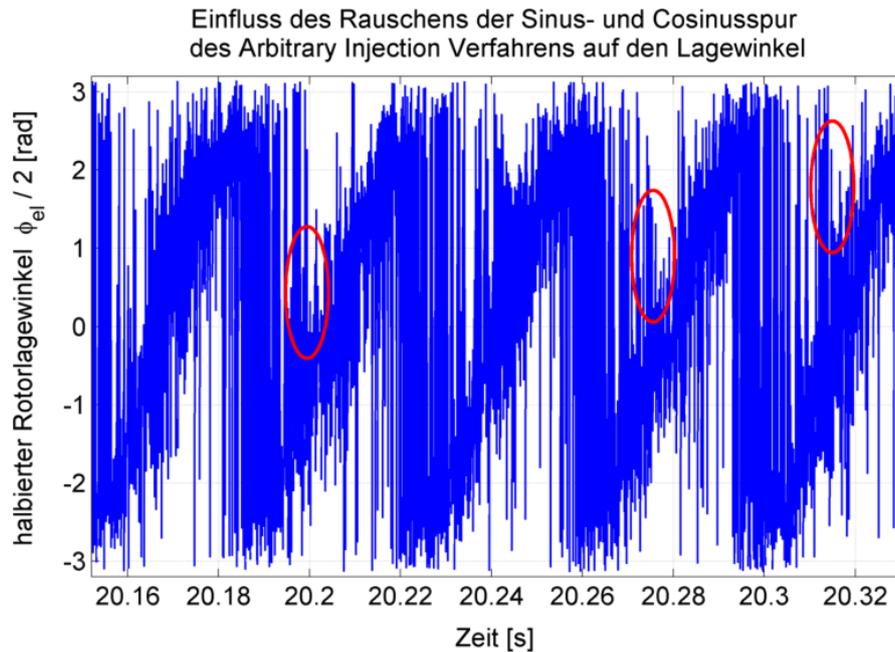


Abbildung 4.2.: Dargestellt ist die Auswertung des Sinus- und Cosinussignals aus Abbildung 4.1. Der Lagewinkel wird durch das Rauschen der Sinus- und Cosinusspur dominiert. Teilweise führt das Rauschen sogar zu Lagesprüngen um den Winkel π (rote Markierung). Die Maschine wird mit einem q-Sollstrom von 4 A betrieben, bei einer Drehzahl von 50 rpm.

Das Signalrauschen führt im dargestellten Fall sogar zu Sprüngen um den Winkel π . Dieses Springen ist aufgrund des Trägheitsmoments der Maschine rein physikalisch nicht möglich. Der Lageschätzwert ist in dieser verrauschten Form nicht für eine Auswertung im Rahmen eines Stromreglers nutzbar. Ein Springen des Lagesignals um π bedeutet für den eingestellten Strom einen Vorzeichenwechsel. Diese Störung ändert den Regelsinn des Reglers; ein sinnvoller Betrieb der Maschine ist so nicht möglich.

Um das Lagesignal nutzbar zu machen, muss es nachbearbeitet werden, üblicherweise durch eine Signalfilterung. Die Filterung von Signalen beruht auf der Voraussetzung, dass diese im Bezug auf Zeit und auch auf ihre Werte stetig verlaufen. Eine sprunghafte Änderung des Eingangssignals hilft bei der Beurteilung der Stabilität des Filters [46]. Der Sprung im Eingangssignal des stetigen Filters verursacht einen Einschwingvorgang des Filters. Bis sich das Filter eingeschwungen hat, können zwischen dem eigentlichen realen Wert des Signals und dem Ausgabewert des Filters große Abweichungen auftreten. Es ist daher sinnvoll, die Einschwingvorgänge von Filtern auf ein absolut notwendiges Minimum zu reduzieren.

Um das Signal zu filtern, wird von Paulus et. al ein Beobachtungsfilter in Form eines Folgereglers vorgeschlagen. Dieser Filtertyp eignet sich genau dann, wenn das physikalische Verhalten der Signalquelle gut bekannt ist, das Signal selbst allerdings mit einem großen Störanteil überlagert ist. [2]. Die Idee dieses Filtertyps ist, das Verhalten des eigentlichen Signals mathematisch zu beschreiben und die Abweichung zur gemessenen Realität mit

der Hilfe eines Reglers zu Null zu regeln. Vor diesem Hintergrund wird die von Paulus et. al. vorgeschlagene Auswertung der arctan-Funktion detailliert untersucht, und es wird eine Alternative erarbeitet.

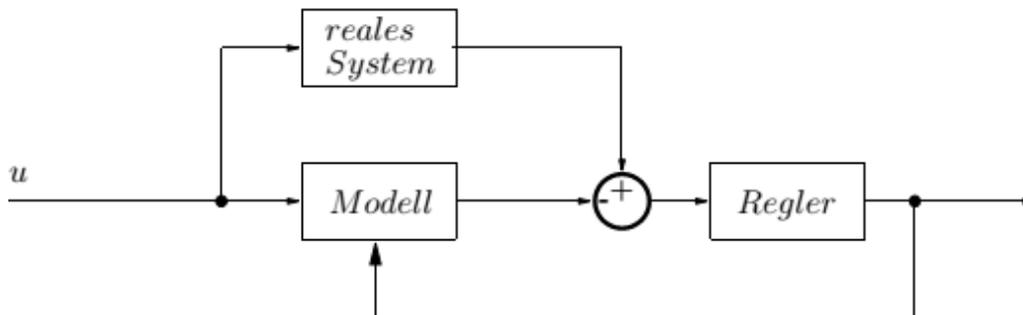


Abbildung 4.3.: Dargestellt ist das Prinzip eines Folgereglers, bei dem ein Modell des realen Systems mit diesem verglichen wird. Der Unterschied zwischen Modell und Realität wird zu Null geregelt. Abbildung nach [2]

Der in [43] präsentierte Filter hat ein Übertragungsverhalten, welches dem Charakter eines PI-Reglers mit I-Strecke entspricht. Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Folgeregelkreises ist in Gleichung 4.3 dargestellt:

$$TF_{PI-I} = \frac{k_1 + k_2 s}{s^2 + k_2 s + k_1} \quad (4.3)$$

Wie in der genannten Veröffentlichung diskutiert, zeichnet sich der vorgestellte Folgeregler dadurch aus, dass er keinen dauerhaften Phasenfehler für ein kontinuierlich ansteigendes Signal hervorruft. Zunächst müssen die Sprünge im Signalverlauf unterdrückt werden, um das gegebene Signal sinnvoll filtern zu können. Der Signalflussplan des Filters wird in 4.4(a) dargestellt. Der Filter muss an die Eigenheiten der Winkelberechnung mit Hilfe der arctan-Funktion angepasst werden, um die in Abb. 4.2 gezeigten und diskutierten Sprünge im Verlauf der arctan-Funktion zu unterdrücken. Von Paulus et. al wird dies durch eine unterschiedliche Gestaltung der möglichen Wertebereiche für die einzelnen Signalpfade im Signalflussplan (vgl. die angegebenen Wertebereiche in Abb. 4.4(a)) gelöst. Durch die Wahl der gültigen Wertebereiche für die Signalteile wirken sich Sprünge im Eingangssignal des Filters nicht auf das Ausgangssignal aus. So wird der Sprung des Eingangssignals von z.B. $-\pi$ nach π durch die Multiplikation des Eingangswertes mit dem Faktor zwei und die anschließende Begrenzung des Wertebereichs auf den Bereich $]-\pi; +\pi]$ unterdrückt. Sprünge um den Wert von π werden durch die Modulo-Funktion im Rückführzweig vermieden, (vgl. Abb. 4.4(a)). Das Filter springt so immer zu dem nächstgelegenen Winkelwert, so dass die Differenz zweier aufeinanderfolgender Werte immer kleiner als der Betrag von π ist.

Um den Filter entsprechend der notwendigen Dynamik einzustellen, wird analog zu [43] vorgegangen. In der in Abbildung 4.4(a) vorgestellten Ausbildung liegt der Erwartungswert des Lagewinkels im Bereich von $]-\infty; +\infty[$. Im Rahmen einer mikroprozessorbasierten Implementierung des Verfahrens ist dies problematisch. Der Integrator, der den eigentlichen

Winkelwert φ_{el} liefert, verliert mit steigendem Winkelbetrag an Genauigkeit. Dies ist immer dann der Fall, wenn die maximale Änderung, die in einem Abtastschritt auftreten kann, gegenüber dem Absolutwert des Integrators klein wird. In solchen Fällen ist es zu bevorzugen, den Wertebereich des Integrators so zu beschränken, dass ein gewolltes Überlaufen des Speichers des Integrators erfolgt (vgl. Abb. 4.4(b)) [84]. So wird der Integrator in diesem Fall auf den Wertebereich $[0; 2\pi[$ beschränkt.

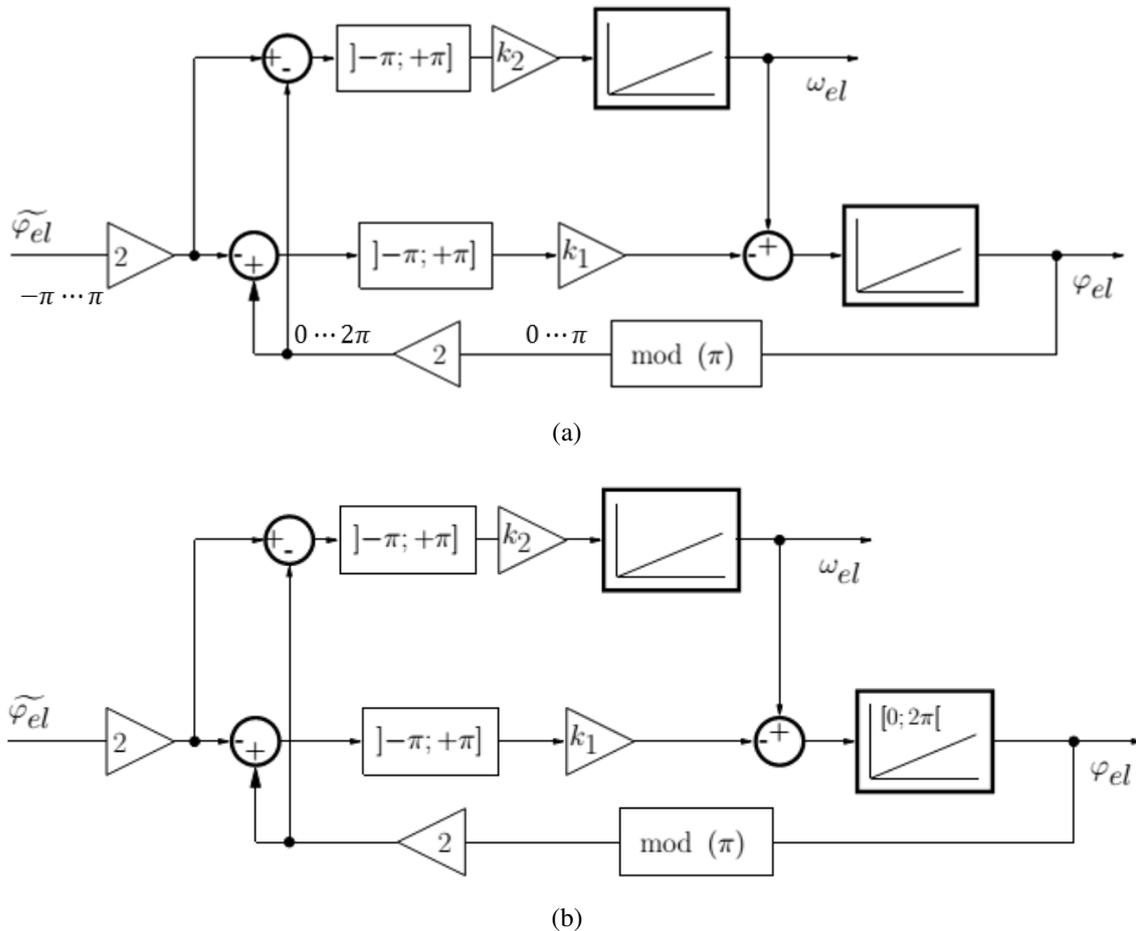


Abbildung 4.4.: Darstellung des Signalflussplanes für den in [43] vorgestellten Filter. (a) zeigt die in der Veröffentlichung vorgestellte Struktur. Durch die Rückführung des Winkelwertes in den Bereich $]-\pi; +\pi[$ werden die Sprünge um den Wert von π unterdrückt. Die Unterdrückung geschieht dadurch, dass der Winkel immer auf den nächstmöglichen Winkelwert zurückgeführt wird ($\text{mod}(\pi)$ -Funktion). Um die diskreten Integratoren im Rahmen einer Implementierung stabil und genau zu halten, wird der Wertebereich des zweiten Integrators beschränkt (vgl. (b)).

4.1.2. Lageauswertung mittels Winkelregelschleife

Wegen der Rauschanfälligkeit und den Implementierungseinflüssen (Arithmetik, Auflösung) auf die arctan-Funktion wird eine weitere Lageauswertung für das Arbitrary Injection Verfahren vorgestellt. Das alternative Verfahren wird üblicherweise für die Winkelauswertung von Resolverignalen genutzt. Wie im Arbitrary Injection Verfahren stehen auch bei der Resolverauswertung eine Sinus- und eine Cosinusspur mit der Lageinformation zur Verfügung. Die im Rahmen der Resolverauswertung bekannten Verfahren zeichnen sich dadurch aus, dass sie sehr robust, gut erprobt und wenig stör anfällig sind. In [2] wurde gezeigt, dass sich Folgeregler hervorragend dafür eignen, stark gestörte bzw. verrauschte Resolver signale zuverlässig nach ihrer Lageinformation auszuwerten. Dabei ist zu beachten, dass nicht die Folgedynamik der Reglerschleife das sinnvolle Optimierungsziel ist. Stattdessen ist die Dämpfung des hochfrequenten Rauschens von Interesse. Die notwendige Dynamik des Folgereglers wird durch die mechanische Trägheit bzw. die maximal mögliche Beschleunigung der genutzten Kombination aus Leitungselektronik und permanentmagneterregter Synchronmaschine bestimmt.

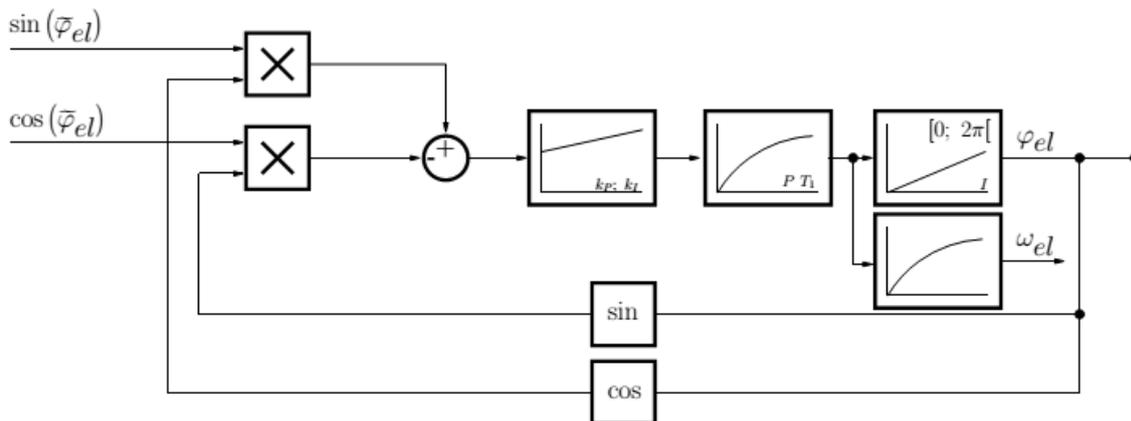


Abbildung 4.5.: Dargestellt ist ein Folgeregelkreis wie er zur Auswertung von Resolver signalen genutzt wird. In der dargestellten Konfiguration wird keine arctan-Funktion benötigt. Durch eine geschickte Anordnung des PT_1 -Gliedes und des Integrators wird eine Bildung von ω_{el} durch eine Ableitung des Lagesignals φ_{el} obsolet. Eine erneute Tiefpassfilterung des Integrator eingangs empfiehlt sich für eine dynamische Einstellung des gesamten Folgeregelkreises.

Es wird die in Abbildung 4.5 dargestellte Struktur für den Folgeregler gewählt. Sie entspricht einem PI-Regler, einem in Serie geschalteten PT_1 -Tiefpass und einem Integrator. Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Folgereglerkreises entsprechend der Abbildung 4.5 lautet:

$$TF_{PI-PT_1-I} = \frac{IPk_p s + IPk_i}{T_1 s^3 + s^2 + IPk_p s + IPk_i} \quad (4.4)$$

Dabei sind k_p und k_i die Verstärkungen des PI-Reglers, P die Verstärkung des PT_1 -Gliedes

und I die Verstärkung des Integrators. Diese Struktur entspricht der Struktur eines Drehzahlregelkreises mit unterlagerter PI-Stromregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine. Bei entsprechender Auslegung des Folgeregler kann die Stabilität des Regelkreises garantiert werden. Dazu wird der Regler nach dem symmetrischen Optimum eingestellt [34]. So liegen sämtliche Pole des geschlossenen Regelkreises links der imaginären Achse (vgl. Abbildung 4.6(a)). Dies ist möglich, da das System durch die Verwendung der sin- und cos-Funktion im Rückführzweig lineares Verhalten zeigt.

Die Parametrisierung des Regelkreises wird im Folgenden beschrieben. Prinzipiell ist die Dynamik des Regelkreises frei wählbar und nur durch die Zeitkonstante des PT_1 -Gliedes bestimmt. Als absolutes Minimum für die Wahl der Zeitkonstante des PT_1 -Gliedes ist die Nyquistfrequenz des abtastenden Systems möglich. Wie im vorigen Absatz angedeutet ist es jedoch sinnvoll, die Zeitkonstante des Tiefpassfilters entsprechend der mechanischen Zeitkonstante des Motors zu wählen [8]:

$$\tau_{mech} = T_1 = \frac{\Theta}{c_R} \approx 0.01 \cdot \frac{\Theta \cdot \omega_{nenn} \cdot p}{T_{max}} \quad (4.5)$$

Wobei c_R dem geschwindigkeitsproportionalen Reibkoeffizienten des Motors / Antriebs entspricht. Ist der Reibkoeffizient nicht explizit bekannt, so kann stattdessen in guter Näherung ein Prozent der Hochlaufzeit (also der Beschleunigungszeit auf Nenndrehzahl im Leerlauf) als Zeitkonstante genutzt werden.

Weiterhin gilt für Gleichung 4.4 nach [34] Seite 474 ff.:

$$I = 1 \quad (4.6)$$

$$P = 1 \quad (4.7)$$

$$T_1 \stackrel{!}{\geq} 2T_s \quad (4.8)$$

$$k_P = \frac{1}{2T_1} \quad (4.9)$$

$$k_I = \frac{k_P}{4T_1} \quad (4.10)$$

Die gewählte Folgereglerstruktur bietet neben der einfachen Auslegung weitere Vorteile. So kann das Winkelgeschwindigkeitssignal gebildet werden, ohne das Lagesignal differenzieren zu müssen (gleiches gilt für die von Paulus et. al. vorgeschlagene Folgereglerstruktur). Dies ist durch die geschickte Anordnung des Tiefpassfilters und des Integrators möglich. Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, können die Argumente der arctan-Funktion aus Gleichung 2.23 direkt mit dem Folgeregler ausgewertet werden. Eine Auswertung der Arkustangensfunktion ist nicht mehr notwendig.

Falls die Auslegung der Regelschleife mittels des symmetrischen Optimums zu stark überschwingt, kann auf die Filterung durch den Tiefpass verzichtet werden. Man erhält so die klassische Struktur einer Phasenregelschleife (PLL), wie sie auch von Paulus et. al. [43] genutzt wird. Werden für die PLL die Parameter für den PI-Regler von der Auslegung nach dem Symmetrischen Optimum übernommen, entsteht eine kaum reduzierte Dynamik und

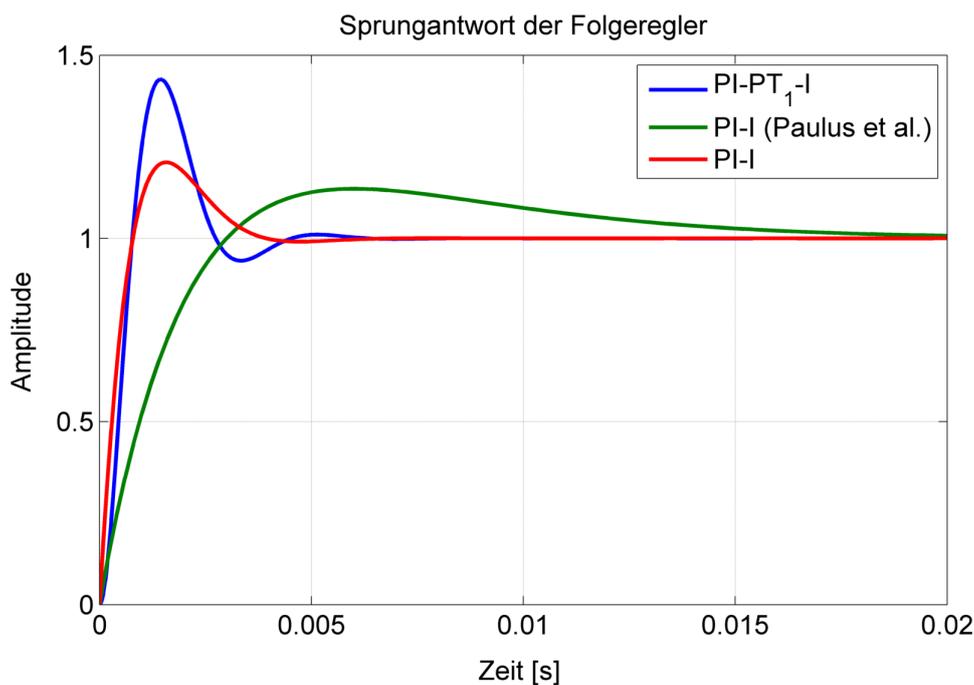
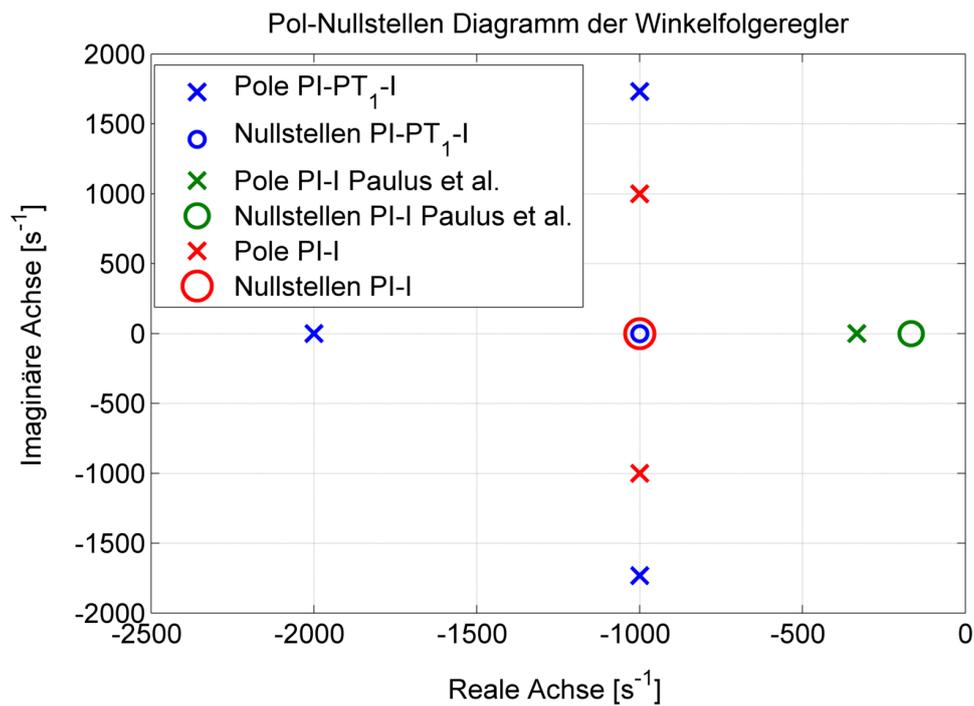


Abbildung 4.6.: (a) Dargestellt ist das Pol-Nullstellen-Diagramm des Winkelregelreglers. In Blau ist die Regelschleife ohne, und in Grün mit Tiefpassfilter dargestellt. Die Auslegung der Schleife kann ohne Einschränkung übernommen werden. Die Dynamik der Realisierung ohne Tiefpassfilter ist ein wenig geringer, da keine Optimierung des Übertragungsverhaltens stattgefunden hat. (b) Sprungantwort der Folgeregler für den Fall mit und ohne Tiefpass.

ein reduziertes Überschwingen. Dies ist der Fall, da der Regelkreis nicht im Frequenzbereich optimiert wurde (vgl. Abb. 4.6(b)). Die beiden Varianten unterscheiden sich jedoch in ihrer Dämpfungscharakteristik für hochfrequente Störungen. Da es sich bei der Variante mit Tiefpassfilter um ein System dritter Ordnung handelt, fällt hier die Übertragungsfunktion deutlich steiler ab (vgl. Abb. 4.7). Wie später in Kapitel 4.3 gezeigt, bietet sich mit der gewählten Folgereglerstruktur eine gute Möglichkeit, Lagewinkel aus unterschiedlichen Quellen miteinander auszuwerten.

4.1.3. Vergleich der Lageauswertungen

Im Folgenden sollen die prinzipiellen Eigenschaften der vorgestellten Winkelfilter (vgl. Abbildungen 4.4(b) und 4.5 sowie Gleichungen 4.3 und 4.4) miteinander verglichen werden. Zu diesem Zweck werden sämtliche Parameter der Übertragungsfunktionen auf die soeben diskutierten Werte gesetzt¹. Diese Wahl der Übertragungsfunktionsparameter ermöglicht eine gute Vergleichbarkeit der prinzipiellen Eigenschaften der vorgestellten Filter. Anhand von Bodediagrammen für den offenen und geschlossenen Regelkreis wird deren Verhalten diskutiert.

Sämtliche Übertragungsfunktionen für den offenen Regelkreis zeigen eine Frequenzabhängigkeit des Amplitudengangs. Die PI-I-Systeme besitzen keine stetige Steigung, bis zur Durchtrittskreisfrequenz zeigen sie eine Steigung von -40 dB pro Dekade, danach nimmt die Steigung den Wert von -20 dB pro Dekade an. Die Steigung des PI-PT₁-I-Systems ist dagegen konstant bei -40 dB pro Dekade. Dieses Verhalten kann mit der Polynomordnung im Nenner der PI-PT₁-I-Übertragungsfunktion begründet werden. Der Phasengang der PI-I-Systeme verläuft von -180° nach -90°, während der Frequenzgang des PI-PT₁-I-Systems konstant bei -180° bleibt. Lediglich im Bereich der Durchtrittskreisfrequenz ergibt sich eine Phasenverschiebung von bis zu 45°. Durch die identische Struktur des Zählerpolynoms und die identische Einstellung der PI-Regler zeigen die beiden Filter für den offenen und den geschlossenen Regelkreis eine identische Durchtrittskreisfrequenz. Die Durchtrittskreisfrequenz des nach Paulus et. al. eingestellten Reglers [43] weicht aufgrund der anderen Einstellung deutlich ab.

Die Frequenzabhängigkeit des Amplitudenganges bleibt auch für die geschlossenen Regelkreise erhalten. Die gezeigten PI-I-Filter verhalten sich stabil, solange sämtliche Pole der Übertragungsfunktion links der imaginären Achse liegen. Dies entspricht den gezeigten Fällen. Das Übertragungsverhalten zeigt einen deutlichen Tiefpasscharakter. Im gedämpften Bereich beträgt die Steigung -20 dB pro Dekade. Der Phasengang entspricht dem eines typischen Tiefpasses und verläuft von 0° nach 90°.

Für die vorgestellte Konfiguration des PI-PT₁-I-Filters ist die Forderung nach der Stabilität der Übertragungsfunktion erfüllt, da sämtliche Pole links der imaginären Achse liegen. Es bildet sich ein Amplitudenmaximum an der Durchtrittskreisfrequenz aus, dies ist durch die Wahl der Reglerparameter mit Hilfe des Symmetrischen Optimums erklärbar [34].

¹ $k_1 = 1.1 \times 10^5$, $k_2 = 667$, $k_P = 2 \times 10^3$, $k_I = 2 \times 10^6$, $T_1 = 2.5 \times 10^{-4}$ s, $P = 1$, $I = 1$

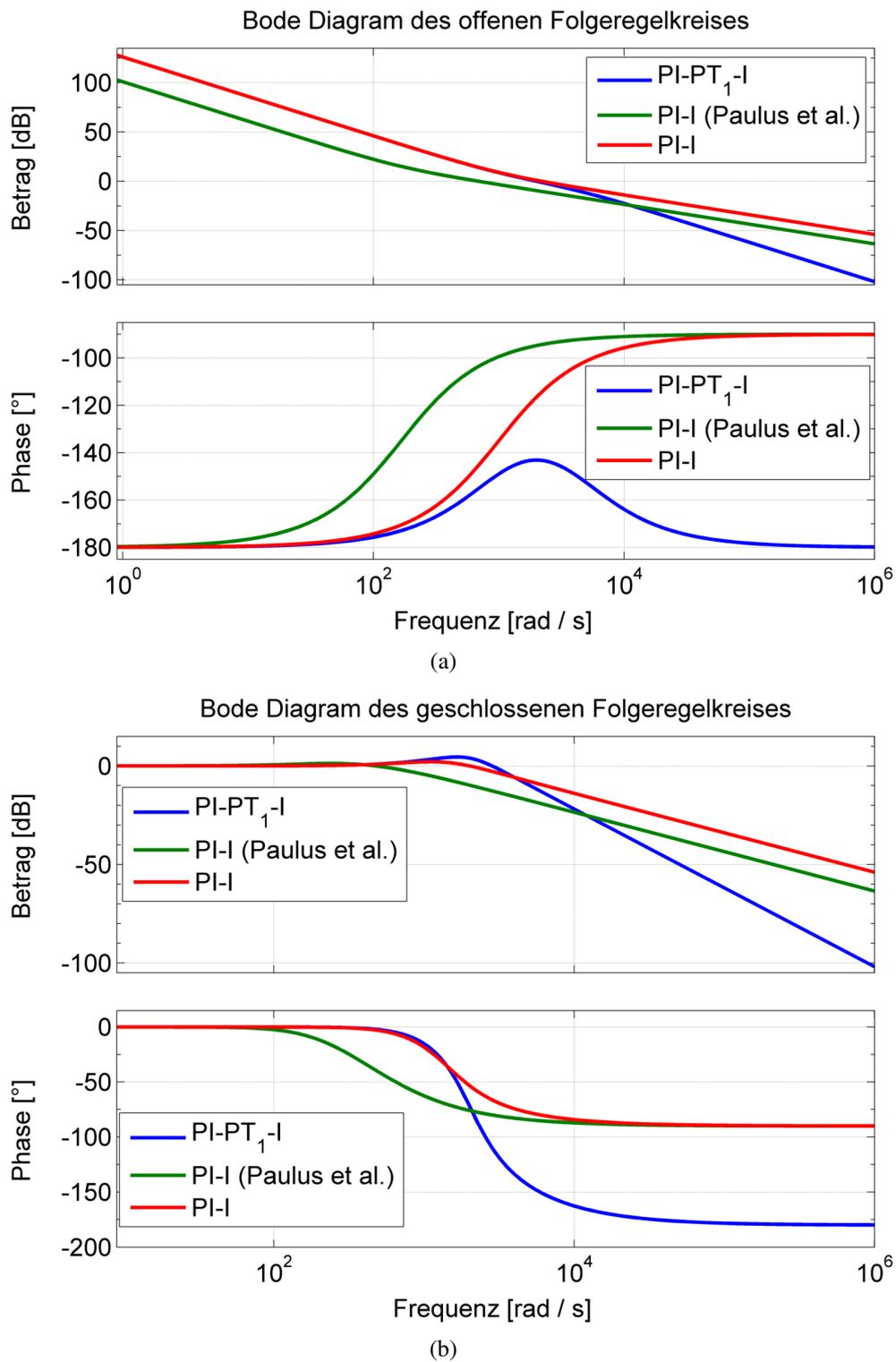


Abbildung 4.7.: (a) Dargestellt ist das Übertragungsverhalten der diskutierten Folgeregler für den offenen Kreis. Beide Folgeregler zeigen einen frequenzabhängigen Amplitudengang. Der Phasengang des PI-I Reglers verläuft dabei von -180° nach -90° . (b) zeigt das Übertragungsverhalten bei geschlossenem Regelkreis.

Entsprechend des Amplitudenmaximums bildet sich an der Durchtrittskreisfrequenz eine Phasenverschiebung um 45° aus. Ansonsten zeigt das System Tiefpasscharakter, die Steigung des gedämpften Bereichs beträgt -40 dB pro Dekade. Dieses Verhalten entspricht der Ordnung des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion.

Die Filterwirkung der vorgestellten Filter wird entsprechend der diskutierten Einstellungen in Abbildung 4.8 dargestellt. Dazu werden die Signale aus den Abbildungen 4.1 und 4.2 mit Hilfe von zwei der vorgestellten Folgeregler ausgewertet, und zwar dem PI-I-Filter nach Paulus et. al. und dem in dieser Arbeit vorgestellten PI-PT₁-I-Filter. Auf die Darstellung der Ergebnisse von dem zum PI-I-Filter modifizierten PI-PT₁-I-Filter wird an dieser Stelle verzichtet, da kein weiterer Erkenntnisgewinn aus diesem erfolgt. Die Maschine (vgl. Tabelle B.2) wird mit einem q-Strom von 4 A betrieben, die Drehzahl beträgt 50 rpm. Die Amplitude der injizierten HF-Spannung beträgt 7.5 % der Zwischenkreisspannung ($v_{injekt} = 3.6$ V). Als Injektionssignal wird das optimierte Signal aus Kapitel 2.3.3 genutzt (vgl. Abb. 2.20).

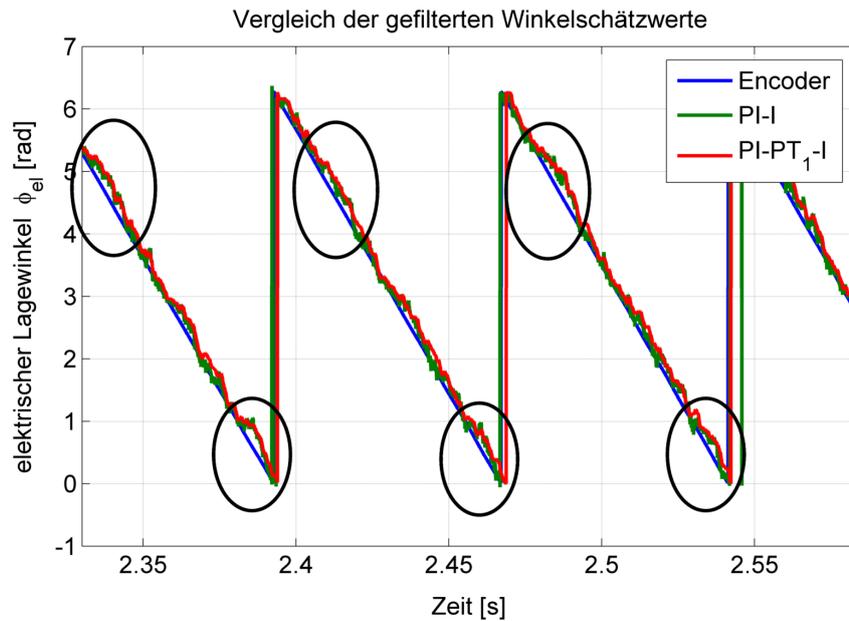
Anders als in Kap. 4.1.1 diskutiert, existiert ein konstanter Phasenfehler in den Messdaten. Der Phasenfehler zwischen den Sensorlagesignalen und den Beobachtersignalen entsteht hierbei durch die im Prüfstand auftretende Totzeit in der Stromregelschleife. Sie beträgt zwei Abtastschritte des Stromreglers. Es zeigt sich, dass der Phasenfehler durch den PI-I-Filter ein wenig geringer ausfällt als der des PI-PT₁-I-Filters.

Dieses Verhalten kann schon aus der Diskussion des Übertragungsverhaltens in den vorigen Absätzen abgeleitet werden. Weiterhin zeigt sich, dass der PI-PT₁-I-Filter den Anteil des hochfrequenten Rauschens deutlich stärker dämpft als die PI-I-Filtervariante. Auch dies entspricht den ausgeführten Betrachtungen zu den Folgereglern. Aufgrund des diskutierten Verhaltens der Filterfunktionen wird im weiteren Verlauf der Arbeit der PI-PT₁-I-Filter genutzt. Trotz des etwas größeren Phasenfehlers überwiegen seine Vorteile, nämlich:

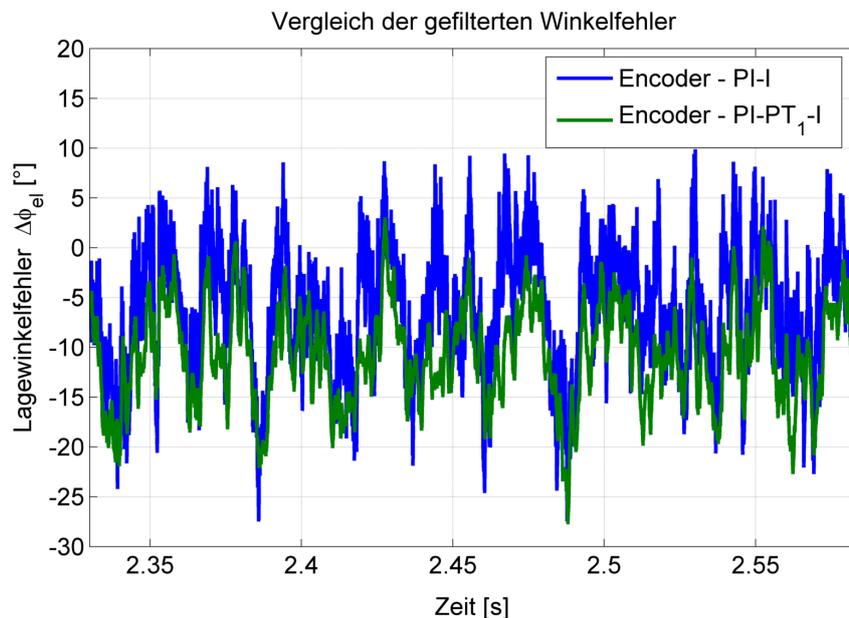
- gute Dämpfung des hochfrequenten Signalrauschens
- Verzicht auf die arctan-Funktion
- Keine Sprungproblematik durch die kontinuierliche Auswertung der Sinus- und Cosinus-signale
- vielseitige Kombinationsmöglichkeiten mit Grundwellenbeobachtern

4.2. Das Arbitrary Injection Verfahren mit einer Nichtlinearitätenkorrektur

Im vorangehenden Kapitel 4.1 wurde gezeigt, wie sich die Wahl des Folgeregler auf die Qualität des Rotorlagesignals auswirkt. Der behandelte Punkt betrifft die Robustheit der Winkelauswertung, berücksichtigt jedoch in keinster Weise das Oberwellenverhalten der verwendeten Maschine. Wie in Kapitel 3.3.4.3 anhand der Fourier-Analyse der Admittanz gezeigt, handelt es sich bei dem relevanten Motor A um eine Oberschwingungsbehaftete



(a)



(b)

Abbildung 4.8.: (a) Dargestellt ist das Lagesignal des Arbitrary Injection Verfahrens. In Blau ist das Lagesignal des Encoders dargestellt, in Grün das nach [43] gefilterte Signal. Das mit dem PI-PT₁-I-Folgerer gefilterte Signal ist in Rot dargestellt. Bereiche, in denen das Winkelsignal kein monotonen Verhalten mehr zeigt, sind beispielhaft durch schwarze Ellipsen gekennzeichnet (vgl. Kapitel 4.2). (b) zeigt den Schätzfehler des Arbitrary Injection Verfahrens in Abhängigkeit des verwendeten Folgerers. Entsprechend des diskutierten Übertragungsverhaltens ist die Phasenverschiebung für den PI-PT₁-I-Filter bei geringerer Rauschamplitude ein wenig größer als für den PI-I-Filter.

Maschine. Bei der Auswertung des Lagesignals zeigt sich weiterhin, dass mit steigendem Maschinenstrom die Auswertung der Lage nicht mehr eindeutig ist (vgl. Abb. 4.8(a)). Schon bei Nennstrom (4 A) zeigt das geschätzte und gefilterte Winkelsignal kein streng monoton steigendes oder fallendes Verhalten mehr. In Abbildung 4.8(a) sind die Bereiche der nichtmonotonen Steigung markiert. Sie sind über alle elektrischen Umdrehungen reproduzierbar und treten immer in bestimmten Wertebereichen des Lagesignals auf. Dies macht eine physikalische Ursache für das nichtmonotone Verhalten wahrscheinlich.

Die physikalische Natur der Störung soll überprüft werden, indem eine Störung durch die Signalverarbeitung ausgeschlossen wird: Die Signale, welche die Argumente der arctan-Funktion aus Gleichung 2.23 bilden, werden auf unterschiedliche Weise ausgewertet (vgl. Kap. 4.1.1 und 4.1.2). Einmal wird die arctan2-Funktion zur Auswertung genutzt, das andere Mal eine Folgeregelschleife. Da beide Auswertungen auf unterschiedliche Weise gefiltert werden und beide Signale die Abweichung des Schätzwertes von dem Encodersignal zeigen, kann eine Störung durch die Filterung oder durch eine möglicherweise fehlerhafte Auswertung ausgeschlossen werden. Die Abweichung des geschätzten Lagesignals muss also physikalischer Natur sein.

Als mögliche Fehlerursache scheint das Oberwellenverhalten der Maschine wahrscheinlich. Diese These kann durch eine Fourieranalyse der Sinus- und Cosinussignale bestätigt oder widerlegt werden. Im Falle der Bestätigung müssen sich die Signalanteile, die in Kapitel 3.3.4 identifiziert wurden, in den Sinus- und Cosinussignalen wiederfinden. Die Verteilung der Signale über die unterschiedlichen beitragenden Frequenzen muss nicht notwendigerweise identisch mit der Signalverteilung der Admittanz sein. Die Bestandteile der Signale sollten allerdings übereinstimmen, da die Admittanz und die Strom- und Spannungsänderungen in die Berechnung der Sinus- und Cosinussignale mit eingehen.

Im Folgenden werden die Sinus- und Cosinussignale mit Hilfe der in Kapitel 3.3.4 vorgestellten Methodik untersucht. Die Ergebnisse werden für den gesamten Lastbereich der Maschine dargestellt. Die Interpretation der Messergebnisse erfolgt beispielhaft an einer Messung, Schlussfolgerungen für das Verhalten der Maschine werden gezogen. Die Ergebnisse werden genutzt, um das Oberschwingungsverhalten von Wicklung und Rotor zu kompensieren.

4.2.1. Oberwellenverhalten im Arbitrary Injection Verfahren

Um die Sinus- und Cosinussignale auf mögliche Oberwelleneinflüsse zu untersuchen, wird das Messverfahren aus Kapitel 3.3.4 genutzt. Das Verfahren wird erweitert, neben der Admittanz werden auch die Argumente der arctan-Funktion (also Sinus- und Cosinussignal) mit Hilfe der in Kapitel 3.3.4.3 vorgestellten Fourieranalyse untersucht. Wie bei der Untersuchung der Admittanz werden das Sinus- und Cosinussignal mit Hilfe eines gleitenden Mittelwertes über drei Abtastschritte gefiltert. Diese Filterung entspricht der Anwendung eines Kerbfilters mit der Frequenz von 5.33 kHz. Die HF-Injektion bzw. das Trägersignal wird so aus dem Amplitudenspektrum eliminiert. Das Aufnehmen der Daten wird auf die gleiche Art und Weise durchgeführt wie für die Messung der Summenadmittanz aus Kapitel 3.3.4.1. Die Einstellungen für den Sollstrom, die Drehzahl und die HF-Spannungsinjektion

sowie die Datenvorverarbeitung der Signale wird analog dieser Beschreibung gewählt. Der entsprechende Signalfussplan ist in Abbildung 4.9 dargestellt.

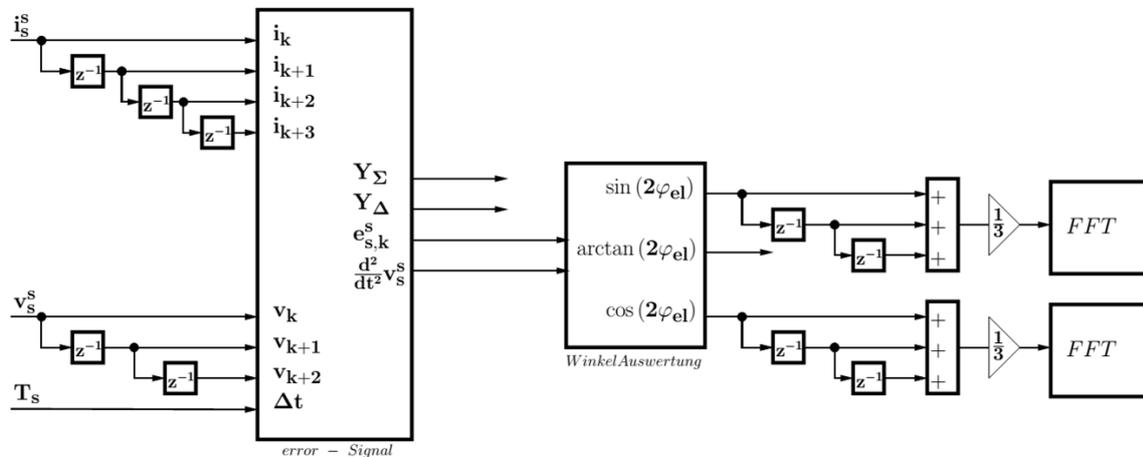


Abbildung 4.9.: Signalfussplan für die FFT des Sinus- und des Cosinussignals. Das Vorgehen für die Fourieranalyse entspricht dem Vorgehen aus Kapitel 3.3.4.

Die Fourieranalyse der Sinus- und Cosinussignale wird Kapitel 3.3.4.3 entsprechend vorgenommen. Die Ergebnisse für die Messung einer mit 5 A belasteten Maschine werden für den Frequenzbereich bis 100 Hz in Abbildung 4.10 dargestellt. Die Zuordnung der einzelnen Signalanteile zu ihren Ursachen erfolgt nach der gleichen Art und Weise wie die Identifizierung der einzelnen Signalbeiträge der Summenadmittanz aus Kapitel 3.3.4.3 (vgl. Aufzählung Seite 91). Das dargestellte Spektrum unterscheidet sich von dem der Summenadmittanz aus Abbildung 3.30. Im Spektrum zeigt sich eine andere Verteilung der Energie, d. h. der Amplitudenbeiträge, über die beteiligten Frequenzen. Die Komponenten des Spektrums entsprechen jedoch denen aus der Fourieranalyse von Y_Σ .

Den größten Beitrag im Amplitudenspektrum des Cosinussignals leistet die zweite Harmonische der Rotordrehfrequenz (14 Hz) mit einer Signalamplitude von 2.29 VA. Dieser Beitrag entspricht der Rotationsfrequenz der magnetischen Anisotropie durch die Maschine. Der Amplitudenbeitrag der Rotordrehzahl (7 Hz) beträgt nur 0.12 VA. Der Einfluss der Rotorlageänderung auf das Spektrum ist somit stark gedämpft (vgl. [29]), jedoch nicht vollständig aus dem Spektrum eliminiert. Wie in [30] gezeigt, sind weiterhin nur die geradzahigen Vielfachen als Beiträge im Spektrum relevant. Dies kann mit der vorliegenden Messung bestätigt werden, so trägt im weiteren Verlauf des Spektrums nur noch die vierte Harmonische (28 Hz) des Rotors mit bei.

Der zweitgrößte Amplitudenbeitrag zu dem Spektrum ist der eines nichtlinearen Mischprodukts bei 9 Hz. Der Beitrag hat eine Amplitude von 1.23 VA. Für die Entstehung des Mischprodukts kommen unterschiedliche Erklärungsansätze in Frage, welche im Folgenden beschrieben werden, die wahrscheinlichste Erklärung wird identifiziert. Die Erklärungsmöglichkeiten sind:

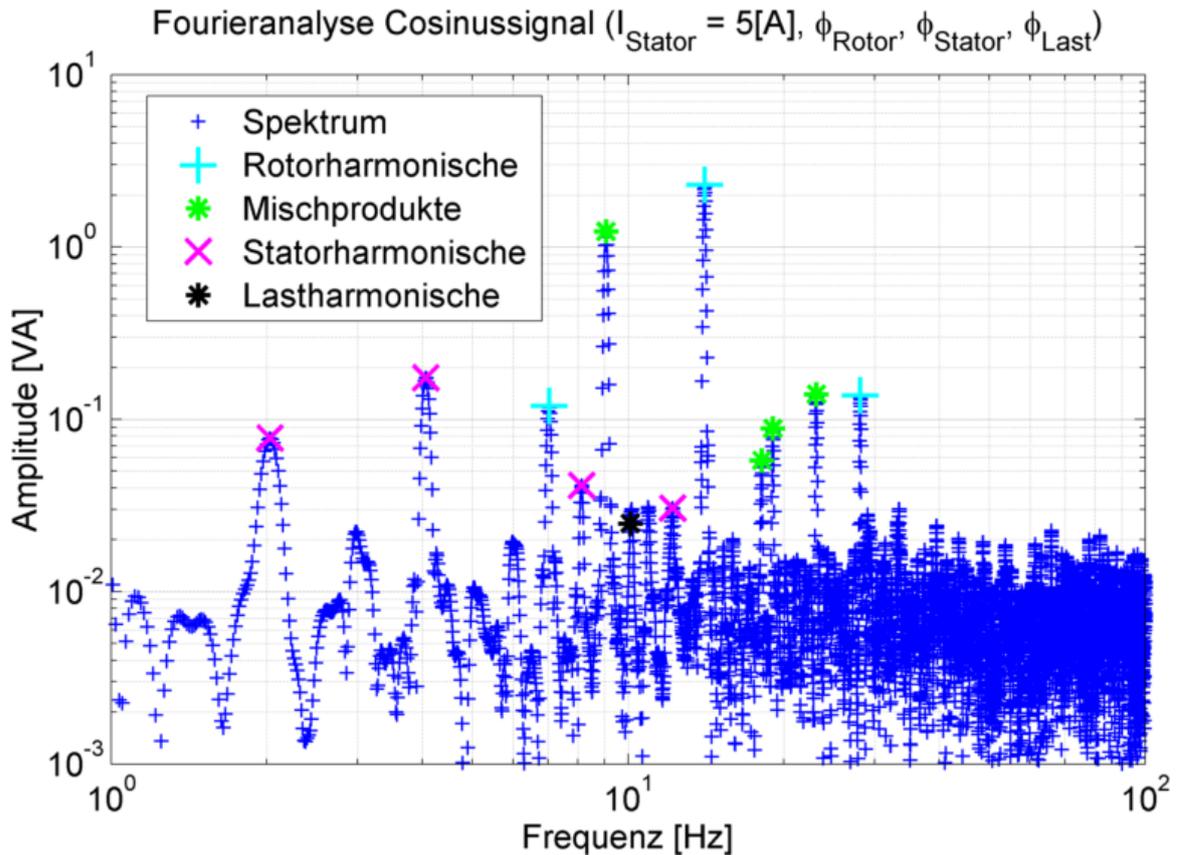


Abbildung 4.10.: Dargestellt ist das Amplitudenspektrum des Cosinussignals des Arbitrary Injection Verfahrens. Im Spektrum können die Beiträge der Permanentmagnete des Rotors, des Statorstroms und der Wechselwirkung zwischen Rotor und Stator beobachtet werden. Der Einfluss des d-Achsenwinkels ist kaum vorhanden.

1. Die Grundschiwingung des Rotors (7 Hz) zusammen mit der Grundschiwingung des Statorstromes (2 Hz). (additiv)
2. Die erste Oberschiwingung des Rotors (14 Hz) zusammen mit der Grundschiwingung des d-Achsenwinkels (5 Hz). (subtraktiv)
3. Die Grundschiwingung des d-Achsenwinkels (5 Hz) zusammen mit der ersten Oberschiwingung des Statorstroms (4 Hz). (additiv)

Weitere nichtlineare Mischprodukte treten bei den Frequenzen von 18 Hz und 19 Hz sowie bei 23 Hz auf. Für diese Produkte existieren ebenfalls unterschiedliche Erklärungsmodelle. Das Mischprodukt bei 18 Hz kann in seiner Entstehung wie folgt gedeutet werden:

1. Die erste Oberschiwingung des Rotors (14 Hz) zusammen mit der ersten Oberschiwingung des Statorstromes (4 Hz). (additiv)
2. Die erste Oberschiwingung des 9 Hz Mischproduktes.

Das Mischprodukt bei 19 Hz kann ebenfalls mit der Hilfe von unterschiedlichen Linearkombinationen der Frequenzen erklärt werden.

1. Das Mischprodukt von 9 Hz zusammen mit der ersten Oberschiwingung des d-Achsenwinkels (10 Hz). (additiv)
2. Die erste Oberschiwingung des Rotors (14 Hz) zusammen mit der Grundschiwingung des d-Achsenwinkels (5 Hz). (additiv)

Das Mischprodukt von 23 Hz ist am besten durch die subtraktive Kombination der vierten Harmonischen des Rotors mit der Grundschiwingung des d-Achsenwinkels erklären.

In vielen dieser Erklärungsansätze spielt die Grundschiwingung des d-Achsenwinkels eine erhebliche Rolle, das Amplitudenspektrum selbst zeigt dabei aber keinen Amplitudenbeitrag bei der Frequenz der d-Achsenwinkelgrundschiwingung von 5 Hz. Wie kann also diese Signalfrequenz zu den Sinus- und Cosinussignalen beitragen? In der Definition der Signale in Gleichung 2.23 wird der Vorhersagefehler e_s^s verrechnet. In diese Größe geht die Summenadmittanz linear mit ein (vgl. Gleichung 2.20), die wie in Kapitel 3.3.3.3 gezeigt, stark durch das d-Achsenwinkelsignal moduliert ist. Somit geht die d-Achsenwinkelmodulation von 5 Hz ebenfalls linear (wenn auch nicht explizit) in die Signale mit ein. Es ist somit gut möglich, die Auswirkung der d-Achsenwinkelmodulation auch im Sinus und Cosinussignal zu finden.

Die wahrscheinlichste Hypothese zur Erklärung der nichtlinearen Mischprodukte ist also diejenige, die möglichst viele Mischprodukte gleichzeitig erklären kann. Dies ist der Fall für die Hypothese, in der die zweite Oberschiwingung des Anisotropiesignals sowie die Grundschiwingung des d-Achsenwinkels zur Erklärung des Verhaltens herangezogen werden. Mit diesem Ansatz ist es möglich, die Frequenzbeiträge bei 9 Hz und 19 Hz durch die Linearkombinationen der ersten Rotorobereschiwingung und der d-Achsenwinkelgrundschiwingung zu erklären. Der Frequenzbeitrag von 18 Hz entspricht in diesem Erklärungsansatz eher der

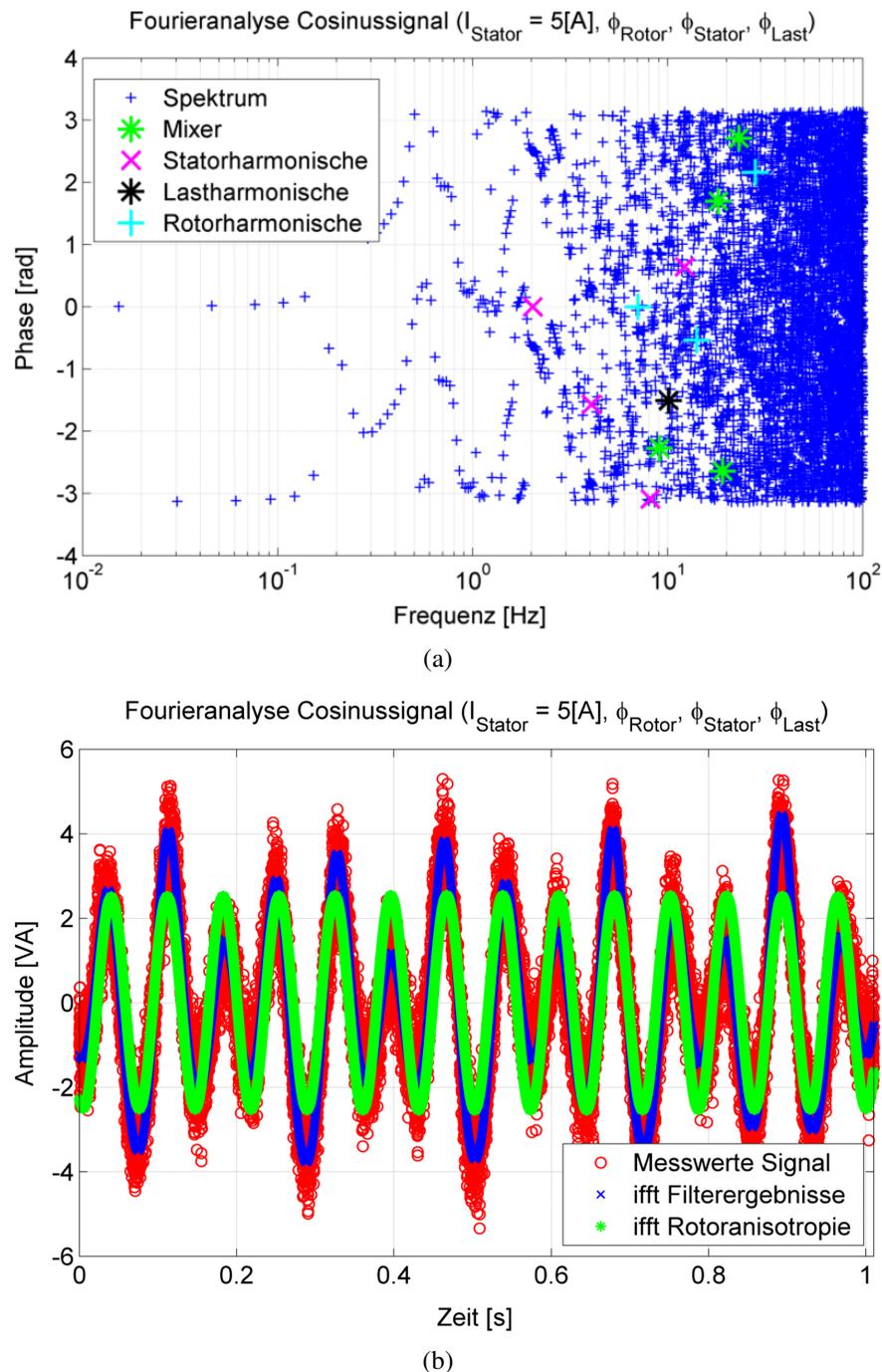


Abbildung 4.11.: (a) Dargestellt ist das zur Abbildung 4.10 gehörige Phasenspektrum. Bei niedrigen Frequenzen ist ein Phasenverlauf zu erkennen, der ab einer Frequenz von mehreren 10 Hz in Phasenrauschen übergeht. Zusammen mit dem Amplitudenspektrum kann das eigentliche Sinussignal wieder rekonstruiert werden, vgl. (b). Neben dem gefilterten und rekonstruierten Gesamtsignal ist auch das Signal der ersten Rotorobererschwingung in Grün mit dargestellt. Das dargestellte Signal ist der eigentliche Träger der Lageinformation des Rotors.

ersten Oberschwingung des 9 Hz Signals.

Die weiteren Beiträge zu dem Amplitudenspektrum aus Abbildung 4.10 werden durch die Grundschwingung und die Oberschwingungen des Statorstroms erklärt. Diese Amplitudenbeiträge zu dem Spektrum sind relativ klein, lediglich die erste Statorstromoberschwingung trägt mit einer Amplitude bei, die größer als 0.1 VA ist.

Ein direkt nachweisbarer Frequenzbeitrag der d-Achsenwinkelmodulation ist nur für die erste Oberschwingung bei 10 Hz nachweisbar. Die Beiträge bei den anderen möglichen Frequenzen für die d-Achsenwinkelmodulation liegen unterhalb der Relevanzgrenze. Abbildung 4.11(a) stellt das Phasenspektrum des genannten Cosinussignals dar. Die Rekonstruktion des gemessenen Signals mit Hilfe der inversen Fouriertransformation in Abbildung 4.11(b) zeigt, dass die wesentlichen Bestandteile des Cosinussignals aus dem Spektrum erfasst wurden.

Ein ähnliches Bild ergibt sich für das Sinussignal. Das Signal besteht aus den gleichen Teilsignalen wie das Cosinussignal, wie sich aus Abbildung 4.12 ableiten lässt. Es zeigt sich ein kleiner Unterschied in Bezug auf die Zusammensetzung des Spektrums. In dem Sinussignal ist das Signal der d-Achsenwinkelmodulation mit 5 Hz enthalten, der Betrag der Amplitude liegt jedoch nur knapp über der Relevanzgrenze. Für das Cosinussignal liegen die Amplitudenbeiträge des 5 Hz-Signals knapp unter dieser Darstellungsgrenze und werden so nicht mit dargestellt. Da sich beide Signale sehr ähnlich verhalten, wird im weiteren Verlauf nur die Cosinusspur diskutiert. Die entsprechenden Messergebnisse der Sinusspur werden im Anhang C dargestellt.

Im Folgenden wird die Stromabhängigkeit der wichtigsten zum Spektrum beitragenden Frequenzen diskutiert. Als relevante Amplituden werden die erste Oberschwingung des Rotors und das nichtlineare Mischprodukt bei einer Frequenz von 9 Hz identifiziert.

Die erste Oberschwingung des Rotors ist relevant, da die Lage der Anisotropie der Rotorlage entspricht. Der genaue Zusammenhang zwischen Lageinformation und Zeigerdiagramm ist in Kapitel 2.3.1 erläutert. Als zweites relevantes Signal wird das Mischprodukt mit der Frequenz von 9 Hz identifiziert. Dieses Teilsignal ist relevant, da dieses Signal seine Amplitude sehr stark mit der Abhängigkeit des Stromes ändert. Neben der reinen Betragsänderung der Amplitude ist der Verlauf der Amplitudenänderung bemerkenswert. Die Signaländerung zeigt einen sättigenden Verlauf. Zur Überprüfung des sättigenden Verhaltens werden die Messdaten einmal mit einer Ausgleichsgerade und einmal mit einer sättigenden Exponentialfunktion gefittet (vgl. Gleichung 4.11).

$$y_2 = a \cdot (1 - \exp(-b \cdot I)) \quad (4.11)$$

Es zeigt sich, dass die Exponentialfunktion das Verhalten der Messdaten mit sehr großer Übereinstimmung wiedergibt. Mit der Gleichung 4.11 wird häufig das stromabhängige Sättigungsverhalten des Permanentmagnetflusses bzw. des Drehmoments beschrieben [45]. Dieser Zusammenhang unterstützt die These, dass das 9 Hz-Signal durch die Überlagerung des Anisotropiesignals mit dem d-Achsenwinkel entsteht. Dies soll im Folgenden begründet

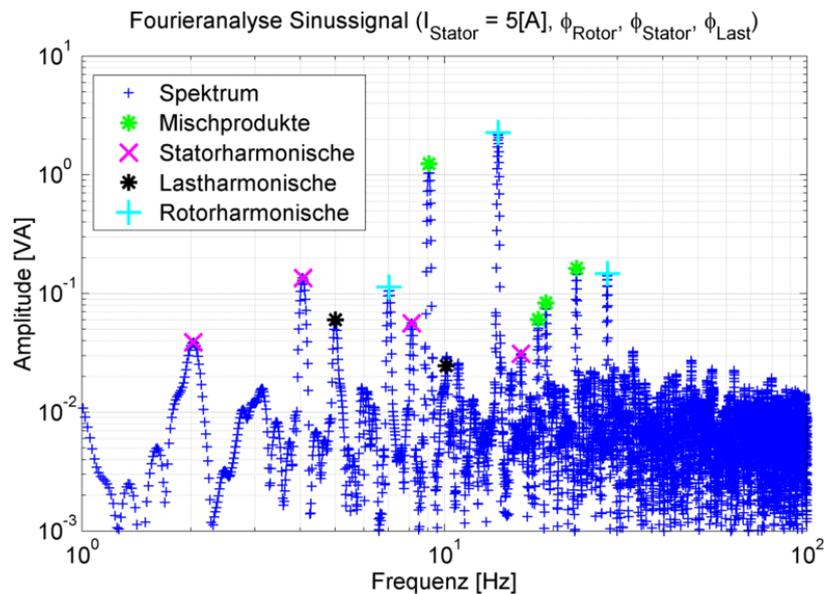


Abbildung 4.12.: Dargestellt ist das Amplitudenspektrum des Sinussignals des Arbitrary Injection Verfahrens. Im Spektrum können die Beiträge der Permanentmagnete des Rotors, des Statorstroms und der Wechselwirkung zwischen Rotor und Stator beobachtet werden. Der Einfluss des d-Achsenwinkels ist kaum vorhanden.

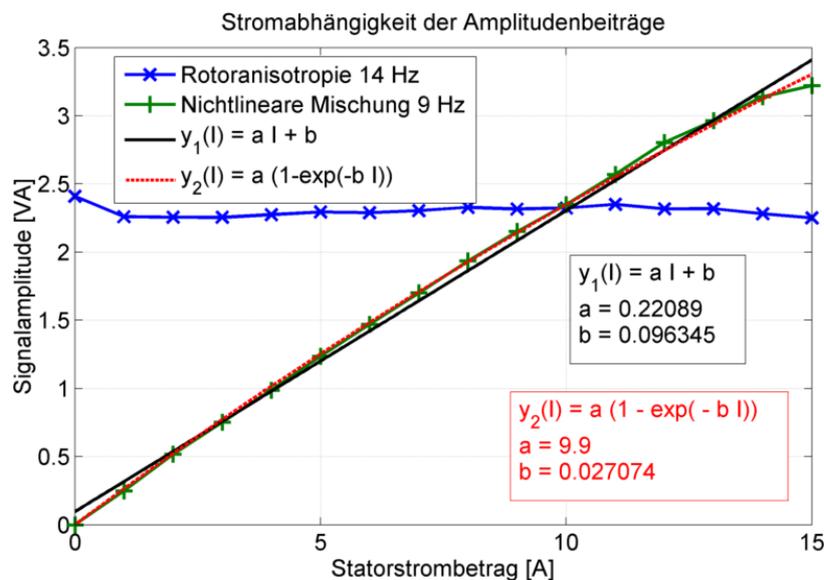


Abbildung 4.13.: Dargestellt ist die Stromabhängigkeit der wichtigsten Teilsignale der Cosinusspur. Als relevant wird das Signal der rotierenden Anisotropie als eigentliche Quelle der Lageinformation identifiziert. Weiterhin relevant ist das Signal des nichtlinearen Mischproduktes bei einer Frequenz von 9 Hz. Dieses Signal zeigt die größte Veränderung seines Amplitudenbeitrages mit dem zunehmenden Strombetrag. Die Stromabhängigkeit der Amplituden wird auf zwei unterschiedliche Arten gefittet, einmal als Ausgleichsgerade und einmal als sättigende Exponentialfunktion.

werden. Der Betrag des Statorstromes steigt linear an, das hierdurch induzierte Magnetfeld wächst entsprechend dem Sättigungsverhalten des Elektroblechs der Maschine mit an. Dieses Feld dreht durch die kontinuierliche Veränderung des d-Achsenwinkels über das Feld der Permanentmagnete hinweg. Mit der Frequenz der Relativbewegung der Felder von Statorstromzeiger und Permanentmagneten wird so die Sättigung des Elektroblechs im Statorpaket moduliert. Die Sättigungskurve des Eisens wird in der Art moduliert, dass das Eisen für eine parallele Lage der Felder weiter aufgesättigt wird. Für eine antiparallele Lage der Felder wird das Eisen entlastet. Dieses Verhalten entspricht genau der Überlagerung der Frequenzen der Rotoranisotropie und der d-Achsenwinkelmodulation.

Die Betrachtung der Amplitude der Rotoranisotropie zeigt, dass das Signal, welches die eigentliche Lageinformation des Motors trägt, über den ganzen Lastbereich des Motors konstant bleibt. Dies bedeutet, dass das Verschwinden bzw. die Variation der Rotoranisotropie mit dem Statorstrom keine Veränderung der eigentlichen Anisotropie bedeutet. Statt dessen muss davon ausgegangen werden, dass die Rotoranisotropie durch Sättigungseffekte im Blechpaket, wie z.B. Zahnentlastung, überlagert wird, und schlicht nicht mehr sichtbar ist. Im Umkehrschluss bedeutet dies auch, dass zumindest manche Maschinen, die nach bisherigem Verständnis ein ungünstiges Verhalten für die anisotropiebasierte geberlose Regelung zeigen (verschwindende Differenz von L_d und L_q), durch geeignete Maßnahmen 'linearisiert' werden können. Es ist somit möglich, deutlich mehr permanentmagneterregte Synchronmaschinen, die über eine Rotoranisotropie verfügen, über ihren gesamten Betriebsbereich mit einem anisotropiebasierten geberlosen Regelungsverfahren zu regeln. Dies ist möglich, wenn zu jedem Zeitpunkt und in jedem Betriebszustand durch eine gezielte Kompensation der relevanten Oberschwingungseffekte das Signal der Rotoranisotropie sichtbar gemacht wird.

Um die Oberschwingungseffekte korrigieren zu können, werden im Folgenden die entsprechenden Messergebnisse dargestellt. Da die Darstellung der Fourierkoeffizienten der Teilsignale wenig anschaulich und nur begrenzt aussagekräftig ist, erfolgt die Darstellung als dreidimensionale Fläche. Die Darstellung erfolgt mit Bezug auf die jeweilige Ursache der Oberschwingungen. Harmonische einer Ursache werden in einem Graphen mit dargestellt. So werden jeweils die Oberschwingungen des Statorstroms, der d-Achsenwinkeländerung, der Permanentmagnete sowie die der nichtlinearen Mischprodukte in jeweils eigenen Diagrammen dargestellt. Die Auftragung der Oberschwingungen erfolgt über der Stromamplitude sowie über den jeweiligen Bezugswinkeln, also φ_α , φ_d , φ_{el} und φ_{Mix} . Hierdurch sind die jeweiligen Schwingungen direkt zu sehen; es ist also die Kurvenform erkennbar.

Die Darstellung der Flächen erfolgt interpoliert mit Hilfe der Matlab Toolbox 'gridfit' [85]. Die Interpolation der Daten ist notwendig, da die Qualität der Messergebnisse der Fouriertransformation (vgl. Kap. 3.3.4) von der Frequenz des dargestellten Signals abhängig ist. Die Fourieranalyse ist eine integrale Methode, die über den gesamten Zeitraum der Messung 'mittelt'. Im Rahmen der Fourieranalyse wird implizit von einer Anwendung des Rechteckfensters ausgegangen, dies bedeutet, dass die Amplituden der Teilsignale über den zeitlichen Verlauf der Messung konstant sind. Durch die Gewichtung der Rohdaten mit der von-Hann-Fensterfunktion (vgl. Abb. 3.26) werden die Nebenkeulen der Amplitudenbeiträge stärker unterdrückt als bei der üblicherweise genutzten Rechteckfensterfunktion. Dieser

Vorteil geht mit dem Nachteil einher, dass nach der Rücktransformation die Amplitudenbeträge des eigentlichen Rohsignals nur in der Mitte des von-Hann-Fensters korrekt bzw. näherungsweise konstant dargestellt werden². Die Signalamplitude eines Teilsignals variiert so von Schwingung zu Schwingung mit dem Wert der Fensterfunktion. Um diese Variation zu kompensieren werden die Signale von mehreren Schwingungsamplituden mit Hilfe der genannten Funktion gemittelt und dreidimensional dargestellt.

4.2.1.1. Oberschwingungsverhalten des Statorstroms

In Abbildung 4.14 ist die Abhängigkeit des Teilsignals des Statorstromes des Sinussignals dargestellt. Deutlich kann man erkennen, dass sich der Einfluss des Statorstromes mit zunehmendem Strom verändert. So ist bei relativ kleinen Stromstärken bis ca. 5 A der Einfluss sehr gering mit Amplituden von bis zu 0.5 VA. Es gibt dabei keine dominierende Oberschwingungsamplitude, dies kann an dem Verlauf der Minima- und Maxima für ca. 1 A abgelesen werden. Es bildet sich in diesem Wertebereich kein eindeutiges Amplitudenverhalten aus.

Ab einer Stromstärke von ca. 6 bis 7 A beginnt die erste Harmonische des Statorstromes das Teilsignal zu dominieren. Ab Strombeträgen von ca. 15 A treten innerhalb der Maxima kleine Nebenextrema auf, diese sind als Artefakte zu werten, welche durch die Kompensation des von-Hann-Fensters entstehen (vgl. Seite 4.2.1). Im Rahmen von weiteren Messungen und einer modifizierten Nutzung des von-Hann-Fensters werden diese Artefakte beseitigt werden.

Weiterhin kann man erkennen, dass sich mit zunehmendem Statorstrom eine vom Strom abhängige Phasenverschiebung des Sinussignals ergibt.

Für das Cosinussignal zeigt sich entsprechendes Verhalten. Vergleiche dazu Anhang C.2.

²Im Rahmen dieser Arbeit bedeutet dies, dass der Funktionswert des Fensters ≥ 0.98 sein muss.

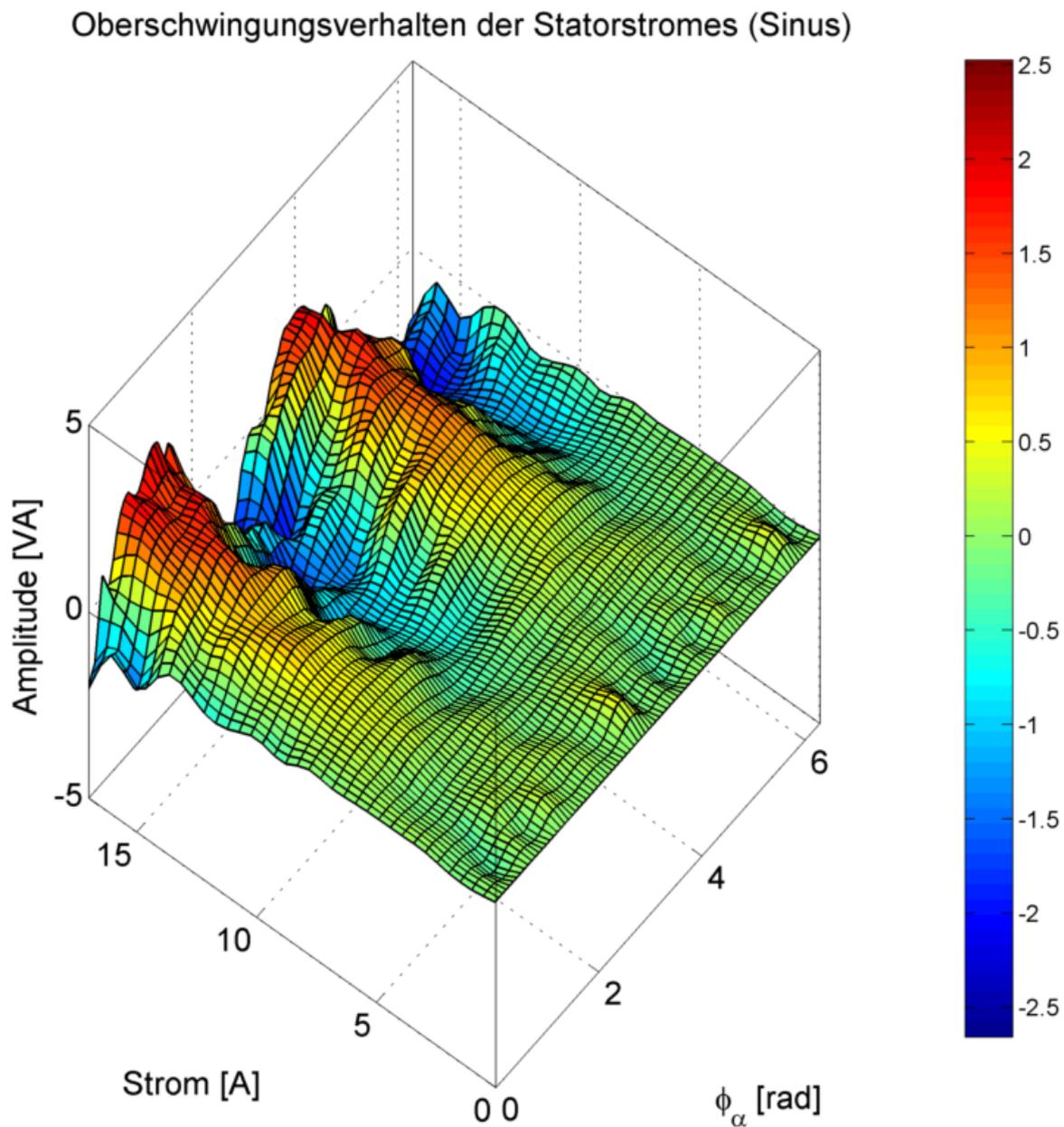


Abbildung 4.14.: Dargestellt ist die Abhängigkeit des Statorstromsignals vom Statorstromwinkel (α -Winkel) und von dem Betrag des Stroms. Deutlich zu erkennen ist, dass der Beitrag der ersten Harmonischen des Stromes mit zunehmendem Strom das dominierende Element des Signalbeitrags wird.

4.2.1.2. Oberschwingungsverhalten des Rotors

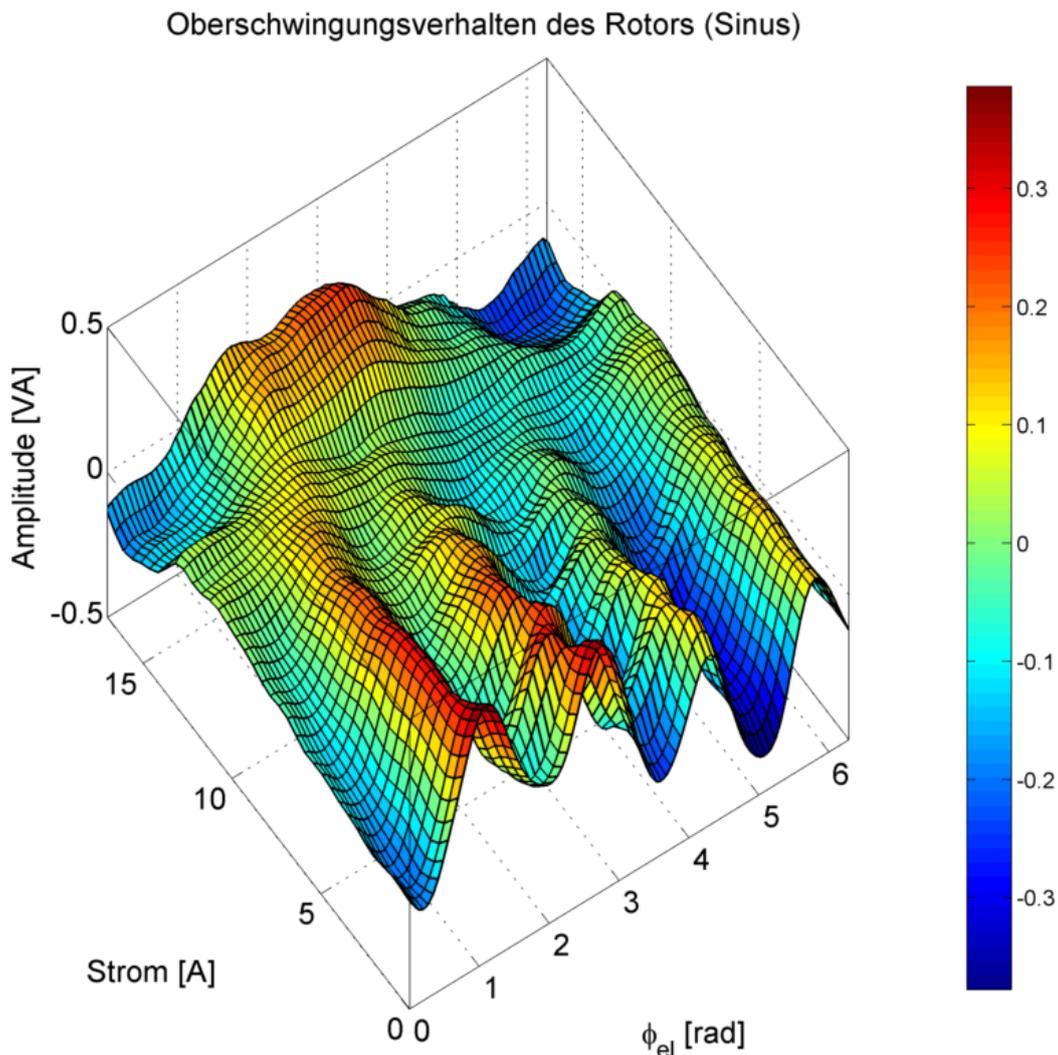


Abbildung 4.15.: Dargestellt ist die Abhängigkeit des Rotorsignals vom Rotorlagewinkel und von dem Betrag des Stroms. In der gewählten Darstellung wurde die erste Oberschwingung des Rotorsignals nicht mit aufgetragen, da dieses Signal nicht kompensiert werden soll (vgl. Kap. 4.2.2). Deutlich ist der abnehmende Beitrag der vierten Harmonischen zu erkennen.

In Abbildung 4.15 ist das Oberschwingungsverhalten des Rotorsignals im Sinussignal dargestellt. Da die Lageinformation des Rotors in der zweiten Harmonischen des Rotors enthalten ist, wird diese Oberschwingung nicht kompensiert. Das dargestellte Signal zeigt die Grundschwingung des Rotors, überlagert mit einer starken vierten Harmonischen. Mit steigendem Strom nimmt die Amplitude der vierten Harmonischen ab, und die der Grundschwingung nimmt zu, so dass bei einem Strom von 15 A fast kein Oberschwingungsverhalten auszumachen ist. Bei Stromstärken über 15 A wird das Grundschwingungsverhalten des Rotors dominant. Des weiteren zeigt sich eine deutliche Phasenverschiebung mit zunehmendem Strombetrag, sie beträgt ungefähr 90° . Der Grund für die Abnahme der Amplitude der

vierten Oberschwingung ist noch eindeutig zu klären.

Dieses Verhalten könnte mit dem Verhalten der EMK erklärt werden. So ist bei kleinen Strömen das Verhalten der Permanentmagnete des Rotors deutlich zu erkennen. Das heißt, dass die Geometrie und die daraus folgende Feldverteilung der Magnete zunächst das Oberschwingungsverhalten bestimmen. Mit zunehmender Last steigt der Einfluss der EMK, und ihr sinusförmiges Verhalten dominiert das Verhalten des Rotorfeldes; das Oberschwingungsverhalten des Rotors verschwindet damit. Die EMK einer rotativen Maschine wird unabhängig von der Geometrie des Rotors, seiner Magnete und unabhängig von seinemwicklungsaufbau bei hohen Strömen immer eine sinoide Form zeigen. Dies kann mit einer Extremwertbetrachtung plausibel gemacht werden:

- Bei kleinen Strömen wird das magnetische Sättigungsverhalten des Blechpakets nur von dem Magnetfeld der Magnete bestimmt. Der durch den Strom erzeugte Feldanteil ist relativ klein gegenüber dem Anteil der Magnete.
- Bei mittleren Strömen überlagern sich die in etwa gleich großen Effekte des Statorstromes und der Permanentmagnete. Diese Überlagerung ist maschinenabhängig, und zwar vom Blechpaket beeinflusst.
- Bei hohen Drehzahlen kann aufgrund der Zunahme der EMK und der Spannungsbegrenzung des Leistungsstellers nur noch ein geringerer Statorstrom eingepreßt werden. Die Rotation des Permanentmagneten und damit die sinusförmige Modulation des Sättigungsverhaltens des Blechpakets dominiert das magnetische Verhalten und damit auch das Teilsignal des Rotors.
- Ähnliches gilt für hohe Ströme, bei denen kaum mehr Stellreserve durch den Leistungssteller vorhanden ist. Dieses Verhalten kann am Zeigerdiagramm in Abbildung 2.10 abgelesen werden. Für den regulären Betrieb wird von reinem q -Strom ausgegangen, der in der Maschine gestellt wird. In diesem Fall wird der Großteil der durch den Umrichter gestellten Spannung im Motor durch die EMK und den Ohmschen Wicklungswiderstand abfallen. Da das Feld des Stromes synchron mit dem Feld der Magnete umläuft, wird hier auch die sinusförmige Modulation des Sättigungsverhaltens des Blechpaketes das magnetische Verhalten und damit auch die Klemmenspannung des Motors dominieren. Dieses bildet sich dann im Rotorteilsignal ab.

Die steigende Bedeutung der Grundschwingung und das Abnehmen der Oberschwingungseffekte zeigt sich in dieser Maschine bei einer Stromstärke von 10 A. Hier lässt sich beinahe keine Abhängigkeit des Rotorfeldes vom Rotorlagewinkel feststellen. Die Abnahme des Oberschwingungsanteils im Rotorfeld korreliert dabei mit der Zunahme des Oberschwingungsanteils des Statorstroms (vgl. Abb. 4.14 und 4.14).

Für das Cosinussignal zeigt sich entsprechendes Verhalten (vergleiche dazu Anhang C.3).

4.2.1.3. Oberschwingungsverhalten der d-Achsenwinkeländerung

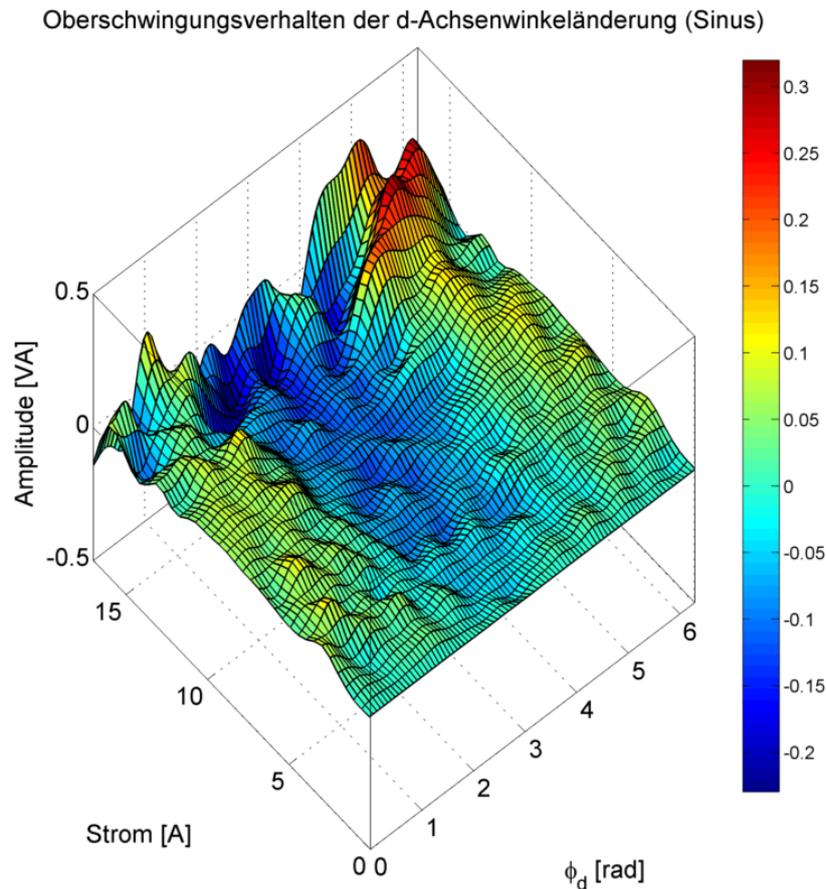


Abbildung 4.16.: Dargestellt ist das Oberschwingungsverhalten für die Änderung des d-Achsenwinkels. Es lässt sich kein eindeutiger Oberschwingungseinfluss im Signal ausmachen. Die typischen Signalamplituden liegen im Bereich von 0.1 VA. Lediglich im Bereich großer Ströme zeigt sich ein sinoides Verhalten mit einer Amplitude von maximal 0.25 VA.

Die Darstellung zeigt, dass die Änderung des d-Achsenwinkels selbst fast keinen Einfluss auf die Sinus- bzw. Cosinussignale hat. Die maximal auftretende Amplitude von ungefähr 0.2 VA des d-Achsenwinkelteilsignals liegt ungefähr in der Größenordnung des auftretenden Rauschens des Rohsignals (vgl. Abbildung 4.11(b)). Das Signal ist für die Auswertung bzw. die Rekonstruktion des Sinussignals des Arbitrary Injection Verfahrens nicht von Bedeutung. Weiterhin zeigt sich kein eindeutig ausgeprägtes Verhalten in dem Sinne, dass kein dominierender Signalanteil erkennbar wird. Ab einer Stromstärke von ca. 7 A kann ein Grundschwingungscharakter erkannt werden.

Für das Cosinussignal zeigt sich entsprechendes Verhalten (vergleiche dazu Anhang C.4).

4.2.1.4. Oberschwingungsverhalten der nichtlinearen Mischprodukte

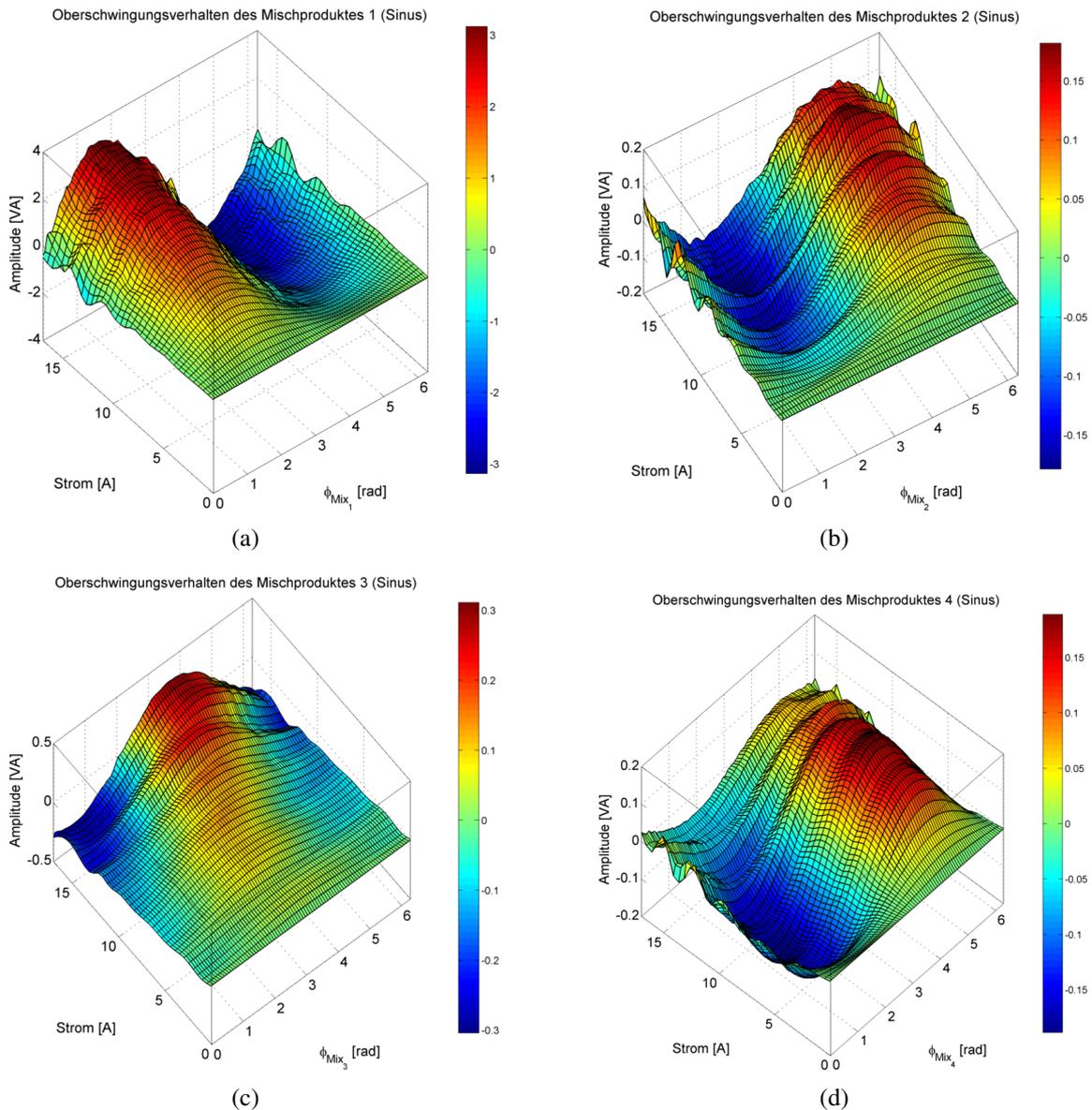


Abbildung 4.17.: (a) Dargestellt ist das Teilsignal des nichtlinearen Mischproduktes bei 9 Hz. Die Amplitude des Signals nimmt mit dem Laststrom der Maschine zu wie in Abschnitt 4.2.1 diskutiert. Gleiches gilt für das Verhalten des Mischproduktes bei 18 Hz gezeigt in (b). Das Mischprodukt bei 19 Hz, wiedergegeben in Abb. (c), zeigt ebenfalls eine mit dem Statorstrom zunehmende Amplitude. Im Gegensatz zu den zuerst gezeigten Signalen tritt mit zunehmendem Strom eine Phasenverschiebung auf. Das Verhalten des Teilsignals mit einer Frequenz von 23 Hz, dargestellt in (d), zeigt beinahe keine Abhängigkeit vom Strom.

Die Änderung des nichtlinearen Mischproduktes bei der Frequenz von 9 Hz (vgl. Abb. 4.17(a)) wurde schon in Abschnitt 4.2.1 diskutiert. Neben der Stromabhängigkeit wurde auch der Entstehungsmechanismus des Mischproduktes untersucht. Für das Signal der Änderung des Statorstrombetrags ergibt sich keine Phasenverschiebung. Dies kann ebenfalls als Hinweis darauf gewertet werden, dass das Mischprodukt durch die Wechselwirkung der Rotoranisotropie mit der d-Achsenwinkeländerung entsteht.

Das Mischprodukt der Frequenz von 18 Hz zeigt das beinahe identische Verhalten wie das Teilsignal des Sinus bei 9 Hz. Die maximale Signalamplitude beträgt mit maximal 0.15 VA lediglich einen Bruchteil des 9 Hz-Signals. Für die Beschreibung des Oberschwingungsverhaltens des Sinussignals ist dieser Teilbetrag somit auch nicht unbedingt notwendig, da die Amplitude des Teilsignals in der Rauschamplitude des Signals verschwindet.

Das Teilsignal bei 19 Hz zeigt ebenfalls die diskutierte Stromabhängigkeit für die Amplitude. Ihr Maximalwert beträgt 0.3 VA. Im Gegensatz zu den beiden Mischprodukten von 9 und 19 Hz ergibt sich eine Phasenverschiebung mit zunehmendem Strom von einem Winkel mit beinahe 90° .

Das Teilsignal von 23 Hz weicht vom Verhalten der anderen nichtlinearen Mischprodukte ab. Seine Amplitude nimmt mit zunehmendem Strom zunächst zu, um dann wieder auf eine Amplitude nahe Null abzusinken. Das Maximum der Amplitude beträgt 0.15 VA und verschwindet somit im Rauschen des reinen Sinussignals aus Abbildung (vgl. Abb. 4.11(b)).

Für das Cosinussignal zeigt sich entsprechendes Verhalten (vergleiche dazu Anhang C.5).

Im nächsten Abschnitt soll das Oberschwingungsverhalten des Sinus- und des Cosinussignals kompensiert werden. Damit wird eine geberlose Regelung trotz starkem Oberschwingungsverhalten ermöglicht.

4.2.2. Oberschwingungskorrektur für das Arbitrary Injection Verfahren

In der Diskussion des Oberschwingungsverhaltens des Arbitrary Injection Verfahrens konnte gezeigt werden, dass der Signalbeitrag der Rotoranisotropie zum Signalspektrum des Sinus- und Cosinussignals über den gesamten Betriebsbereich konstant bleibt. Für die Bestimmung des Oberschwingungsverhaltens wurden Rotor und Stator getrennt voneinander analysiert. Im Regelbetrieb des Antriebs überlagern sich diese Effekte. Durch das synchrone Umlaufen von Rotor und Statorfeld fallen alle Frequenzen der einzelnen Teilsignale mit der Rotorfrequenz bzw. deren Harmonischen zusammen. Das Signal der Rotoranisotropie wird demzufolge von den anderen stark stromabhängigen Teilsignalen überlagert. Durch die erhebliche Stromabhängigkeit der Signalamplitude wird der Signalanteil der Rotoranisotropie überlagert und ist daher nicht mehr sichtbar (vgl. Kap. 4.2.1). Nach dem bisherigen Stand der Technik bedeutete dies, dass ein Motor, der solches Oberschwingungsverhalten zeigt, geberlos nicht zufriedenstellend geregelt werden kann [30]. Eine Regelung dieser Maschinen bedurfte der Auswertung weiterer Größen, um eine eindeutige Zuordnung der Signale zur Rotorlage zu erreichen. In [30] wird zusätzlich zu dem Sinus- bzw. Cosinussignal auch das

Admittanzsignal zur Lageerfassung genutzt.

Der hier neu präsentierte Ansatz weicht von diesem Vorgehen ab. Er nutzt die Eigenschaft des konstanten und nicht verschwindenden Signalbeitrages der Rotoranisotropie im Sinus- und Cosinussignal aus. Dazu werden die überlagernden Oberschwingungen in den aktuell berechneten Sinus- und Cosinussignalen mit Hilfe der Auswertungen aus Kapitel 4.2.1 und Anhang C kompensiert. Als Folge der 'Linearisierung' enthalten das Sinus- und Cosinussignal nur noch das Messrauschen und das Teilsignal, welches der Rotoranisotropie zuzuordnen ist. Die linearisierten Signale können dann analog einer 'ideal' anisotropen Maschine ausgewertet werden.

Dieser Kompensationsansatz ist möglich, da sämtliche relevanten Oberschwingungswinkel aus dem Winkel der Rotorlage φ_{el} und dem Winkel des Statorstroms φ_{α} berechnet werden können. Dies ist auf die Definition der rotor- und statorfesten Koordinatensysteme zurückzuführen (vgl. auch Abb. A.1, sowie Gleichung A.13). Der Statorstromwinkel wird über die Auswertung der Strommesswerte des aktuellen Abtastschrittes k nach der Gleichung A.12 bestimmt. Der benötigte Rotorwinkel entspricht dem aktuellsten Schätzwert des Lagebeobachters. Der d-Achsenwinkel kann entweder entsprechend der Gleichung A.11 aus den Sollwerten des Stromreglers errechnet werden oder aus der Gleichung A.12. Die Winkel der Oberschwingungen können ebenfalls aus diesen Winkeln berechnet werden. Die Winkel der in Kapitel 4.2.1 diskutierten Oberschwingungen werden wie folgt berechnet:

$$\varphi_{Mix\ 1} = \varphi_{el, Schätz} + \varphi_{\alpha} \quad (4.12)$$

$$\varphi_{Mix\ 2} = 2 \cdot \varphi_{Mix\ 1} \quad (4.13)$$

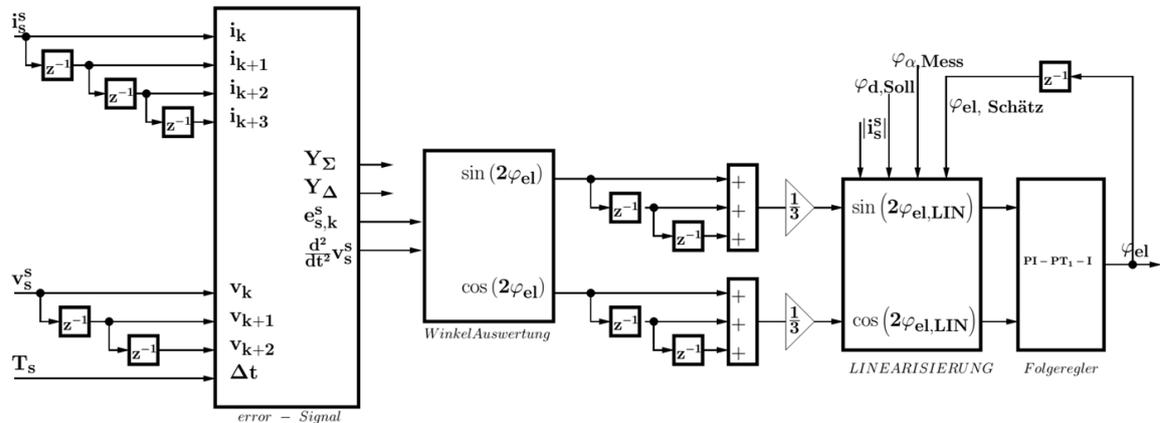
$$\varphi_{Mix\ 3} = 3 \cdot \varphi_{el, Schätz} + \varphi_{\alpha} \quad (4.14)$$

$$\varphi_{Mix\ 4} = 3 \cdot \varphi_{el, Schätz} - \varphi_{\alpha} \quad (4.15)$$

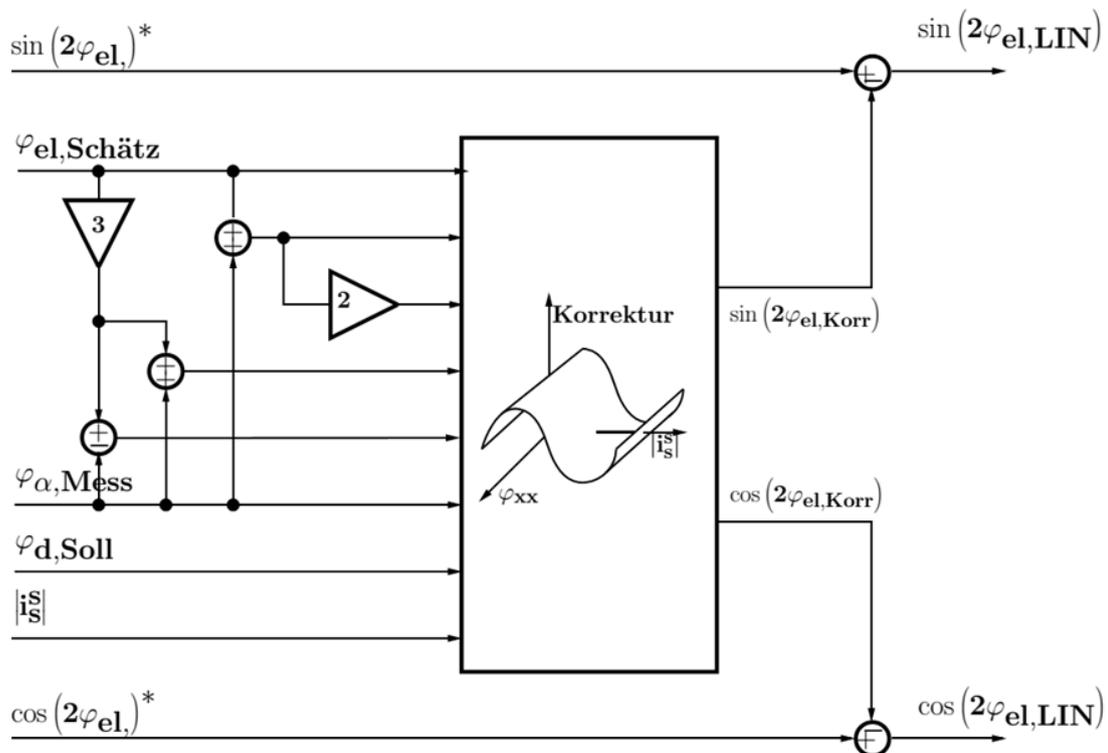
$$(4.16)$$

Neben der Berechnung der relevanten Winkel ist die genaue Kenntnis des Oberschwingungsspektrums für den Kompensationsansatz eine weitere Voraussetzung. Mit entscheidend ist dabei, dass die einzelnen Oberschwingungen auch ihrer jeweiligen physikalischen Ursache zugeordnet werden können. Auf diese Weise ist auch für den Fall der synchronen Rotation von Stator und Rotor eine gezielte Kompensation von einzelnen Stator- und Rotoreffekten möglich.

Für die Umsetzung der Linearisierung eignen sich die direkten Ergebnisse der Fourieranalyse nur bedingt. Die Ergebnisse liegen nach der Auswertung der Messungen entsprechend der Gleichung 3.25 vor. Um die Ergebnisse möglichst kompakt und mit wenig Rechenaufwand in die geberlose Regelung zu integrieren, werden die Signale nicht in Form von Koeffizienten und Gleichungen abgelegt. Die Darstellung der Fourieranalyse der Sinus- und Cosinussignale wird in eine Darstellung entsprechend der Abbildungen 4.14 bis 4.17 (bzw. Abbildungen C.2 bis C.5) überführt. Die Darstellung entspricht einem zweidimensionalen Kennfeld, dessen unabhängige Variablen der Statorstrombetrag und der zugehörige Winkel (φ_{el} , φ_{α} , φ_d , $\varphi_{Mix1 \dots Mix4}$) sind. In Rahmen dieser Arbeit werden sämtliche Oberschwingungsanteile korrigiert. In weiteren Experimenten ist zu klären, ob tatsächlich alle Komponenten der



(a)



(b)

Abbildung 4.18.: (a) Signalfussplan des modifizierten Arbitrary Injection Verfahrens. (b) zeigt die Bildung der notwendigen Winkelsignale sowie die eigentliche Linearisierung. Das Oberschwingungsverhalten ist als eine Reihe von Kennfeldern hinterlegt und wird von den aktuellen Messwerten subtrahiert.

Lagesignale linearisiert werden müssen, oder ob es ausreichend ist, nur die Signale mit den größten Amplitudenbeträgen zu berücksichtigen. In Abbildung 4.18(a) ist der Signalflussplan der Linearisierung dargestellt. Vor der eigentlichen Linearisierung werden die Sinus- und Cosinussignale durch einen gleitenden Mittelwertfilter gefiltert, dessen Wirkung in Abbildung 3.28 deutlich wird. Die Lageinformation des Rotors wird durch den Arbitrary Injection Formalismus vom Trägersignal der HF-Injektion getrennt. Es ist daher möglich, das Trägersignal für die Lageauswertung herauszufiltern ohne an Informationsgehalt in den ausgewerteten Signalen zu verlieren. Um den Einfluss des Rauschens zu reduzieren, können auch weitere Filter eingesetzt werden. Diese können entweder weitere Frequenzen gezielt eliminieren (z.B. als gleitender Mittelwertfilter unterschiedlicher Länge) oder als Kantenfilter ganze Frequenzbereiche gezielt dämpfen.

4.2.3. Nordpol-Identifikation des Arbitrary Injection Verfahrens

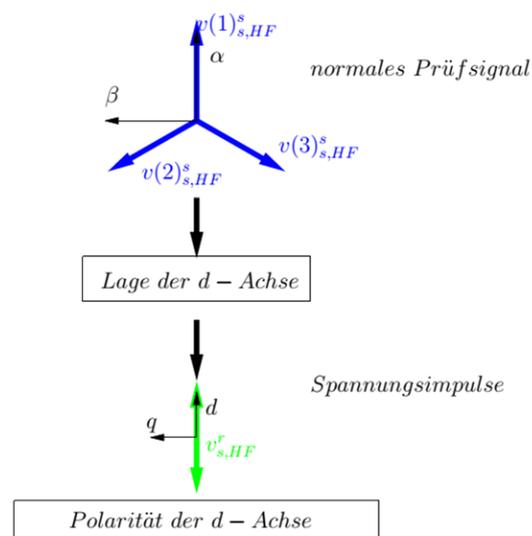


Abbildung 4.19.: Dargestellt ist der Ablauf der Identifikation der Polarität der d-Achse. Nach der Lagermittlung der d-Achse mit Hilfe des Arbitrary Injection Verfahrens werden Spannungspulse in die Richtung der d-Achse gegeben. Die Stromantwort des Motors wird ausgewertet.

Wie aus Gleichung 2.21 hervorgeht, wird mit anisotropiebasierten geberlosen Regelungsverfahren nur die Lage der d-Achse detektiert. Die Lage der d-Achse ist nur auf 180° eindeutig. Um für die zu regelnde Maschine die korrekte Polarität der d-Achse festzulegen, werden in der Literatur verschiedene Verfahren vorgeschlagen [86, 87, 88, 89, 90]. Die Kenntnis der Polarität ist entscheidend für die Garantie des korrekten Regelsinns. Ein um 180° falsch identifizierter Lagewert verursacht eine Inversion des Drehmomentvorzeichens und somit auch eine Inversion des Vorzeichens des Drehzahlreglers.

Um die korrekte Polarität der d-Achse zu identifizieren, wird ein an [91] und [86] angelehntes Verfahren genutzt. Dazu werden nach erfolgreicher Identifikation der d-Achse mit Hilfe des Arbitrary Injection Verfahrens gezielt HF-Spannungspulse in deren Richtung gegeben. Die Spannungspulse erfolgen mit positivem und negativem Vorzeichen und sind rechteckförmig, ihre Frequenz beträgt 1 kHz. Die Stromantwort des Motors entsprechend seines Sättigungsverhaltens (vgl. Kapitel 2.2.2) wird ausgewertet.

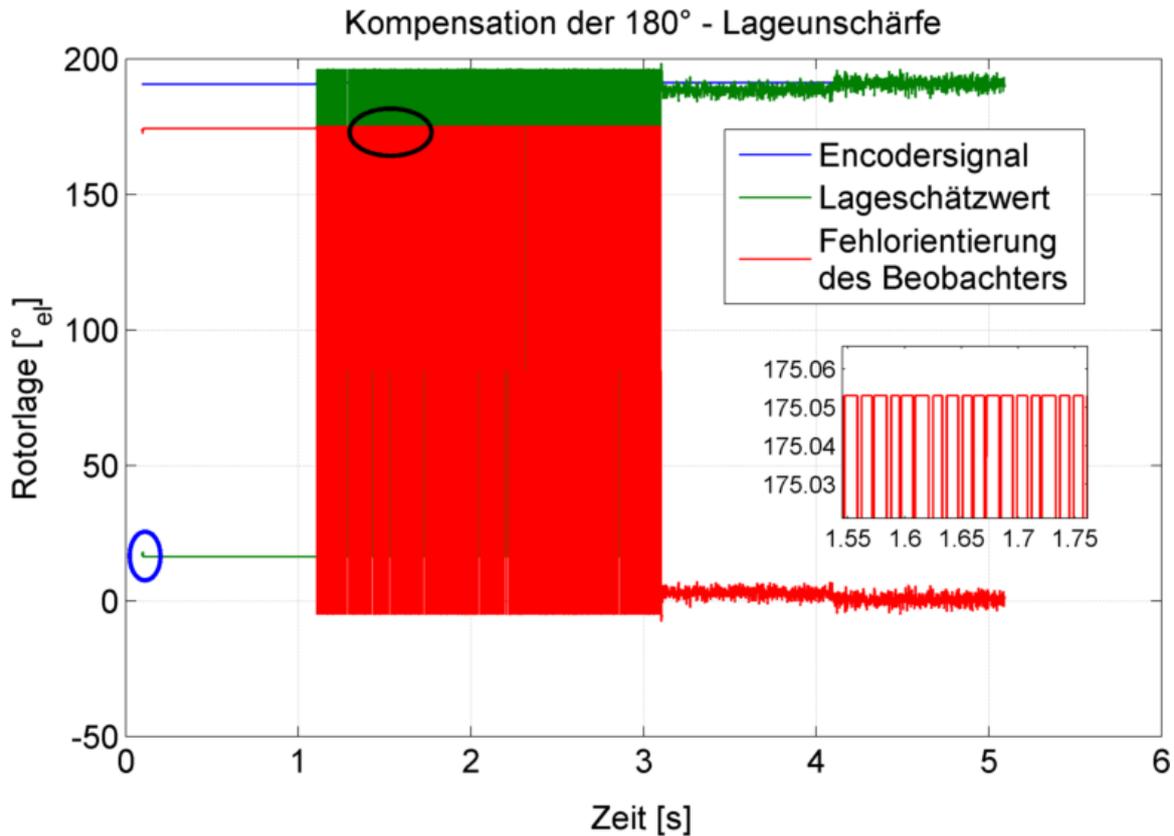


Abbildung 4.20.: Dargestellt ist der Schätzwert des Lagesignals, bei dem die Polarität der d-Achse ermittelt wird. Neben dem Schätzwert der Lage ist das Encodersignal und das Signal der Fehlorientierung des Lageschätzwertes mit aufgetragen. Der mit der schwarzen Ellipse markierte Bereich wird vergrößert im Inset mit dargestellt.

Der Ablauf der Polaritätserkennung ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Beim Umschalten vom Arbitrary Injection Verfahren auf die Polaritätserkennung werden die Integratoren des Folgereglers angehalten. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Maschine steht. Dadurch ist sichergestellt, dass die Lage der d-Achse im Stator festgehalten wird. Die Veränderung des Injektionssignals hat so keine Auswirkung auf die Lageauswertung. Es werden nur noch der reine Stromanstieg bzw. der Betrag des sich einstellenden Stromes ausgewertet, um den Nordpol zu identifizieren. Durch das 'Einfrieren' des Folgereglers durchläuft dieser keinen erneuten Einschwingvorgang (vgl. Abb. 4.6(b)), wenn wieder auf das Arbitrary Injection Verfahren umgeschaltet wird. Dies erfolgt nach zwei Sekunden (vgl. Abb. 4.20).

Bei der Auswertung der Stromantwort der permanentmagneterregten Synchronmaschine muss darauf geachtet werden, dass sie unterhalb einer kritischen Grenze liegt. Die Lage des kritischen Stromes kann in einer ersten Näherung gut an dem stromabhängigen Verhalten der nichtlinearen Mischprodukte abgelesen werden (vgl. Abb. 4.13). Spätestens ab der Stromstärke, bei der die Summe der Oberschwingungsamplituden aus den Mischprodukten die der Rotoranisotropie übersteigt, kann die Korrektheit der vorgestellten Lageidentifikation nicht mehr garantiert werden. Um eine lageabhängige Stromgrenze zu identifizieren, kann der Linearisierungsbeitrag analog dem Signalflussplan aus Abbildung 4.18(a) ermittelt werden.

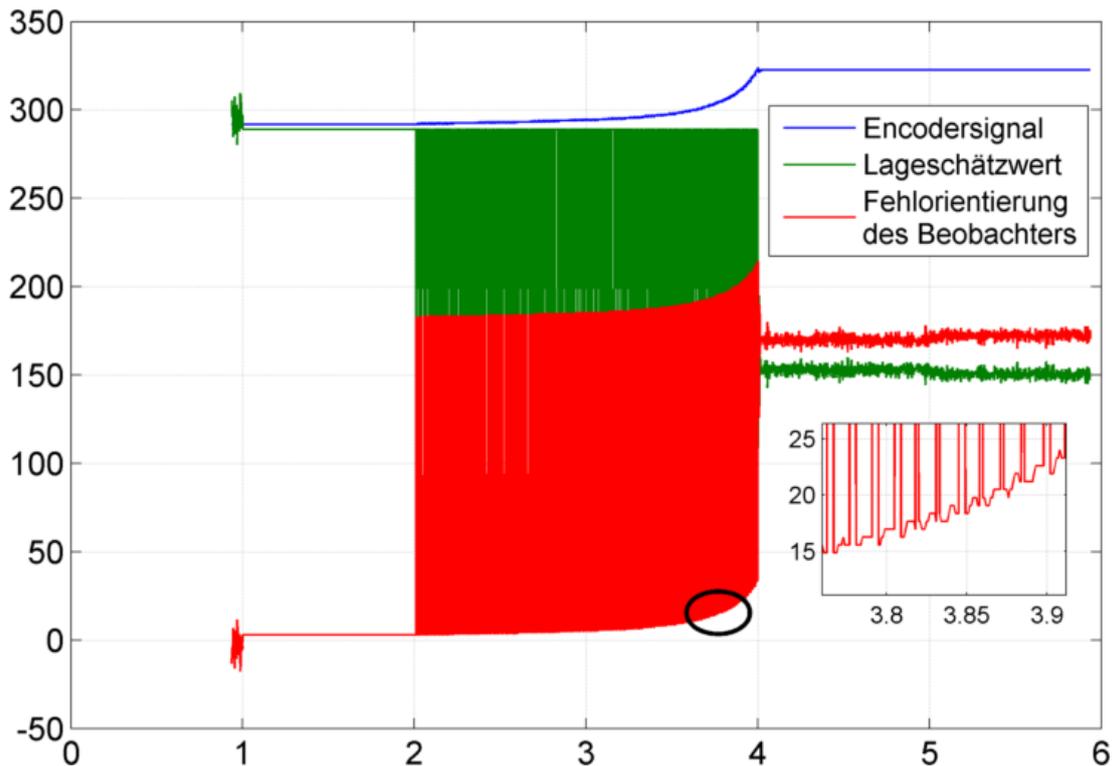


Abbildung 4.21.: Dargestellt ist der Schätzwert des Lagesignals, wenn die Erkennung der Polarität der d-Achse fehlschlägt. Neben dem Schätzwert der Lage ist das Encodersignal und das Signal der Fehlorientierung des Lageschätzwertes mit aufgetragen. Der Bereich, welcher mit der schwarzen Ellipse markiert ist, wird vergrößert im Inset mit dargestellt.

In 4.20 ist der Systemstart der geberlosen Regelung dargestellt. Das Anhalten des Folgereglers sowie das Abschalten der HF-Spannungsinjektion ist mit einer blauen Ellipse markiert. Die Fehlorientierung des Lagesignals beträgt 180° . Nach dem Einschalten der 1 kHz Spannungspulse schwankt das Signal der Fehlorientierung aufgrund von Messrauschen zwischen 0 und 180° . Bei vergrößerter Betrachtung des Fehlorientierungssignals kann man erkennen, dass im zeitlichen Mittel die Polarität der d-Achse einwandfrei identifiziert wird. Durch die Addition von 180° auf den Ausgang des Folgereglers kann die Fehlorientierung behoben werden, ohne dass in den Folgeregler eingegriffen werden muss.

In Abbildung 4.21 ist die Auswirkung des Überschreitens des kritischen Stromes dargestellt. Durch den zu großen Strom geht die Sättigung des Eisens in einen Bereich, in dem das Statorblech nicht mehr den kompletten magnetischen Fluss führen kann. Dies führt zu einer Verdrängung des Statormagnetfeldes aus der d-Achse, durch diese Verdrängung können das Feld der Permanentmagnete und des Stators ein Drehmoment generieren. Durch das lange Einwirken des Drehmoments wird schließlich der Rotor aus seiner Ruhelage fortgedreht. Der gesperrte Folgeregler kann dieser Lageänderung nicht folgen und die Auswertung der Fehlorientierung schlägt fehl. Im vergrößerten Bereich zeigt sich jedoch auch, dass im zeitlichen Mittel die Fehlorientierung (in diesem Fall 0°) korrekt erkannt wird. Als Abhilfemaßnahme kann an dieser Stelle die Dauer der Polaritätserkennung reduziert werden. Dadurch tritt die Lageänderung gar nicht erst auf.

4.2.4. Funktionsnachweis der Oberschwingungskorrektur

Im folgenden Abschnitt werden Messergebnisse präsentiert, mit denen die Funktion der Oberschwingungskorrektur nachgewiesen wird. Für diese Messungen wird der Prüfling im Stromregelmodus betrieben und ist mit der Lastmaschine über eine Kupplung verbunden. Die geberlose Regelung wird im Closed-Loop-Modus betrieben, der Lagegeber läuft für die Messung mit, wird allerdings nicht für die Regelung verwendet. Die Lastmaschine wird entweder im Drehzahl- oder Drehmomentregelmodus betrieben. Die geberlose Regelung bzw. die Funktionalität der Oberschwingungskorrektur wird auf ihre Robustheit hin untersucht.

Im ersten Testfall wird die Lastmaschine drehzahl geregelt betrieben, ein konstanter Drehzahlwert ist eingeregelt. Der Prüfling wird bei einem eingeregelten q-Strom von 2 A betrieben. Es erfolgt eine Sollwertänderung auf 8 A. Der zeitliche Verlauf des Sollstromes und des gemessenen Stromes ist in Abbildung 4.23(b) dargestellt.

Ziel dieses Testfalles ist, die Auswirkung der Oberschwingungskorrektur auf die Genauigkeit der Lageschätzung untersuchen zu können. Man kann in Abbildung 4.23(a) deutlich erkennen, dass der Folgeregler für den Lagewinkel durch diesen Stromsprung in seiner Genauigkeit stark beeinflusst wird. Der Stromsprung findet zu der Messzeit 3 s statt. Vor dem Stromsprung schwankt der Wert der Fehlorientierung in einem Bereich von 2° - 10° . Im zeitlichen Mittel beträgt die Fehlorientierung ca. 5° .

Bei der Betrachtung des Fehlorientierungssignals in Abb. 4.23(a) (rotes Signal) fällt auf, dass der Winkelfehler kurz nach dem Stromsprung auf bis zu 20° ansteigt. Im folgenden Betrieb wird diese Winkelabweichung ausgeregelt und strebt einem zeitlichen Mittelwert von ca. 7.5° entgegen. Dies bedeutet, dass der größte Teil des Winkelfehlers, der durch den Stromsprung hervorgerufen wird, durch die Kompensation der Oberschwingungen erfolgreich neutralisiert wird. Ein relativ kleiner Teil des strominduzierten Winkelfehlers von ca. 2.5° bleibt bestehen.

Die Wirkung der Oberschwingungskorrektur wird deutlich, wenn das gleiche Experiment für einen nicht Oberschwingungskompensierten Beobachter durchgeführt wird. Der Betrag der Fehlorientierung steigt nach dem Stromsprung wie im kompensierten Fall auf bis zu 20°

an (vgl. Abb. 4.22). Die Fehlorientierung des Beobachterwinkels kann durch den Folgeregler im weiteren Betrieb im Mittel nur auf ca. 15° verringert werden.

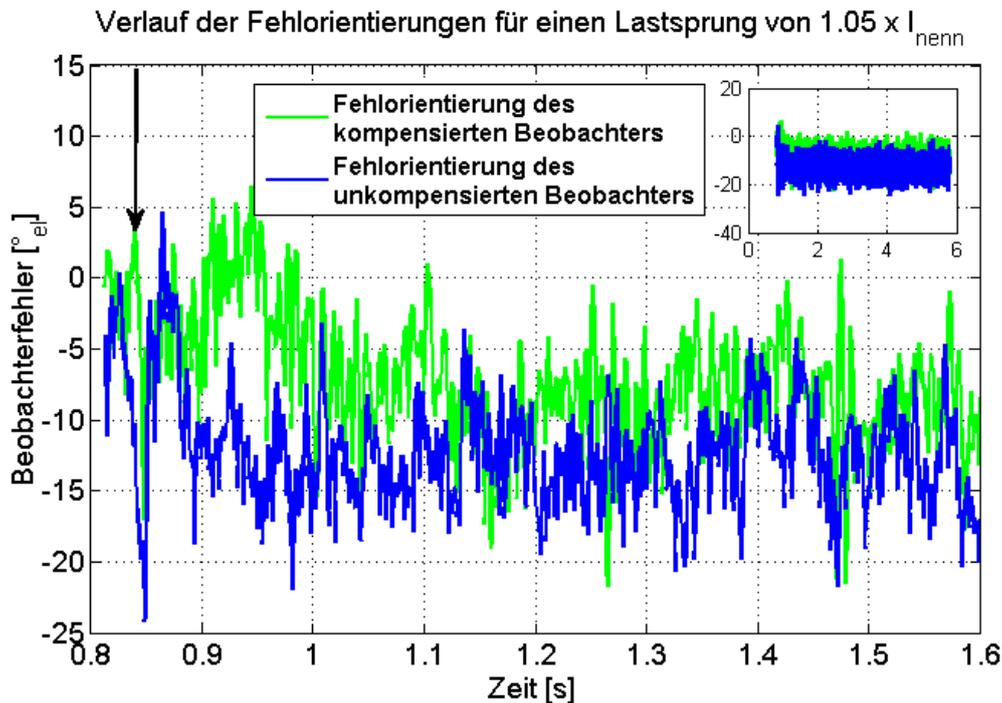
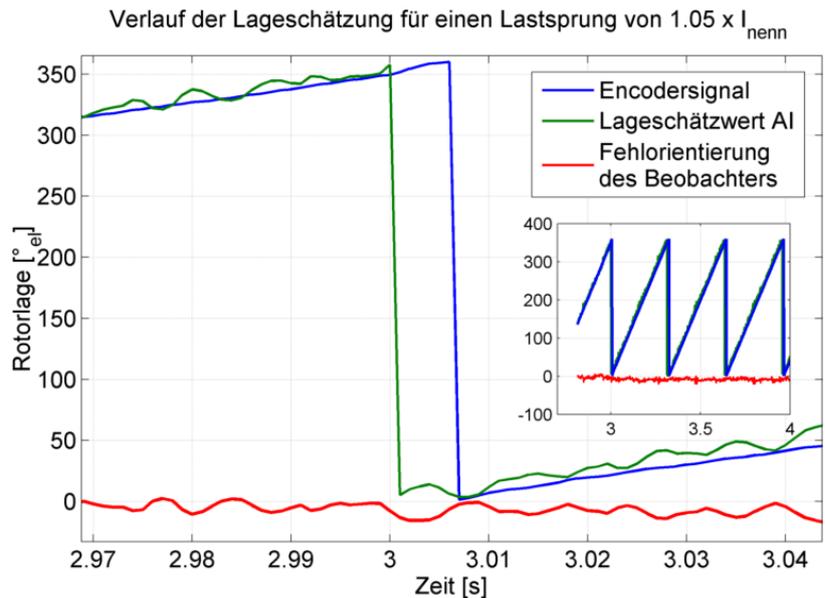
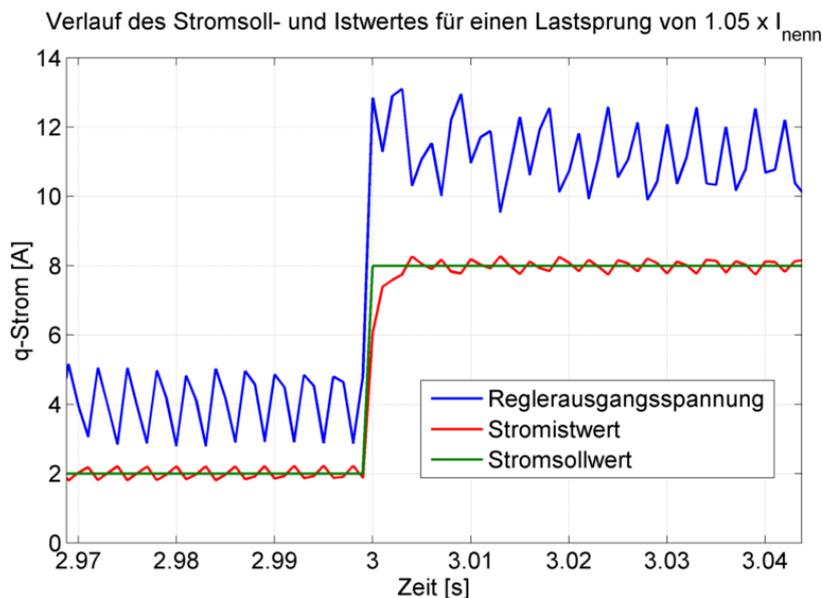


Abbildung 4.22.: Dargestellt ist die Fehlorientierung des Beobachters für einen Stromsprung von 6 A. Es zeigt sich, dass die Kompensation der Oberschwingungseffekte die Fehlorientierung durch die Oberschwingungseffekte bei einem Maschinenstrombetrag von 8 A ungefähr halbiert. Die Fehlorientierung befindet sich somit in einem Bereich von im Mittel $7\text{-}8^\circ$. Der Zeitpunkt des Stromsprungs ist durch einen schwarzen Pfeil markiert. (Die absoluten Zeitskalen der Messungen wurden für eine bessere Darstellbarkeit nachträglich harmonisiert.)

Der gezeigte Testfall ist gut dazu geeignet, die Auswirkung der Oberschwingungskompensation zu quantifizieren. Der beschriebene Fall kann allerdings keine Aussage darüber treffen, ob die Kompensation dafür ausreicht, die auf dem Winkelbeobachter basierende Stromregelung stabil zu halten. Zu diesem Zweck wird ein weiterer Testfall generiert. Im Rahmen dieses zweiten Tests wird dem Stromregler des q-Stroms (eingestellt nach dem Betragsoptimum [34]) ein sinusförmig verlaufender Sollwert vorgegeben. Das gerberlose Schätzverfahren wird im Closed-Loop-Modus betrieben, d. h. nur der geschätzte Rotorlagewert wird von der Stromregelung ausgewertet. Es wird für die Messung nur das überschwingungskompensierte Arbitrary-Injection Verfahren verwendet. Der Winkelsensor des Prüflings läuft zu Messzwecken rein passiv mit. Während dieses Tests wird der Prüfling mit der Lastmaschine (vgl. Anhang B.1.5 und Tabelle B.7) belastet. Die Lastmaschine wird dabei drehzahl geregelt betrieben. Der Vorgabewert des Reglers beträgt 0 Nm, so dass nur das Reib- und das Trägheitsmoment des Getriebes als Belastung für den Prüfling wirken.



(a)



(b)

Abbildung 4.23.: (a) Dargestellt ist das Verhalten des Lagesignals des Beobachters bei einem Stromsprung von 6 A. Der Stromsprung findet zu dem Zeitpunkt von 3 s statt. In Folge des Stromsprungs steigt die Fehlerorientierung des Winkelbeobachters auf bis zu 20° an. Durch den Folgeregler wird die Abweichung dann auf einen mittleren Wert von 7.5° reduziert. (b) Dargestellt ist ein Stromsprung von 6 A im geberlosen Betrieb des Prüflings. Dies entspricht einem Stromsprung von der Größenordnung des Nennstromes. In Blau ist das Reglerausgangssignal des q-Stromreglers dargestellt, in Rot der gemessene Istwert des Stromes und in Grün der Stromsollwert.

Neben der reinen Belastung wird das Schätzverfahren für die Rotorlage bei einer Umkehr der Bewegungsrichtung auch durch das nichtlineare Verhalten des Getriebes gefordert. Das Getriebe zeigt eine Totzone in seiner Lage-Drehzahl-Charakteristik, die durch das Getriebespiel hervorgerufen wird. Die Last des Prüflings wirkt bei einer solchen Bewegungsumkehr so, als ob sie mit einer sehr weichen Kupplung an den Prüfling gekoppelt wäre.

In dem hier vorliegenden Fall wird ein maximaler q-Stromsollwert von 4 A vorgegeben (vgl. Abb. 4.24(a), rotes Signal). Die Frequenz des Sollwertes beträgt dabei 0.25 Hz. Man kann erkennen, dass zu jedem Zeitpunkt der Stromwert dem Sollwert entspricht. Durch den eingepprägten q-Strom beschleunigt der Prüfling die Last auf eine maximale Drehzahl von knapp 100 rpm und verzögert diese im Anschluss bis zum Nulldurchgang. Der Rotor der Lastmaschine wird draufhin dem Drehmomentverlauf entsprechend auf eine Drehzahl von -100 rpm beschleunigt.

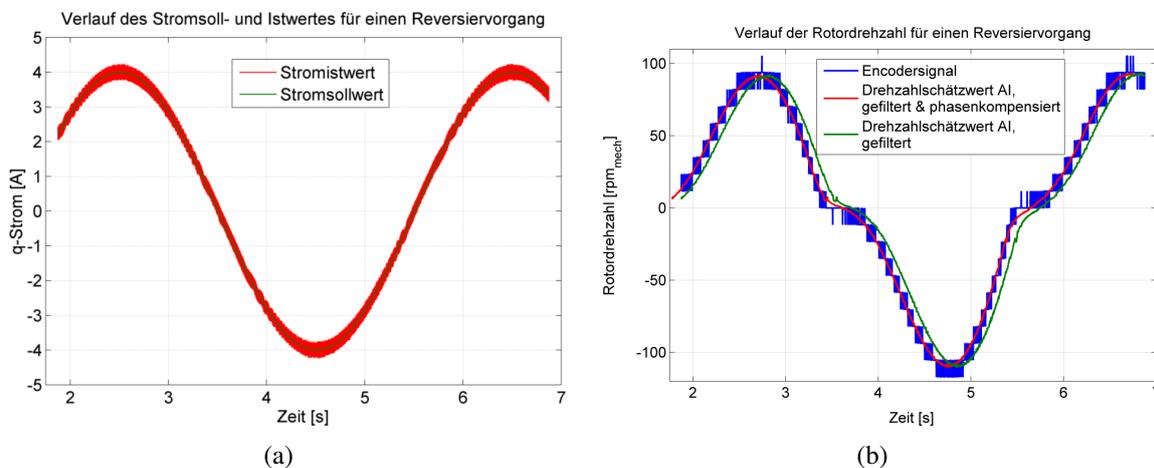


Abbildung 4.24.: (a) zeigt den Verlauf des Stromsoll- und Stromistwertes (rot, blau). Durch die Spannungsinjektion zur Lageermittlung zeigt der Stromistwert ein deutliches Rauschen. (b) zeigt den Verlauf der tatsächlichen und geschätzten Drehzahl des Prüflings. Das Rohsignal wird mit Hilfe eines PT_1 -Gliedes mit einer Zeitkonstante von 0.1 s gefiltert. Die Phasenverschiebung durch das Filter wurde kompensiert um die Qualität der Drehzahlschätzung bewerten zu können.

Es zeigt sich, dass der Verlauf der Geschwindigkeit kurz vor dem Nulldurchgang der Drehzahl eine Unstetigkeit aufweist. Man kann diese Unstetigkeit mit der weichen Kopplung der Last und durch das Reibmoment der Lastmaschine erklären. Der Bereich des Zahnflankenspiels des Getriebes wird durchlaufen, und sobald die Totzone des Getriebes durchschritten ist, wirkt das Trägheitsmoment des Lastmotors als Laststörung, welche durch den Folgeregler ausgeregelt wird. Dies zeigt sich im nichtlinearen Verlauf des Drehzahlsignals in Abbildung (b) sowie im Verlauf des Lageschätzwertes in Abbildung 4.25. Gegen diesen Erklärungsansatz spricht der glatte monotone Verlauf des Encodersignals, welches keinerlei Unstetigkeiten aufweist.

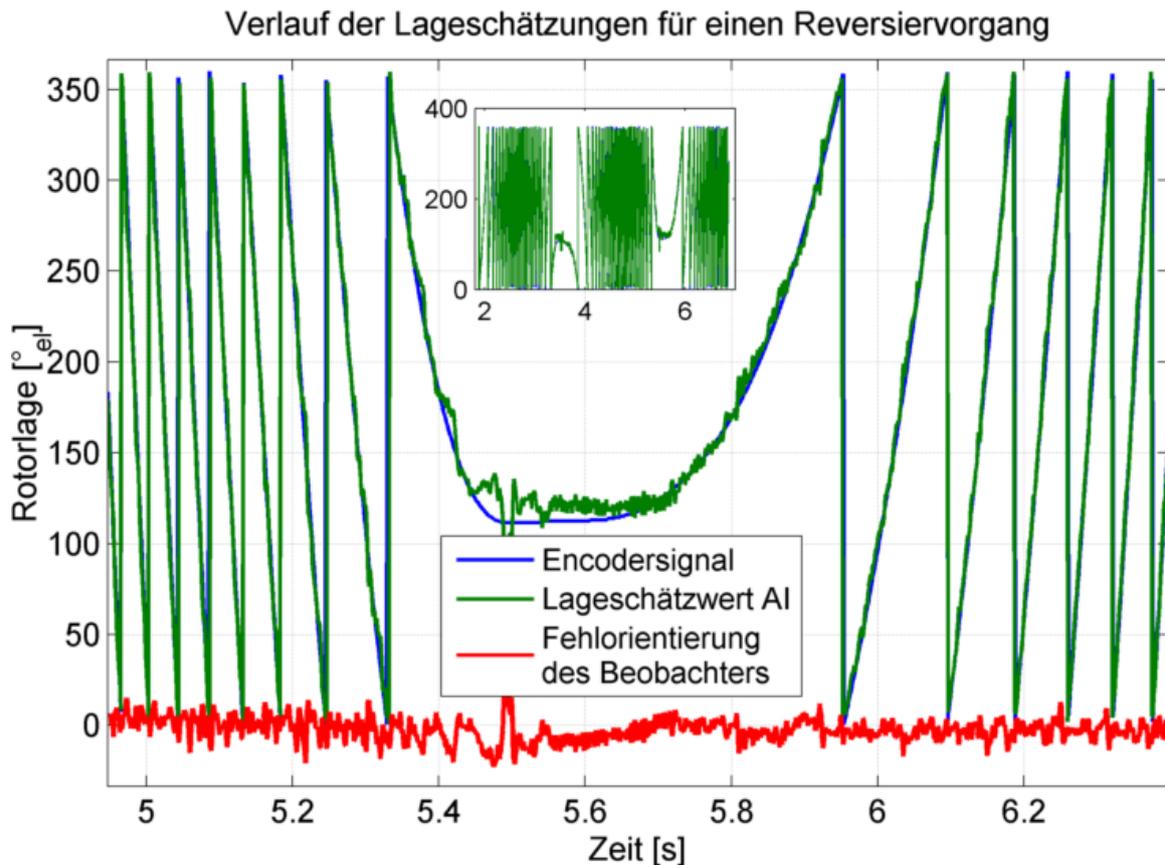


Abbildung 4.25.: Dargestellt ist eine Umkehr der Bewegungsrichtung des Prüflings. Der Prüfling wird nur mit dem Trägheitsmoment und dem Reibmoment des Getriebes belastet. Kurz vor dem Stillstand des Antriebes zeigt der Verlauf der Lageschätzung eine Unstetigkeit. Dieses Verhalten kann mit einer Wechselwirkung von Stromregler und Spannungsinjektion erklärt werden. Das Inset zeigt den Signalverlauf für den wiederholten Reversiervorgang.

Der Verlauf der Unstetigkeit des Winkelschätzers (vgl. Abb. 4.25) muss also auf andere Art begründet werden. Eine weitere Erklärung für dieses Verhalten ist der Einfluss des Injektionssignals auf die Reglerausgangsspannung während der Verzögerung des Antriebs bis zum Stillstand. Kurz vor dem tatsächlichen Stillstand wird die Einschaltdauer der einzelnen Halbleiterschalter des Umrichters sehr kurz. Bei einem weiterhin konstanten Injektionssignal (d.h. konstanter Signalamplitude der Spannungsinjektion) wird die Stellgröße für den q-Strom durch dieses deutlich verzerrt. Die Einschaltdauer des Leistungshalbleiters wird durch das Injektionssignal und nicht durch die Sollspannung des Stromreglers dominiert. Dadurch entsteht eine Abweichung des Stromistwertes. Damit entsteht im Beobachter diese nicht real messbare Fehlorientierung der Rotorlage, die dann im Stillstand von dem Folgeregler ausgeregelt wird. Diese Argumentation wird durch die Tatsache gestützt, dass die Fehlorientierung des Folgereglers bei einem Beschleunigungsvorgang nicht auftritt. Hier sind die Reglerausgangssignale durch den Beschleunigungsvorgang üblicherweise deutlich größer, eine Verzerrung der Reglerausgangsspannung durch die Spannungsinjektion fällt

nicht ins Gewicht.

Mit Hilfe der beiden vorgestellten Testfälle kann die Wirkung der Oberschwingungskompensation auf die Qualität der Lageschätzung mit dem Arbitrary Injection Verfahren nachgewiesen werden. Die Korrektur der Oberschwingungseffekte ist in der Lage, die Qualität der Lageschätzung wenigstens zu verdoppeln. Des weiteren kann gezeigt werden, dass die geberlose Regelung auch unter dem Einfluss einer Laststörung zuverlässig funktioniert. Das Ziel, die Funktionalität der Lageschätzung nachzuweisen, kann als erfüllt betrachtet werden. Des weiteren kann die durch die Reduktion des Winkelfehlers davon ausgegangen werden, dass der Betriebsbereich der geberlosen Regelung entsprechend erweitert wird. Die geberlose Regelung versagt dann, wenn der Winkelfehler zwischen tatsächlicher Lage und geschätzter Lage zu groß wird. Durch die Reduktion des Winkelfehlers wird diese 'Versagensgrenze' hin zu größeren Strömen verschoben, der Betriebsbereich der geberlosen Regelung vergrößert. Eine Quantifizierung dieses Effektes hat noch zu erfolgen.

4.3. Kombination von Grundwellen- und Arbitrary Injection Verfahren

Um den sicheren geberlosen Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine über den gesamten Drehzahl- und Lastbereich zu gewährleisten, ist es sinnvoll, eine Kombination aus grundwellenbasierten und anisotropiebasierten Verfahren zu wählen. Man kann dies aus den in Kapitel 2.2.3 gezeigten Zeigerdiagrammen (Abbildungen 2.10 und 2.11) ableiten. Mit zunehmender Drehzahl wird die Positionsinformation der grundwellenbasierten Verfahren deutlicher. Der Aufwand, hiermit eine gute Lageschätzung für den Rotor zu erhalten, nimmt dabei mit zunehmender Drehzahl ab. Das Anfahren aus dem Stillstand ist im Rahmen eines grundwellenbasierten Verfahrens nur gesteuert möglich. So existiert im Stillstand bzw. bei kleinen Drehzahlen kein Signal, das zuverlässig nach der Lage ausgewertet werden kann (EMK). Um mit einem reinen Grundwellenverfahren anfahren zu können, muss der Rotor bei frei drehbarer Welle ausgerichtet werden. Anschließend wird die Maschine bis zum Erreichen der kritischen Drehzahl gesteuert betrieben. Die kritische Drehzahl entspricht der Drehzahl, ab der die Lageinformation der EMK mit Sicherheit ausgewertet werden kann.

Prinzipiell ist es möglich, den gesamten Drehzahlbereich der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Hilfe von einem einzigen Verfahren geberlos zu betreiben. Paulus et. al. stellen in [29] eine Möglichkeit vor, wie die Schaltflanken der PWM als Injektionssignale interpretiert werden können. Das Arbitrary Injection Verfahren wird dementsprechend angepasst. Es wird kein spezielles hochfrequentes Spannungssignal mehr injiziert. Es existiert also keine konstante Trägerfrequenz mehr, welche die aufmodulierten Lageinformationen des Rotors transportiert. Des weiteren ist die Verstärkung des Trägersignals durch die Bestimmung der Stromänderungen nicht mehr konstant. Der Informationsbeitrag eines Schaltzustandes wird deshalb stark von der Dauer des Schaltzustandes abhängig: Je kürzer ein Schaltzustand andauert, desto größer ist die Verstärkung seines Beitrages. Der Störabstand sinkt, der Filteraufwand für das eigentliche Lagesignal steigt.

Für den hier dargestellten Fall wurde das Überblenden zwischen den beiden Verfahren aus mehreren Gründen gewählt. Die vorgestellte Maschine zeichnet sich durch ihren großen Anteil an Oberschwingungen aus bzw. es handelt sich um eine 'Oberwellenmaschine'. Das bedeutet, dass die Signale, welche durch das anisotropiebasierte Verfahren ausgewertet werden, stark von den stromabhängigen Oberschwingungen dominiert werden. Dies bedeutet, dass schon relativ kleine Fehler in der Lageschätzung zu großen Auswirkungen auf die Sinus- und Cosinussignale führen können. Im schlimmsten Fall kann so eine Lagefehlschätzung zur Instabilität der Regelung führen. Unter diesen Voraussetzungen erscheint es sinnvoll, wo immer es möglich ist, auf die Nutzung der EMK als eindeutige Quelle der Lageinformation zurückzugreifen. Dies garantiert ein höchstes Maß an Stabilität.

Im Folgenden wird der Funktionsnachweis für das Grundwellenverfahren erbracht. Im Anschluss daran wird die Umsetzung der Kombination des Grundwellenverfahrens und des anisotropiebasierten Verfahrens diskutiert und der entsprechende Funktionsnachweis erbracht.

4.3.1. Umsetzung der Verfahrenskombination

Eine Kombination der zwei geberlosen Regelungsverfahren sollte in der Art und Weise erfolgen, dass ein stabiles und problemfreies Umschalten zwischen den Verfahren möglich ist. Aus der Literatur sind unterschiedliche Ansätze bekannt. So wählen Landsmann et. al. [92] das Grundwellenmodell als führende Informationsquelle aus. Bei niedrigen Drehzahlen wird das versagende Grundwellenmodell durch die Lageinformation aus dem Arbitrary Injection Verfahren gestützt. Diese Unterstützung ist über einen Regelkreis realisiert, welcher die Differenz der Rotorflussrichtungen zu Null regelt.

Die hier praktizierte Verwendung von Folgereglern zum 'Überblenden' bzw. zur Unterstützung eines Verfahrens hat den Vorteil, dass alle Ausgangssignale tiefpassgefiltert sind. Die Ursache für diese Filterung liegt in dem Übertragungsverhalten des Reglers. Als Näherung für die Zeitkonstante des Tiefpassfilters kann die Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Folgereglerkreises angenommen werden. Je nach Einstellung des Folgereglers kann also auf weiteres Filtern der Ausgangssignale zur Rauschunterdrückung verzichtet werden. Diese Eigenschaft kann allerdings auch von Nachteil sein, wenn das Übertragungsverhalten des Folgereglers eine zu große Amplitudendämpfung bzw. eine zu große Phasenverschiebung des Signals hervorruft. Idealerweise werden Folgeregler so ausgelegt, dass sie über einen möglichst großen Frequenzbereich einen linearen Amplituden- und Phasengang haben. Dies ist typischerweise für Auslegungen nach dem Betrags- und dem symmetrischen Optimum der Fall [34].

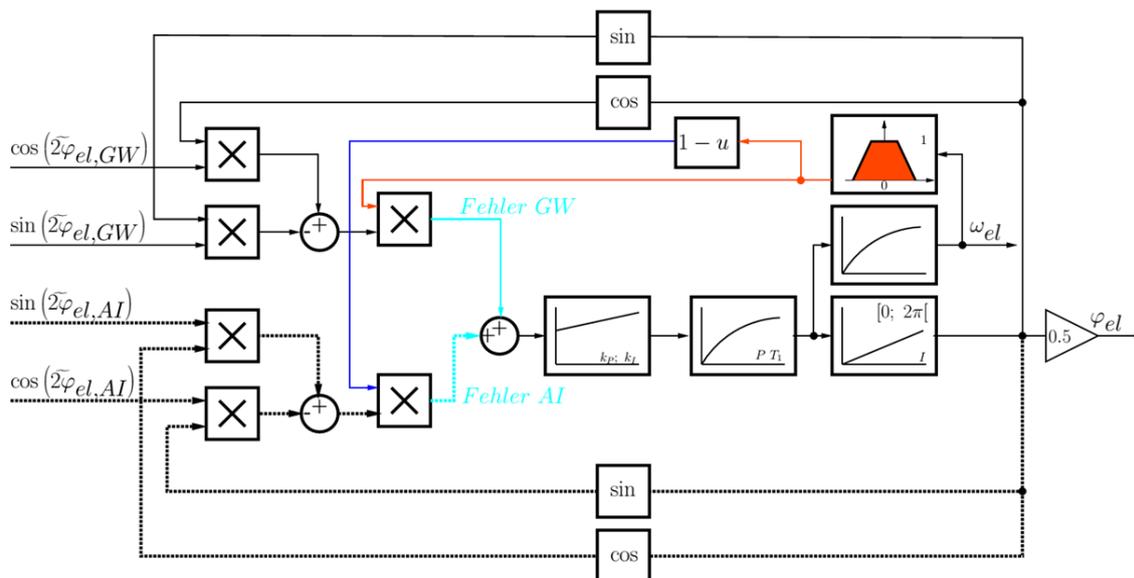


Abbildung 4.26.: Dargestellt ist der Signalflussplan des Folgereglers für die Auswertung der Lageinformation. Der Regler wurde erweitert um zwei Informationsquellen auszuwerten. Die Überlagerung der unterschiedlichen Informationsquellen erfolgt mit Hilfe eines drehzahlabhängigen Gewichtungsfaktors. Die Gewichtung erfolgt linear zwischen 0 und 1. Das Verhalten der Gewichtung ist im Signalflussplan farbig angedeutet. So wird im Bereich kleiner Drehzahlen das Grundwellenmodell nicht berücksichtigt, im Bereich hoher Drehzahlen das Anisotropiemodell nicht.

Perassi wählt im Rahmen seiner Dissertation zwei unterschiedliche Ansätze für die Rückkopplung der überlagerten Lagesignale aus (vgl. Kapitel 5.3 [93]). Im ersten Ansatz wird die Überlagerung der beiden Lagesignale rein proportional zurückgekoppelt. In der zweiten Variante wird die Rückkopplung mit Hilfe von zwei Hystereseschaltern und eines PI-Reglers zurückgekoppelt. Bei der zweiten Variante der Regelung wird die führende Informationsquelle drehzahlabhängig gewählt: Für hohe Drehzahlen wird nur das Lagesignal des Grundwellenmodells genutzt, für niedrige Drehzahlen nur das Signal des Anisotropiemodells. Für den Drehzahlbereich, in dem beide Signale eine gute Qualität zeigen, werden die Signale wie in der ersten Variante überlagert ausgewertet. Das Umschalten zwischen den einzelnen Überlagerungsmodi erfolgt hierbei in digitaler Form.

In Anlehnung an die zweite von Perassi vorgestellte Kombination der Verfahren wird der Winkelfolgeregler aus Kapitel 4.1 modifiziert. Das Umschalten der führenden Informationsquelle soll aufgrund des deutlichen Oberwellenverhaltens möglichst sanft vonstatten gehen. Zu diesem Zweck wird die Gewichtung der relevanten Lagesignale linear mit der Drehzahl verändert. Der Gewichtungsfaktor der Lagesignale wird zwischen den Werten von Null und Eins entsprechend der drehzahlabhängigen Vertrauenswürdigkeit der Verfahren linear variiert. Bei einem Beschleunigungsvorgang ab dem Stillstand wird so vom alleinigen anisotropiebasierten Betrieb zu einem rein grundwellenbasierten Betrieb übergeblendet. Bei einem Verzögerungsvorgang bis zum Stillstand erfolgt das Überblenden in inverser

Reihenfolge.

Die Struktur des Folgereglers für die Lageauswertung wird entsprechend des in Abbildung 4.26 dargestellten Signalflussplanes modifiziert. Neben der Rückkopplung des anisotropiebasierten Signals muss auch das Signal der Grundwelle zurückgekoppelt werden. Um das Signal der Grundwelle mit in den Folgeregler integrieren zu können, muss das Lagewinkelsignal aus Gleichung 2.49 in ein Signal umgewandelt werden, welches dem Sinus- und Cosinussignal entspricht. Die Frequenzen der Grundwellen- und Anisotropiesignale sind aneinander anzugleichen, um eine Auswertung mit einem gemeinsamen Folgeregler zu ermöglichen.

Das Überblendverhalten des oben beschriebenen modifizierten Reglers wurde simuliert. Es entspricht einem Positionierungsvorgang, bei dem der Antrieb aus dem Stillstand heraus auf Nenndrehzahl beschleunigt, dann mit konstanter Drehzahl fährt und zuletzt wieder bis zum Stillstand verzögert. Es werden zwei unterschiedliche Typen des Eingangssignals verwendet (entsprechend den im realen Betrieb zu erwartenden Signalen). Dem Arbitrary Injection Verfahren entsprechend werden stark verrauschte Sinus- und Cosinussignale vorgegeben mit einer Amplitude, die sich deutlich von dem Wert 1 unterscheidet. Dem Grundwellensignal entsprechen Signale mit deutlich kleinerer Amplitude und deutlich reduziertem Rauschanteil. Die Simulationsergebnisse werden in Abbildung 4.27 dargestellt. Es wird das Verhalten für den Fall simuliert, dass mit dem Arbitrary Injection Verfahren die Lage der negativen d-Achse erfasst wurde und dies von der Nordpol-Identifikation bei etwa 2 s erkannt wurde. Es zeigt sich, dass die Fehlorientierung keine Auswirkung auf die Funktionalität des Folgereglers hat. Die Fehllage kann durch eine 180° -Kompensation korrigiert werden. Diese erfolgt idealerweise nach der Winkelregelschleife, somit wird die Lage korrekt erfasst, der Folgeregler in seinem Verhalten aber nicht beeinflusst. Die Simulation zeigt, dass auch das wiederholte Überblenden vom Grundwellen- auf das Anisotropiemodell zuverlässig funktioniert.

Das in Kapitel 2.4 vorgestellte Grundwellenverfahren wird leicht modifiziert, um eine möglichst optimale Nutzung mit dem Arbitrary Injection Verfahren zu ermöglichen. Die Berechnung der Richtung des Stromzeigers durch die 'arctan'-Funktion (vgl. Gleichung 2.46) wird umgestellt auf die Nutzung des Winkelfolgereglers aus Abbildung 4.5.

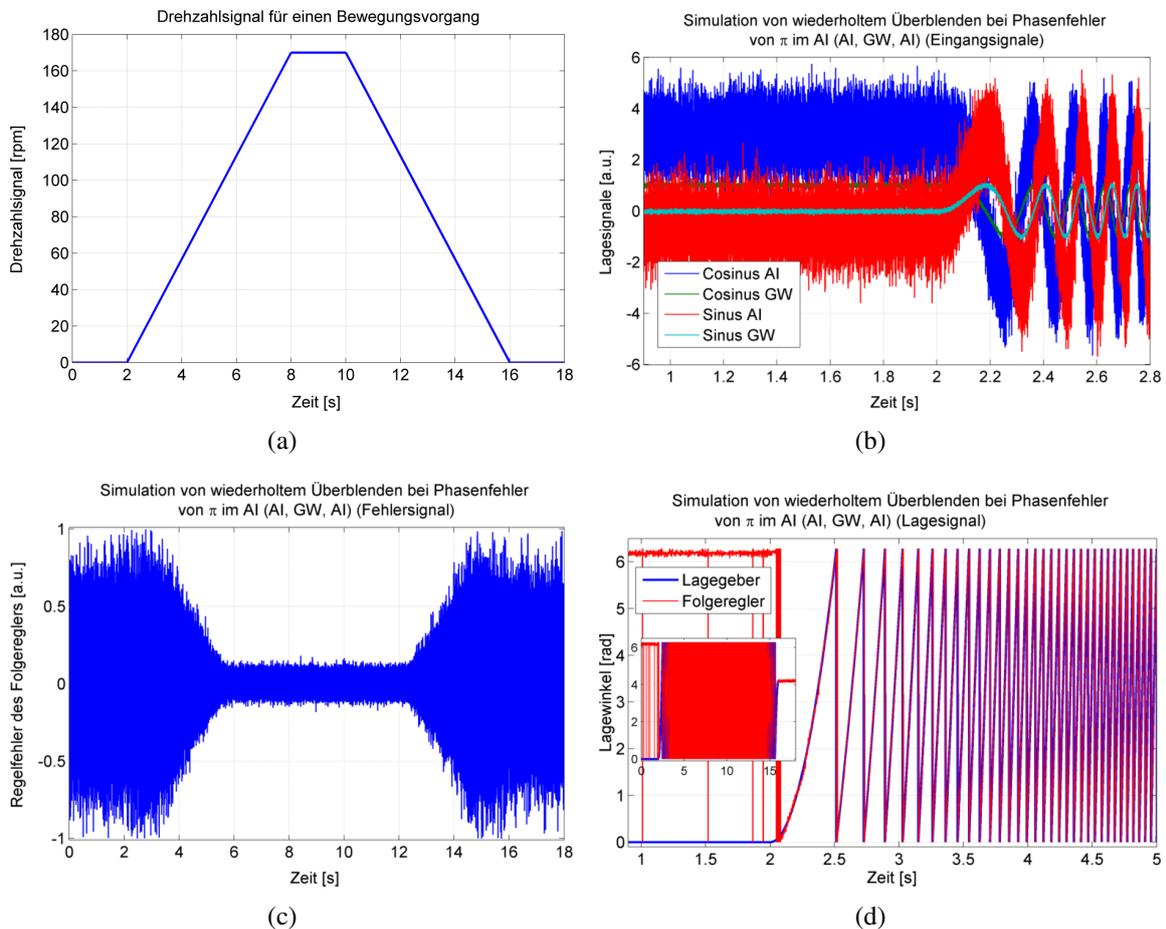


Abbildung 4.27.: (a) Zeigt das Solldrehzahlsignal für die Simulation des Überblendverhaltens. (b) Zeigt die Eingangssignale des Folgereglers. Die Signale haben deutlich unterschiedliche Amplituden. (c) Gibt den Verlauf der Regelabweichung des Folgereglers wider. In dem Zeitbereich, in welchem das Arbitrary-Injection Verfahren ausgewertet wird, ist die Amplitude der Regelabweichung deutlich größer als in dem Zeitbereich, in dem das Grundwellenverfahren ausgewertet wird. Am Verlauf des 'Rauschpegels' kann gut das Überblendverhalten abgelesen werden. (d) Stellt den Verlauf des Istsignals und den des geschätzten Signals dar. Als Inset ist der Verlauf über den vollen Bewegungsvorgang dargestellt. Der Hauptteil des Diagramms zeigt den Bereich des Anfahrens und des Überblendens.

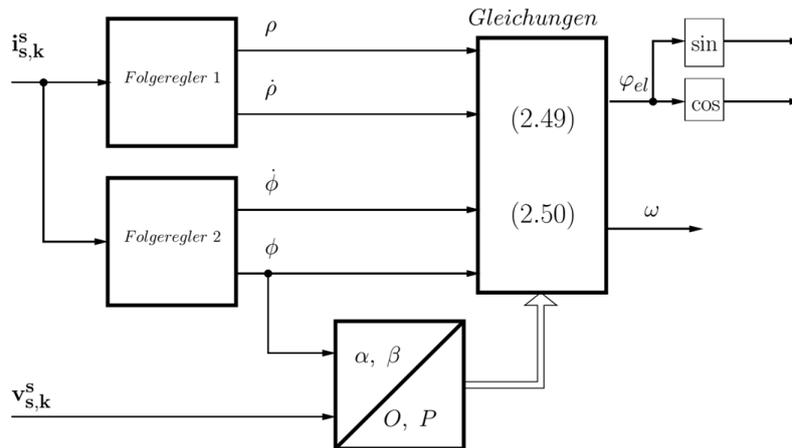


Abbildung 4.28.: Dargestellt ist der modifizierte Signalflussplan des polarkoordinatenbasierten Grundwellenverfahrens. Im Wesentlichen werden die arctan-Funktion und Ableitungen durch Folgeregler Schleifen ersetzt. Der elektrische Winkel wird dann für die Nutzung des gemeinsamen Folgereglers aus Abbildung 4.26 aufbereitet.

Auch die Berechnung des Strombetrages aus Gleichung 2.45 wird durch einen Folgeregler ersetzt. Die Verwendung des Folgereglers hat Vorteile bei der Realisierung des Verfahrens auf einer Zielhardware, da er sehr effizient implementiert werden kann. Wird der Folgeregler nur durch einen I-Regler realisiert, wird auch das Ableitungssignal der Stromänderung mit gebildet, eine extra Differenzierung des Strombetrags ist nicht mehr notwendig.

Die Eingangssignale des Grundwellenverfahrens werden ebenfalls mit dem in Abbildung 3.29 dargestellten gleitenden Mittelwertfilter gefiltert. So werden die hochfrequenten Störeinflüsse der Spannungsinjektion auf das Grundwellenmodell vollständig unterdrückt. Weiterhin wird der Einfluss eines möglichen Betrags- und Phasenunterschiedes des Lagesignals durch unterschiedliches Übertragungsverhalten der beiden Beobachter minimiert.

Um die benötigten Sinus- und Cosinussignale für den gemeinsamen Folgeregler mit dem Anisotropieverfahren zu erhalten, wird der geschätzte Lagewinkel des Grundwellenverfahrens ausgewertet. Ein Signalflussplan des modifizierten Grundwellenverfahrens ist in Abbildung 4.28 zu finden.

Das Verfahren liefert keine sinnvollen Ergebnisse für die Lageschätzung mehr, wenn der Strombetrag sehr klein oder zu Null wird (vgl. Gleichung (2.49)). In der ursprünglichen Veröffentlichung von Stumper et. al. [43] wird aus diesem Grund das Verfahren in seinem nutzbaren Bereich eingeschränkt. Als Abhilfe wird vorgeschlagen, einen permanenten Strom in negativer d-Richtung einzuprägen. So wird über den gesamten Betriebsbereich eine Division durch Null sicher verhindert, und die Beschränkung des Betriebsbereiches kann aufgehoben werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Betriebsbereich des Verfahrens auf andere Art erweitert. Bei hohen Drehzahlen und kleinen Strömen (hier $n \geq n_{krit}$ und $|\dot{i}_s^s| \leq 0.75 \text{ A}$) wird statt des

Lageschätzwertes die Richtung des Spannungszeigers ausgewertet. Die Winkeländerung, die durch den Stromzeiger entsteht, ist dann klein. In anderen Worten, die Reglerausgangsspannung dient im Wesentlichen der Kompensation der EMK und nur zu einem kleinen Teil der Stromregelung. So kann in guter Näherung die Orientierung der vom Regler gestellten Spannung für die Bestimmung der Rotorlage ausgewertet werden.

4.3.2. Funktionsnachweis des Grundwellenverfahrens

Zur Inbetriebnahme des Grundwellenverfahrens wird der Motor A gesteuert angefahren. Zu diesem Zweck wird unterhalb der kritischen Drehzahl von ca. 25 rpm ($0.15 n_{nenn}$) die Orientierung des Spannungszeigers im Stator als Rotorlage ausgewertet.

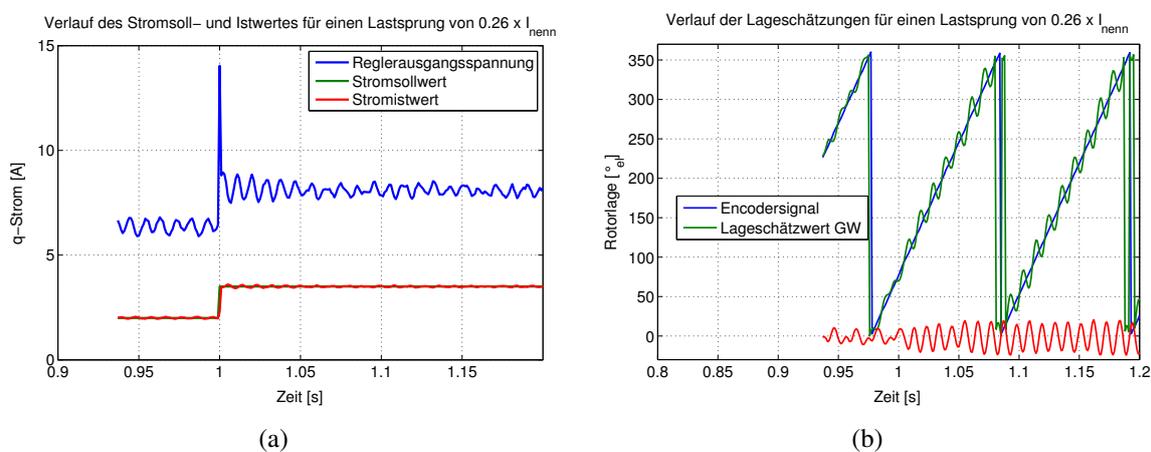


Abbildung 4.29.: (a) zeigt den Stromsprung von 2.5 A. Dargestellt ist in blau der Verlauf der Reglerausgangsspannung, in grün der Stromsollwert und in rot der Stromistwert. Der Prüfling wird dabei mit dem grundwellenbasierten Verfahren im geschlossenen Stromregelkreis betrieben. Die Lastmaschine wird im Drehzahlregelmodus mit einer Drehzahl von 35 rpm betrieben. (b) zeigt den Verlauf des Schätzwertes für den Rotorlagewert in grün. In blau ist der Verlauf der gemessenen Rotorlage dargestellt. In rot ist die Fehlorientierung des Beobachters gegenüber der tatsächlichen Rotorlage dargestellt.

Wie die Oberwellenkompensation (vgl. Kap. 4.2.4) wird das Grundwellenverfahren mit einem Lastsprung als Testfall auf seine Funktionalität hin überprüft. Wie bei dem Testfall der Oberwellenkorrektur läuft die Lastmaschine im Drehzahlmodus bei einer konstanten Drehzahl von ca. 35 rpm. Zum Zeitpunkt von 1 s wird dem Stromregler des Prüflings ein Lastsprung im q-Strom von 2 auf 3.5 A vorgegeben. Dies entspricht einem Lastsprung von etwa einem Viertel der Nennlast (vgl. Abb. 4.29(a)). Der grundwellenbasierte Beobachter kann diesen Sprung im Stromistwert kompensieren, die Lageauswertung bleibt weiter stabil. Das Verhalten des Folgereglers (vgl. Kap. 2.4) verändert sich im weiteren Verlauf jedoch deutlich. Das geschätzte Lagesignal zeigt eine stabile Dauerschwingung, deren Frequenz

bei ca. 80 Hz liegt. Vor dem Stromsprung zeigt sich hierbei eine oszillierende Amplitude von ungefähr 7° , nach dem Sprung wird diese zu einer konstanten Amplitude von ca. 20° .

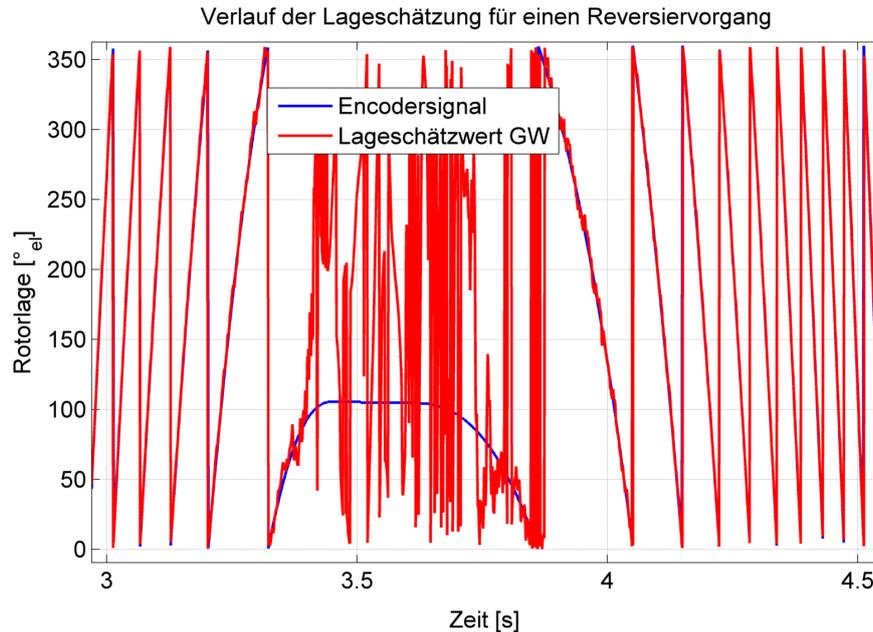


Abbildung 4.30.: Dargestellt ist das Lagesignal des grundwellenbasierten Verfahrens. Das Verfahren wird im offenen Regelkreis während eines Reversiervorgangs betrieben, die Ergebnisse der Lageschätzung werden mit gespeichert. Zusammen mit der Abbildung 4.33 ist zu erkennen, dass ab einer Drehzahl von ca. 13 rpm eine zuverlässige Lageauswertung mit dem Grundwellenverfahren möglich ist.

Für einen Betrieb des Antriebs nur mit dem grundwellenbasierten Lagebeobachter im geschlossenen Regelkreis ist diese Oszillation nicht tolerierbar. Aus diesem Grund wurde die Ursache der Oszillation ermittelt. In Kapitel 3.2 wurde die Fehlorientierung des Verfahrens genutzt, um die Tauglichkeit der Fehlspannungskompensation zu bewerten. Im Rahmen dieser Bewertung konnte das grundwellenbasierte Verfahren durch seine hohe Genauigkeit der Lageschätzung überzeugen (vgl. Abb. 3.15). Eine Oszillation der Fehlorientierung konnte nicht beobachtet werden. Im Rahmen dieser Bewertung wurde das Verfahren implementiert, wie es in [43] beschrieben ist. Die Unterschiede zwischen diesem Verfahren und dem in Kapitel 3.2 implementierten bestehen in den erwähnten Folgereglern. Wird das Grundwellenverfahren wieder im originalen Zustand betrieben, ist keine Oszillation des Schätzwertes mehr festzustellen. Die Oszillation kann somit auf Wechselwirkungen der einzelnen im Grundwellenmodell genutzten Folgereglerschleifen und Filter zurückgeführt werden. Eine Optimierung dieses Verhaltens hat noch zu erfolgen. Dieser weitere Forschungsbedarf wird im Rahmen dieser Arbeit allerdings nicht mehr betrachtet.

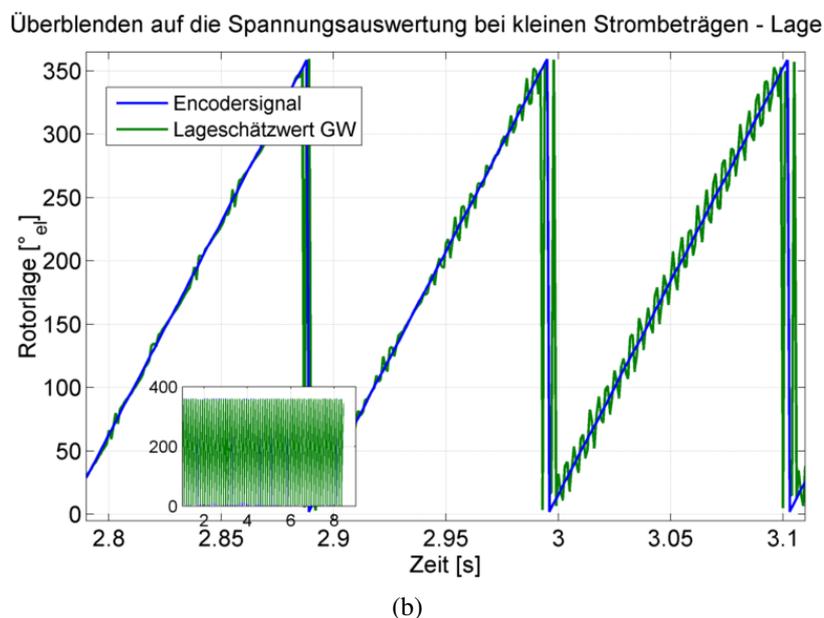
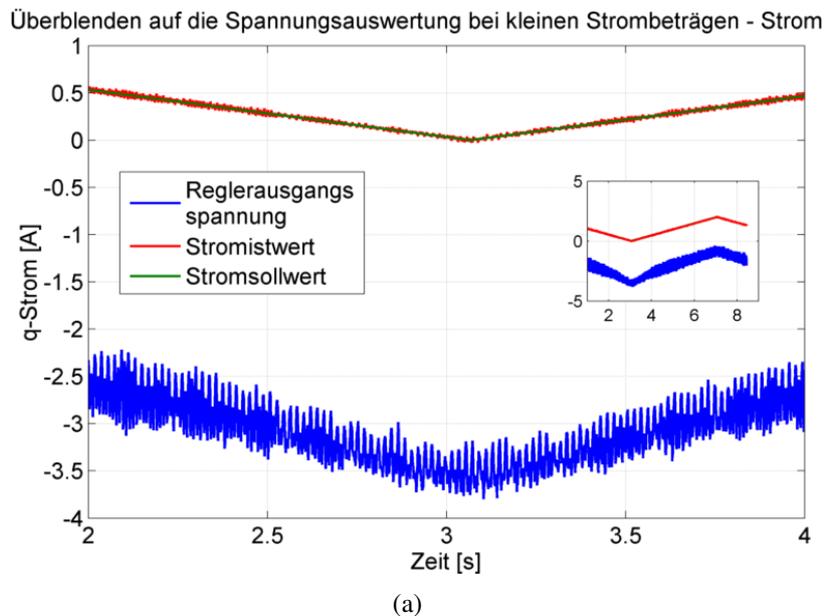


Abbildung 4.31.: (a) zeigt den Soll- und den Iststrom sowie die Steuerspannung des Umrichters. Der Bereich des Überblendens wird stark vergrößert dargestellt. Im Inset ist der gesamte Verlauf der Werte über den Messzeitraum mit abgebildet. (b) zeigt das Ergebnis der Lageauswertung mit dem grundwellenbasierten Verfahren sowie das Signal des Encoders. Der Zeitbereich des Überblendens ist vergrößert dargestellt, der Verlauf über den gesamten Messzeitraum als Inset.

Zum Ermitteln der kritischen Drehzahl für das Grundwellenverfahren wird während des Reversiervorgangs aus Kapitel 4.2.4 (Abbildung 4.24(b)) das Signal des Grundwellenbeobachters mitgeschrieben. Aus der Kombination der Abbildung 4.30 und 4.24(b) kann abgeleitet werden, dass ab einer Drehzahl von ca. 13 rpm eine zuverlässige Auswertung

der Rotorlage mit dem grundwellenbasierten Verfahren möglich ist. Ein Überblenden der Lageauswertung vom Arbitrary Injection Verfahren auf das Grundwellenverfahren kann also ab dieser kritischen Drehzahl erfolgen.

In einem dritten Testfall wird das Überblenden der Auswertung des Grundwellenverfahrens auf die Auswertung der Reglerausgangsspannung untersucht. Zu diesem Zweck wird die Lastmaschine im Drehzahlregelmodus bei einer Drehzahl von 35 rpm betrieben. Der eigentliche Prüfling wird im Stromregelmodus betrieben. Die Lageermittlung des Prüflings erfolgt mit dem grundwellenbasierten Verfahren im geschlossenen Regelkreis. Ein dreieckförmiger q -Sollstrom wird mit einer maximalen Amplitude von 2 A vorgegeben. Die Frequenz der Sollwertmodulation beträgt $\frac{1}{6}$ Hz. Wie zu Beginn des Kapitels beschrieben, erfolgt ein Überblenden auf die Auswertung der Reglerausgangsspannung ab einem Strombetrag von 0.75 A. In Abb. 4.31 kann man erkennen, dass die Auswertung der Steuerspannung sinnvolle Ergebnisse für die Lageschätzung liefert. Das Rauschen der Fehlorientierung nimmt im gesteuerten Betrieb deutlich zu. Trotz dieser Zunahme des Rauschens ist ein geregelter Betrieb des Prüflings gut möglich.

4.3.3. Funktionsnachweis der Verfahrenskombination

Die Kombination des Grundwellen- und des Arbitrary Injection Verfahrens soll im Folgenden getestet werden, die Funktionalität des Überblendens wird nachgewiesen. Es wird also die Simulation von Abb. 4.27 nachgewiesen. Für den Funktionsnachweis wird die über eine Kupplung angebundene Lastmaschine drehmomentgeregelt betrieben. Als Sollwert der Regelung wird 0 Nm vorgegeben. Somit wirkt das Getriebe und das Trägheitsmoment des Rotors der Lastmaschine als Last für den Prüfling. Der Prüfling selbst wird drehzahlgeregelt betrieben. Der Drehzahlregler ist als PI-Regler mit unterlagerter Drehmomentregelung ausgeführt. Die Strom- und damit auch die Drehmomentregelung ist ebenfalls als PI-Regler ausgeführt. Die Einstellung der Reglerparameter des Drehzahlreglers erfolgt nach dem symmetrischen Optimum [34]. Für die Durchführung des Testfalles werden die Parameter des Drehzahlreglers allerdings auf 10 % der Parameter des symmetrischen Optimums zurückgenommen. Dies ist notwendig, da die Dynamiken der einzelnen Regler, Filter und Folgeregler noch nicht sauber aufeinander abgestimmt sind. Als Drehzahlsollwert wird ein cosinusförmiger Drehzahlverlauf vorgegeben, die Amplitude des Sollwertes beträgt 20 rpm. Die Frequenz der Sollwertänderung beträgt 0.25 Hz. Die Einstellung des unterlagerten Stromreglers erfolgt nach dem Betragsoptimum und entspricht der Einstellung der Regler aus Kapitel 4.1 (vgl. auch [34]). Der in Kapitel 4.3.1 vorgestellte überblendende Folgeregler wird im geschlossenen Regelkreis betrieben. Dies bedeutet, dass Lage- und Drehzahlwert für die Stromregelschleife und die Drehzahlregelung aus dem Folgeregler des Lageschätzwertes übernommen werden.

Um die Funktionalität zu dokumentieren, werden die relevanten Signale des Umrichters erfasst. Neben dem Verlauf der Schätzwerte des Lagesignals des grundwellenbasierten und des anisotropiebasierten Beobachters wird der Verlauf der gemessenen Rotorlage ausgewertet. Weiterhin wird die Fehlorientierung des kombinierten geberlosen Beobachters ausgewertet. Der Verlauf des Drehzahlsoll- und Istwertes wird gemessen, der Verlauf des geschätzten Drehzahlwertes wird ebenfalls mit aufgenommen. Neben den erwähnten

Signalen wird auch der Verlauf der Regeldifferenzen (Fehler AI und Fehler GW, vgl. Abb. 4.26) des gemeinsamen Folgereglers mit aufgezeichnet. Durch die dynamische Gewichtung des ausgewerteten Fehlersignals kann man am Verlauf der Regeldifferenzen deutlich das ausgewertete Verfahren ablesen. Der Überblendvorgang ist so eindeutig erkennbar.

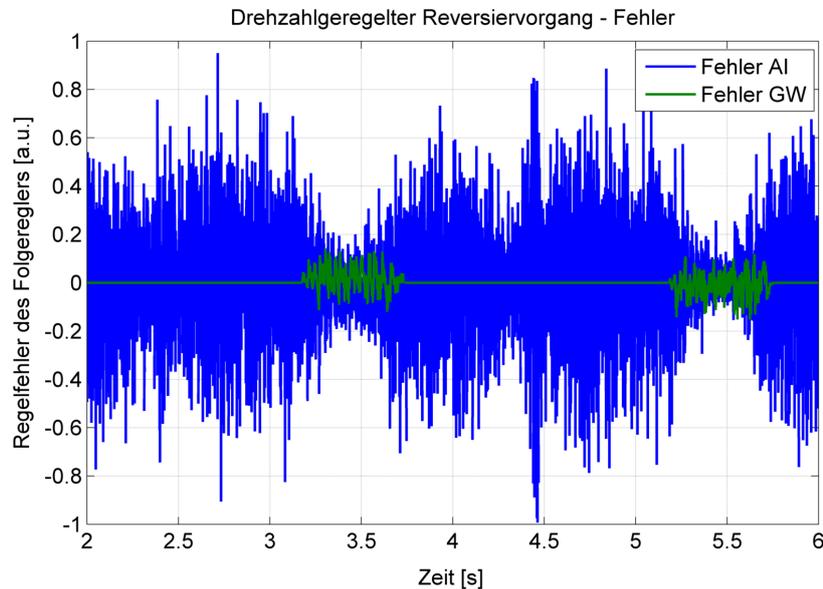


Abbildung 4.32.: Dargestellt ist der Verlauf der für das Überblenden gewichteten Fehlersignale des kombinierten Folgereglers für das grundwellen- und das anisotropiebasierte Verfahren (vgl. Abb. 4.26). Deutlich ist zu erkennen, dass bei einem Überblendvorgang die Fehlersignale dynamisch und stetig gewichtet werden. Das hier gezeigte Überblenden ist nicht vollständig, das Arbitrary Injection Verfahren trägt zu jedem Zeitpunkt zur Lageschätzung mit bei.

In Abbildung 4.32 ist das Überblendverhalten des Lagefolgereglers anhand von Signalen gezeigt, die im Signalflussplan des kombinierten Folgereglers türkis dargestellt sind (vgl. Abb. 4.26). Anhand des Verlaufs des Fehlersignals des Grundwellenbeobachters (grünes Signal in Abb. 4.32) kann man erkennen, dass die Lageauswertung in dem gezeigten Drehzahlbereich hauptsächlich auf dem Arbitrary Injection Verfahren beruht. In den Bereichen, in denen das Fehlersignal des 'Grundwellenfehlers' die Nulllinie zeigt, wird nur das Fehlersignal des Arbitrary Injection Signals ausgewertet. In diesen Bereichen zeigt das Fehlersignal des Arbitrary Injection Signals seine volle Rauschamplitude bis zu einem Wert von beinahe 1. Im Überblendbereich ist erkennbar, wie durch den sich kontinuierlich verändernden Skalierungsfaktor die Rauschamplitude des Arbitrary Injection Fehlers bis auf eine Amplitude von ungefähr 0.1 reduziert wird. Das wiederholte, beinahe vollständige Überblenden auf das grundwellenbasierte Schätzverfahren funktioniert zuverlässig.

In Abbildung 4.33(b) sind die Drehzahlssignale gezeigt. In Blau wird der Verlauf des Drehzahl Sollwertes dargestellt, in Rot der Schätzwert des kombinierten Folgereglers und in Grün der Messwert des mitlaufenden Lagegebers. Eine erhebliche Regelabweichung ist

im Bereich des Stillstandes des Prüflings zu erkennen. Ein deutliches Überschwingen im Bereich der maximalen Drehzahlsollwertvorgabe ist ebenfalls deutlich zu erkennen. Diese Regelabweichungen sind auf die äußerst weiche und in keinsten Weise optimierte Einstellung der Regelparameter des Drehzahlreglers zurückzuführen. Im Bereich von 5.5 s ist das Überblenden vom grundwellen- auf das anisotropiebasierte Verfahren im Inset dargestellt. Der geschätzte Drehzahlistwert zeigt während des Überblendvorgangs einen leicht vergrößerten Rauschanteil. Der Rauschanteil durch das Überblenden ist klein im Vergleich zu dem Schätzfehler, der beim Erreichen des Stillstandes der Maschine entsteht (vgl. Messzeit 4.3 s).

Der Verlauf der Lageschätzsignale ist in Abbildung 4.33(a) dargestellt. Das Encodersignal wird blau dargestellt, der Lageschätzwert des Arbitrary Injection Verfahrens in grün, der Schätzwert des grundwellenbasierten Verfahrens in rot. Die Fehlorientierung des kombinierten Folgereglers ist in türkis dargestellt.

Wie in Kapitel 4.2.4 diskutiert kann auch bei dem Folgeregler der Verfahrenskombination die Störung durch die niedrigen Aussteuergrade des Umrichters nachgewiesen werden. Jeweils kurz bevor der Prüfling in den Stillstand übergeht, ist eine deutliche Fehlorientierung der Lageschätzung zu beobachten. Das Überblenden selbst ist im Verlauf der Fehlorientierung nicht zu erkennen (vgl. Abb. 4.33(a) von ca. 5.3 s bis ca. 5.7 s). Dies zeigt, dass das dynamische Gewichten des auszuwertenden geberlosen Beobachtungsverfahrens prinzipiell funktioniert, unabhängig davon, ob das Überblenden bei einem Beschleunigungs- oder Verzögerungsvorgang erfolgt.

In einem weiteren Testfall wird der Prüfling genauso im Drehzahlmodus betrieben wie im vorangehenden Testfall. Die Amplitude des Drehzahlsollwertes beträgt bei diesem Testfall 35 rpm. Der kombinierte Folgeregler blendet somit wiederholt vollständig vom Arbitrary Injection Verfahren auf das grundwellenbasierte Verfahren über (und umgekehrt). Als Erweiterung des Prüfumfanges wird zu einem beliebigen Zeitpunkt der Prüfling mit Drehmomentsprüngen beaufschlagt. Dazu wird der Lastmotor im Drehmomentregelm-odus betrieben, die Sollwertvorgabe erfolgt dann als Rechtecksignal. Die Amplitude der Lastsprünge beträgt 3 Nm, die Frequenz des Rechtecksignals 0.25 Hz. Der Stromverlauf des Prüflings für den Reversiervorgang ist in Abbildung 4.35(b) dargestellt. Der maximal auftretende q-Strom des Prüflings beträgt 2.85 A, dies entspricht einem maximalen Drehmoment von 6.5 Nm. Die Belastung durch den Drehmomentsprung beträgt also knapp die Hälfte des maximal im Prüfling gestellten Drehmoments. Am Stromverlauf des Prüflings kann man die Auswirkung des Lastsprunges ablesen. Der Stromverlauf weicht kurz nach den Drehmomentsprüngen von der eigentlich zu erwartenden sinusförmigen Kurve ab, um die Wirkung des Lastsprunges zu kompensieren. Ein entsprechender Bereich ist in der Abbildung durch eine schwarze Ellipse markiert.

Abbildung 4.34 zeigt auf der linken y-Achse angetragen den zeitlichen Verlauf der Fehler des kombinierten Folgereglers. In Blau ist das Signal des Arbitrary Injection Verfahrens dargestellt und in Grün das Signal des grundwellenbasierten Verfahrens. Auf der rechten y-Achse ist in Türkis der Verlauf der Lastschwankung abgebildet. In Rot ist das 'Enable'-Signal dargestellt mit dem die Variation des Lastmoments freigeschaltet wird.

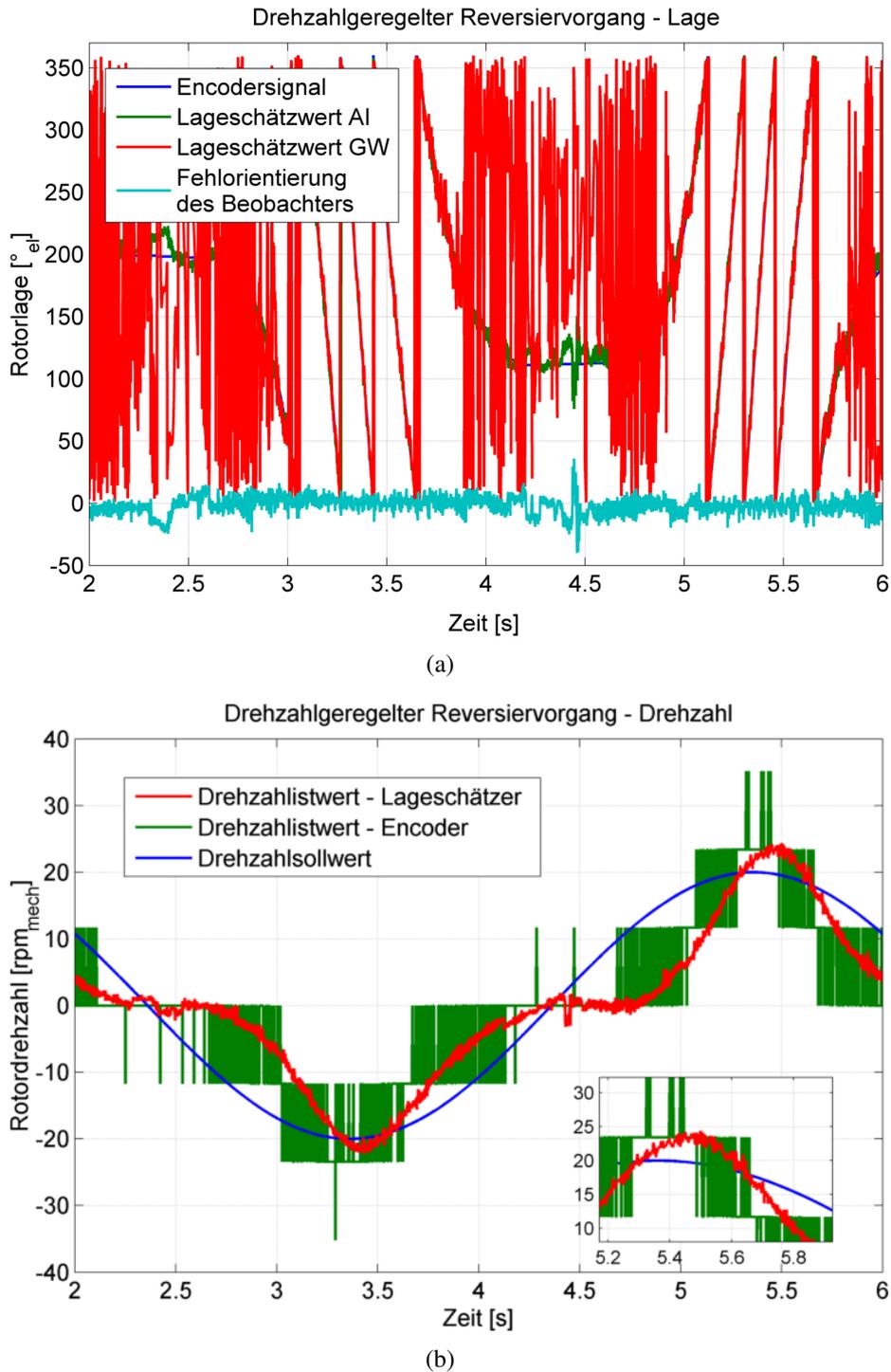


Abbildung 4.33.: (a) zeigt die Lagesignale für einen Reversiervorgang des Prüflings. Der Prüfling befindet sich dabei im Drehzahlregelmodus, die geberlose Regelung wird im geschlossenen Regelkreis betrieben. (b) zeigt den Verlauf des Drehzahl Soll- und des geschätzten Istwertes sowie den mit dem in der Maschine eingebauten Encoder gemessenen tatsächlichen Drehzahlverlauf.

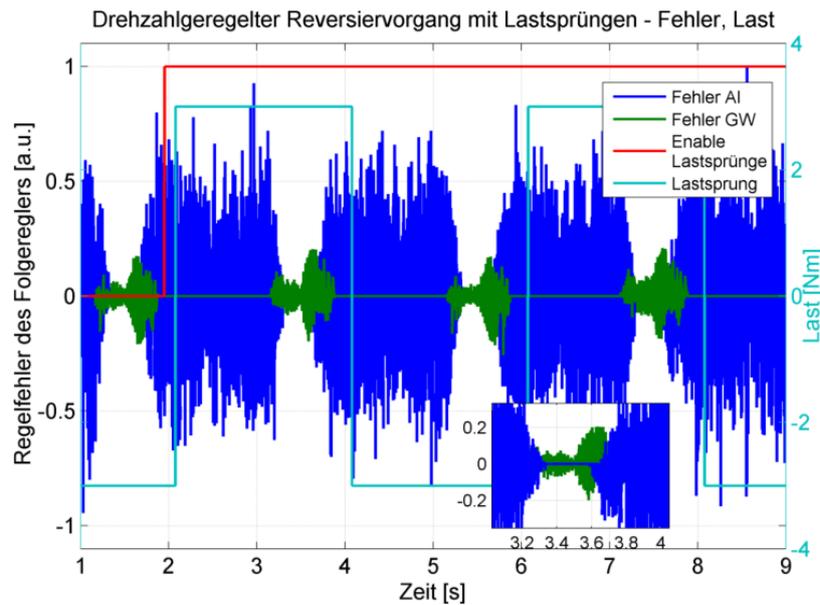
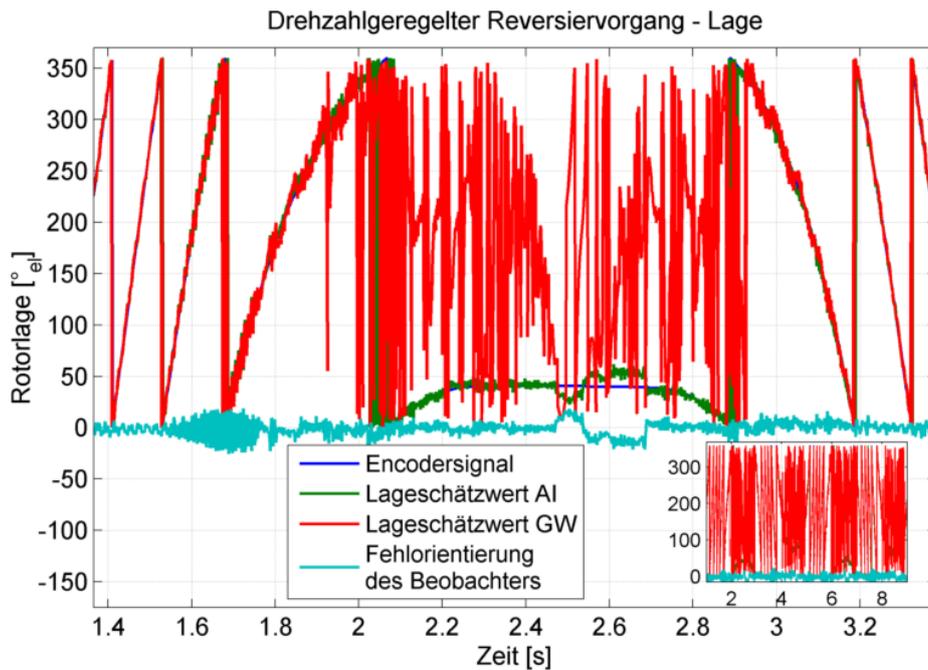


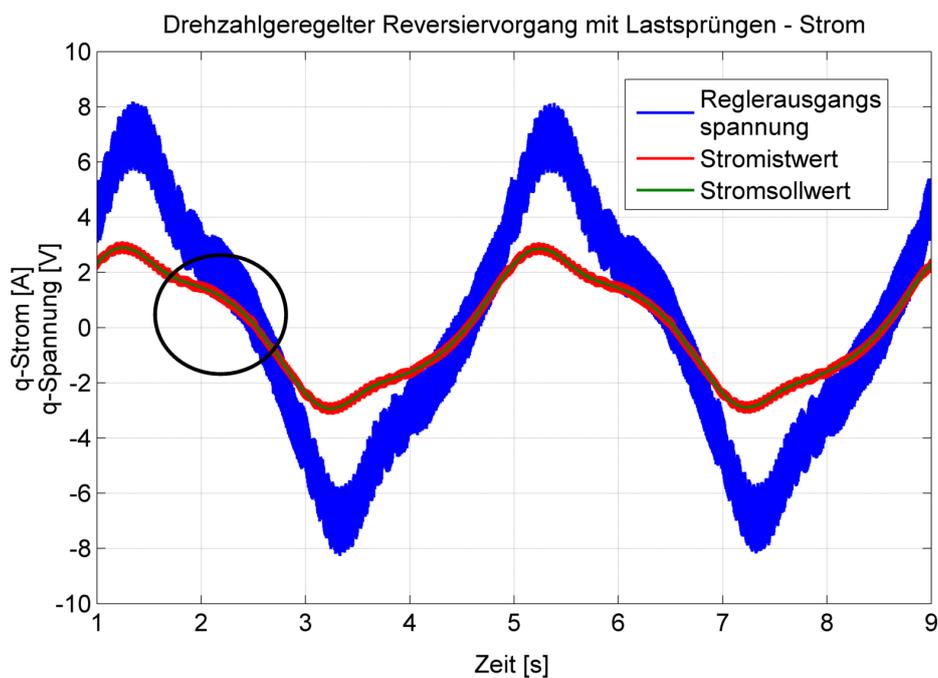
Abbildung 4.34.: Auf der linken y-Achse sind die Fehlersignale der einzelnen geberlosen Verfahren aufgetragen, in Grün das grundwellenbasierte, in Blau das anisotropiebasierte Verfahren. Auf der rechten y-Achse ist der Verlauf der Lastschwankung dargestellt. Die Last wird mit einer Amplitude von 3 Nm moduliert, die Frequenz des Rechtecksignals beträgt 0.25 Hz. Die Lastmodulation wird zum Zeitpunkt 2 s freigeschaltet, d. h. erst ab diesem Zeitpunkt ist die Last tatsächlich wirksam. In einem Inset ist das Überblendverhalten vom grundwellenbasierten Regler auf den anisotropiebasierten vergrößert dargestellt.

Am Verlauf des Regelfehlers kann man erkennen, dass der Überblendvorgang vom grundwellenbasierten Verfahren auf das Arbitrary Injection Verfahren noch nicht optimal verläuft (vgl. Inset Abb. 4.34). Der Fehler des grundwellenbasierten Verfahrens steigt beim Überblenden auf das Arbitrary Injection Verfahren (also bei einer Verzögerung) reproduzierbar deutlich stärker an als im Beschleunigungsfall. Bei der Betrachtung des Insets wird klar, dass das unsaubere Überblenden nicht durch den Folgeregler verursacht ist. Es zeigt sich, dass der Fehler des grundwellenbasierten Verfahrens schon vor dem Beginn des eigentlichen Überblendens stark zunimmt, da der Fehler des Arbitrary Injection Verfahrens noch mit Null gewichtet wird. Die eigentliche Ursache ist vermutlich in der Einstellung und Abstimmung der im Grundwellenmodell verwendeten zusätzlichen Folgeregler zu suchen (vgl. auch Kap. 4.3.2).

Die Lastschwankungen haben praktisch keinen Einfluss auf den Verlauf des Regelfehlers. Der Verlauf der Schätzwerte für die Lage und die Fehlorientierung des kombinierten Folgereglers entspricht im Wesentlichen dem Verhalten des vorangehenden Testfalles.



(a)



(b)

Abbildung 4.35.: (a) zeigt den zeitlichen Verlauf der Lageschätzwerte des anisotropiebasiereten und des grundwellenbasierten Lageschätzers. Die Fehlorientierung des Beobachters gegenüber dem gemessenen Lagewinkel ist ebenfalls mit dargestellt. (b) zeigt den Verlauf des Stromsollwertes und der Ausgangsspannung des Reglers. Die Auswirkung des Lastsprunges auf den Verlauf des Stromsollwertes ist mit einer schwarzen Ellipse markiert.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Die hier vorgestellte Arbeit befasst sich mit der positionsgeberlosen Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen. Das Ziel dieser Arbeit ist, Maschinen mit beliebigen magnetischen Eigenschaften geberlos zu regeln. Deshalb wird in Abschnitt 2 vor allem auf die physikalischen Ursachen und die Entstehung von Anisotropien im Motor eingegangen. Die relevanten veröffentlichten Regelungsverfahren werden vorgestellt.

Neben den physikalischen Randbedingungen im Motor wird in den Kapiteln 3.1 und 3.2 auf die systemtechnischen Anforderungen an das Regelgerät des Motors eingegangen. Insbesondere werden unterschiedliche Methoden der AD-Wandlung für die Strommesswerterfassung diskutiert. Ein geeignetes Verfahren zur AD-Wandlung wird ausgewählt.

Neben der Strommessung ist die Bestimmung der am Motor anliegenden Reglerausgangsspannung von großer Bedeutung für die Funktionsfähigkeit einer geberlosen Regelung. Es wird gezeigt, dass vor allem im Bereich von kleinen Ausgangsspannungen die Auswirkungen von Umrichternichtlinearitäten deutlich bemerkbar sind. Zwei unterschiedliche Verfahren zur Kompensation dieser Nichtlinearitäten werden vorgestellt. Auf der Basis der Methode von Schmirgel [65] wird eine geeignete Linearisierungsmethode für MOSFET-basierte Leistungsendstufen entwickelt und validiert. Diese Methode zeichnet sich dadurch aus, dass sie allein durch die Datenblattparameter der verwendeten Halbleiterschalter und Treiber- bzw. Ansteuerbausteine parametrisiert werden kann. Die Anwendung der Nichtlinearitätenkorrektur wird durch die Minimierung des messtechnischen Aufwands und somit in ihrer Umsetzung deutlich vereinfacht.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit beruht auf der Untersuchung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen in Bezug auf ihre Eignung für eine geberlose Regelung mittels anisotropiebasierter Verfahren. Im Kapitel 3.3 werden drei unterschiedliche aus der Literatur bekannte Verfahren zur Bestimmung der Lastabhängigkeit der Induktivitäten im rotorfesten Koordinatensystem vorgestellt. Von besonderer Bedeutung für die Lageschätzung ist dabei die Tangenteninduktivität. Zwei der bekannten Methoden werden evaluiert und hinsichtlich ihrer Eigenschaften und erzielbaren Ergebnisse bewertet. Eine neuartige Messmethode zur schnellen vollständigen Erfassung aller relevanten Maschinenparameter wird in Kapitel 3.3.4 entwickelt. Die erzielbaren Ergebnisse der Methode werden diskutiert und bewertet. Die Methode zeichnet sich insbesondere dadurch aus, dass die magnetischen Phänomene, die in einer permanentmagneterregten Synchronmaschine auftreten, entsprechend ihrer Ursache erfasst und dieser eindeutig zugeordnet werden können. Vor allem die Auswirkungen des Oberwellenspektrums der Stator- und Rotormagnetfelder können mit der neu entwickelten Methode gezielt untersucht und vermessen werden. In jedem Betriebspunkt kann auf das

vereinfachte linearisierte Ersatzschaltbild der permanentmagneterregten Synchronmaschine zurückgerechnet werden. Neben der Parametrierung des vereinfachten Maschinenmodells kann mit der neuen Messmethode auch die Wirksamkeit der Nichtlinearitätenkorrektur der Reglerausgangsspannung überprüft werden.

In Kapitel 4.1 wird das Arbitrary-Injection Verfahren um eine Winkelregelschleife erweitert, die Robustheit des Verfahrens wird weiter gesteigert.

Im folgenden Abschnitt wird die Auswertung der Induktivitätsbestimmung aus Kapitel 3.3.4 auf die Lagesignale des Arbitrary-Injection-Verfahrens eines Motors angewendet. Es zeigt sich, dass das Anisotropiesignal, welches für die Lageauswertung mittels eines anisotropiebasierten Geberlosverfahrens von Relevanz ist, über den gesamten Betriebsbereich der untersuchten Maschine konstant ist. Eine Überlagerung dieser Anisotropie kann durch Oberschwingungseffekte des Statorstroms und des d-Achsenwinkels erfolgen. Diese Überlagerung kann kompensiert werden, wenn die Ursache der einzelnen Oberschwingungseffekte bekannt sind. Durch die Anwendung des neuartigen Messverfahrens auf die Lagesignale des Arbitrary-Injection-Verfahrens, können die Ursachen der einzelnen Oberschwingungseffekte ermittelt und zugeordnet werden. Ein solches Kompensationsverfahren wird entwickelt und vorgestellt, seine Funktionalität wird nachgewiesen. Im Rahmen dieser Arbeit wird der erstmalige messtechnische Nachweis erbracht, dass sich das magnetische Verhalten der durch die Permanentmagnete erzeugten Anisotropie über den gesamten Betriebsbereich einer permanentmagneterregten Synchronmaschine nicht ändert. Die bekannten Effekte wie die d-Achsenwinkelverschiebung bzw. das 'Verschwinden' der Anisotropie der Induktivitäten kann durch das Oberschwingungsverhalten des Motors erklärt werden. Dieses Oberschwingungsverhalten führt im Wesentlichen zu dem lokalen sättigenden Materialverhalten des Elektroblechs, welches durch die Überlagerung der Rotor- und Stator magnetfelder herbeigeführt wird.

Im Kapitel 4.3 wird das Arbitrary-Injection Verfahren mit einem grundwellenbasierten Verfahren kombiniert. Insbesondere erfolgt die Winkelauswertung der kombinierten Verfahren mit einem gemeinsamen Winkelfolgerregler. Die im Kapitel 4.1 vorgestellte Regelschleife wird erweitert und ergänzt, das Verhalten des Überblendvorgangs wird untersucht und bewertet.

Die hier vorgestellte Arbeit trägt vor allem dazu bei, die Ursachen der Veränderung des anisotropen Verhaltens in permanentmagneterregten Synchronmaschinen zu verstehen und messtechnisch nachzuweisen. Die entwickelte Messmethode hat das Potential auch im Bereich des simulationsbasierten Entwurfs von Maschinen einen Beitrag zu leisten. So wird das Oberwellenverhalten von permanentmagneterregten Synchronmaschinen dazu genutzt gezielt das Geräuschverhalten von Maschinen zu beeinflussen [38]. Die im Kapitel 3.3.4 vorgestellte Methode bietet erstmalig die Möglichkeit, dieses Oberwellenverhalten gezielt messtechnisch zu erfassen. Bisher konnte nur durch eine allgemeine Charakterisierung (Moment-Drehzahl-, Strom-Moment-, sowie Temperaturverhalten) das Verhalten der entworfenen Maschine validiert werden. Eine vollständige und gezielte Auswertung sowie eine wissenschaftliche Untersuchung der Zusammenhänge steht noch aus und wird angestrebt.

Ebenfalls scheint es möglich, Ergebnisse für die Stranginduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems, die mittels der Finiten Elemente Methode berechnet wurden nachzumessen. Es wäre somit möglich, die Ergebnisse der FEM mit relativ kleinem Messaufwand zu überprüfen. Die Qualität von FEM-Ergebnissen kann also ein Stück weit von dem Erfahrungsschatz des berechnenden Ingenieurs gelöst werden. Der wissenschaftliche Nachweis dieser Vermutungen ist noch zu erbringen und stellt gleichzeitig eine mögliche Weiterentwicklung für diese Arbeit dar.

Neben der Weiterentwicklung der Entwurfsmethodik für permanentmagneterregte Synchronmaschinen bieten sich auch unter mess- und regelungstechnischen Gesichtspunkten viele Möglichkeiten, das hier vorgestellte Verfahren weiterzuentwickeln:

1. Die These, dass jeder permanenterregte Synchronmotor mit Anisotropie mittels eines anisotropiebasierten Regelungsverfahrens über den gesamten Betriebsbereich betrieben werden kann, ist zu untermauern. Ein allgemeingültiger Nachweis der konstanten Amplitude des Anisotropiesignals ist zu erbringen. Dies kann beispielsweise durch eine analytische Modellierung der permanentmagneterregten Synchronmaschine erfolgen, welche das Sättigungsverhalten des Statorpakets mit berücksichtigt.
2. Neben dem allgemeinen Nachweis ist der Einfluss von weiteren physikalischen Effekten auf die Sinus- und Cosinussignale zu untersuchen. So ist der Einfluss von Temperaturänderungen des Rotors bzw. des Stators noch vollständig unbekannt. Es ist ein deutlicher Einfluss des Temperaturverhaltens auf das Verfahren zu erwarten, da die magnetische Flussdichte der Permanentmagnete eine deutliche Temperaturabhängigkeit zeigt.
3. Um ein problemloses sicheres Starten der Maschine aus dem Stillstand zu ermöglichen, muss die in Kapitel 4.2 vorgestellte Linearisierung schon im Stillstand aktiv sein. Dies kann erreicht werden, indem das Injektionssignal anstatt der Rotorwelle langsam durch den Stator dreht. Das zu linearisierende Verhalten entspricht dann dem Verhalten bei einer Strombelastung von 0 A.
4. Die Auswertung der Messungen im Kapitel 3.3.4 erfolgt momentan noch offline am PC. Um eine vollständige Automatisierung des Messverfahrens zu erreichen, ist es sinnvoll, die Fourieranalyse auf dem Echtzeitrechensystem des Prüfstandes (vgl. Anhang B) zu implementieren. Dazu muss die Art und Weise, wie die Fensterfunktion und das Zero-Padding auf die Rohdaten angewendet werden, angepasst werden.

A. Liste der Symbole und Abkürzungen

A.1. Liste der Symbole

Tensoreigenschaften der verwendeten Größen:

Die folgende Konvention wurde für Tensoren gebraucht. Ausnahmen werden explizit gekennzeichnet:

Skalare sind normale Buchstaben	x, X
Vektoren elektrischer Größen sind klein, kursiv und fett	\boldsymbol{x}
Vektoren von Feldgrößen sind groß, kursiv und befeilt	\vec{X}
Matrizen sind groß, kursiv und fett	\boldsymbol{X}

Spezielle Matrizen und Tensoren:

Für spezielle Matrizen und Tensoren werden die folgenden Benennungen gebraucht:

Drehmatrix um den Winkel θ :

$$\boldsymbol{T}_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{-\theta} \quad (\text{A.1})$$

Inverse Drehmatrix um den Winkel θ :

$$\boldsymbol{T}_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Drehmatrix um den Winkel $\frac{\pi}{2}$:

$$\boldsymbol{T}_{\frac{\pi}{2}} = \boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Inverse Drehmatrix um den Winkel $\frac{\pi}{2}$:

$$\boldsymbol{T}_{\frac{\pi}{2}}^{-1} = \boldsymbol{J}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Bezugsgrößeninvariante Clarke - Park Transformation zur Transformation vom statorfesten dreiphasigen- ins statorfeste zweiphasige-Koordinatensystem (vgl. Kap. A.2) sowie zur

Entkopplung der Phasen [94, 95]; Durch die Verwendung der leistungsvarianten Form der Transformation bleiben die Amplituden sämtlicher Phasengrößen konstant:

$$\mathbf{T}_{PC} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Bezugsgrößeninvariante inverse Clarke - Park Transformation vom statorfesten zweiphasigen- ins statorfeste dreiphasige-Koordinatensystem; Durch die Verwendung der leistungsvarianten Form der Transformation bleiben die Amplituden sämtlicher Phasengrößen konstant:

$$\mathbf{T}_{PC}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Dabei gilt folgende Beziehung zwischen der Transformation und ihrer inversen:

$$\mathbf{E}^{n=3} = \mathbf{T}_{PC}^{-1} \times \mathbf{T}_{PC} \quad (\text{A.7})$$

Einheitsmatrix der Dimension n, dargestellt für $n = 3$:

$$\mathbf{E}^{n=3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Filtermaske die der zeitlichen Ableitung eines eindimensionalen abgetasteten Signals entspricht:

$$\mathbf{F}\dot{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Filtermaske die der zweiten zeitlichen Ableitung eines eindimensionalen abgetasteten Signals entspricht:

$$\mathbf{F}\ddot{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} +1 \\ -2 \\ +1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Symbole:

Im Folgenden werden die wichtigsten Symbole aufgelistet, welche in dieser Arbeit genutzt werden.

Allgemeine Symbole:

t	Zeit (kontinuierlich)
k	Zeit (diskret, Abtastschritt)
$\frac{d}{dt}$	Zeitableitung, Ableitung nach der Zeit
$\frac{d^2}{dt^2}$	zweite Zeitableitung
T_s	Abtast- Haltezeit, (<u>s</u> ampling time)
Δ	Differenz
\mathbf{T}, \mathbf{J}	Operatormatrix, (Drehmatrix)

Allgemeine mathematische, elektrische, magnetische und mechanische Größen, sofern nicht anders angegeben, in SI-Einheiten:

e_s^s	Vorhersagefehler
i	Strom in [A]
j	$\sqrt{-1}$ [imaginäre Einheit]
n	Drehzahl [rpm]
p	Polpaarzahl $\in \mathbb{N}$ in [-]
s	Laplace Operator in [$\frac{1}{s}$]
t_{tot}	Totzeit, auch Verriegelungstotzeit einer Halbleiterbrücke in [s]
v	Spannung in [V]
ϑ	Temperatur in [$^{\circ}C$]
μ_0	magnetische Permeabilität = $4\pi \cdot 10^{-7}$ [$\frac{Vs}{Am}$]
μ_r	relative magnetische Permeabilität $\in \mathbb{R}^+$ in [-]
τ	Zeitkonstante in [s]
φ, θ	Winkel in [rad]
φ_{el}	Rotorwinkel in [rad]
φ_{index}	weitere Winkel in [rad]
ω	Winkelgeschwindigkeit in [$\frac{rad}{s}$]
A	magnetisches Vektorpotential in [$\frac{Vs}{m}$]
B	magnetische Flussdichte in [T]
C	Kapazität in [F]
H	magnetische Feldstärke in [$\frac{A}{m}$]
L	Selbstinduktivität in [H]
M	Gegeninduktivität in [H]
P	Leistung in [W]
Q	Blindleistung in [Var]
R	Widerstand in [Ω]

S	Scheinleistung [VA]
T	Drehmoment in [Nm]
TV	Tastverhältnis [0...1]
Y	Admittanz ¹ in [$\frac{1}{H}$]
Θ	Trägheitsmoment in [kgm^2]

¹ besser inverse Induktivität, da im Rahmen dieser Arbeit nur auf den komplexen Leitwert durch Induktivitäten eingegangen wird

Indizes:

Im Folgenden werden die genutzten Indizes aufgelistet. Dabei beschreibt ein hochgestellter Index das verwendete orthonormale Koordinatensystem. Ein tiefgestellter Index beschreibt den physikalischen Ort einer Größe, so ist beispielsweise R_s^r der Statorwiderstand im rotorfesten d,q-Koordinatensystem (vgl. Kap. A.2 und Abb. A.1). Für den Fall, dass Größen sich auf Wechselwirkung zwischen zwei Orten beziehen, werden die entsprechenden Indizes beider Orte angegeben. So steht M_{ab} für die transformatorische Kopplung von Phase a und Phase b.

a, b, c	statorfester Achsen- bzw. Phasenindex, (dreiphasiges Koordinatensystem)
d, q	rotorfester, kartesischer Achsen- bzw. Phasenindex, (zweiphasiges Koordinatensystem)
el	elektrisch
k	Zählindex bzw. Abtastschritt
$mech$	mechanisch
r	Rotor
s	Stator
tt	Größe zwischen zwei Phasen (terminal-terminal)
$3s$	3 phasiges statorfestes Koordinatensystem
α, β	statorfester, kartesischer Achsen- bzw. Phasenindex, (zweiphasiges Koordinatensystem)
x, y	freier Achsen- bzw. Phasenindex, (zweiphasiges Koordinatensystem)
AC	Wechselstrom, Alternating Current
DC	Gleichstrom, Direct Current
HF	Hochfrequenz, hochfrequent
LS	Luftspalt
PM	Permanentmagnet
ZK	Gleichspannungszwischenkreis

A.2. Relevante Koordinatensysteme

Für die Beschreibung des Betriebsverhaltens von elektrischen Maschinen hat sich die Raumzeigerdarstellung bewährt. Sie soll an dieser Stelle nicht hergeleitet werden, stattdessen wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [15, 13, 14, 12]. In der folgenden Darstellung (Abb. A.1) sind jedoch alle relevanten Koordinatensysteme, Winkel und Winkelbeziehungen dargestellt, die für ein dreiphasiges Ersatzschaltbild der permanentmagneterregten Synchronmaschine benötigt werden.

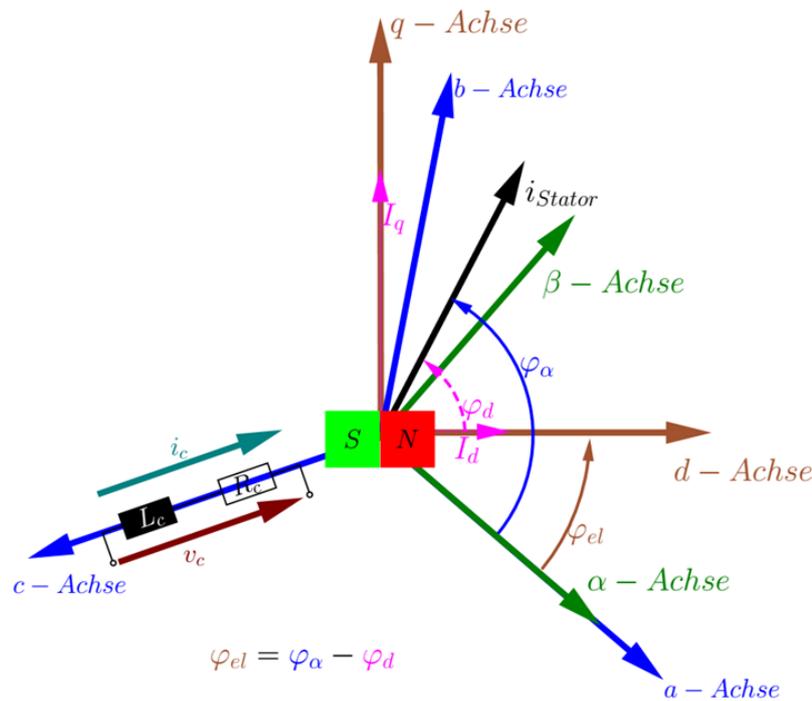


Abbildung A.1.: Darstellung der relevanten drei bzw. zweiphasigen Koordinatensysteme. Für die Phase C ist das Phasenersatzschaltbild bestehend aus Induktivität und Widerstand angedeutet (angelehnt an [11])

Dargestellt in Blau ist das stator- und phasenfeste dreiphasige Koordinatensystem der Phasen a, b, c. Für die Phase c ist das Ersatzschaltbild des Stranges, bestehend aus der Phaseninduktivität und dem Phasenwiderstand, mit dargestellt. Das statorfeste, orthogonale, zweiphasige α - β Koordinatensystem sowie das rotor- bzw. magnetfeste d-q-Koordinatensystem sind ebenfalls in der Skizze enthalten. Anhand des elektrischen Lagewinkels φ_{el} und des Statorstromzeigers I_{Stator} sind die relevanten Winkelbeziehungen zwischen den Koordinatensystemen erläutert und definiert. Der elektrische Winkel φ_{el} entspricht nach der Konvention der Richtung des Nordpols des Permanentmagneten im statorfesten Koordinatensystem. Für den d-Achsenwinkel ergibt sich folgende Definition:

$$\varphi_d := \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (\text{A.11})$$

Für den α -Winkel ergibt sich folgende Definition:

$$\varphi_\alpha := \arctan\left(\frac{i_\beta}{i_\alpha}\right) \quad (\text{A.12})$$

Beachtet man auch gleichzeitig die Definition des elektrischen Winkels, dann ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen den drei relevanten Winkeln:

$$\varphi_{el} = \varphi_\alpha - \varphi_d \quad (\text{A.13})$$

A.3. Liste der Abkürzungen

AC	Alternating Current, Wechselstrom
AD(C)	Analog to Digital (Conversion/Converter), Analog Digital (Wandlung/Wandler)
AI	Arbitrary Injection
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CPU	Central Processing Unit, Prozessor
DA(C)	Digital to Analog (Conversion/Converter), Digital Analog (Wandlung/Wandler)
DC	Direct Current, Gleichstrom
DIO	Digital In Out, Digitaler Ein Ausgang
DSP	Digital Signal Processor, Digitaler Signalprozessor
DTC	Direct Torque Control, Direkte Drehmomentregelung
EnDat	proprietäre digitale bidirektionale Schnittstelle für Messgeräte
EMK	Elektro Motorische Kraft
FEMAG	Finite Elemente Programm zu Berechnung elektrischer Maschinen
FFT	Fast Fourier Transform, schnelle Fourier Transformation
FOC	Field Oriented Control, Feldorientierte Regelung
FPGA	Field Programmable Gate Array
GW	Grundwelle
HDL	Hardware Description Language
HF	high frequency, hochfrequenz
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
ISA-Bus	Industry Standard Architecture
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
PC	Personal Computer
PHS-Bus	Peripheral High Speed
PM	Permanent Magnet
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
P-Regler	Lineares Zeitinvariantes System mit proportionalem Verhalten
PI-Regler	Lineares Zeitinvariantes System mit proportional-integrierendem Verhalten
PWM	Pulse Width Modulation, Pulsweitenmodulation
RAM	Random Access Memory, Speicher mit wahlfreiem Zugriff
RMS	Root Mean Square, Effektivwert
RS232	serieller Datenübertragungsstandard
RS458	serieller Datenübertragungsstandard
RZM	Raumzeiger Modulation (= SVM)

S_i	(Halbleiter) Schalter _i
SPI	Serial Peripheral Interface
SSI	Synchronous Serial Interface
SVM	Space Vector Modulation
VS	Vorsteuerung
VSI	Voltage Source Inverter, Spannungszwischenkreiswechselrichter
TF	Transfer Function, Übertragungsfunktion
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
eff	effektiv
lim	limitiert, begrenzt
$\Delta - \Sigma - \text{Stromwandler}$	Stromsensor welcher die AD-Wandlung mit Hilfe der $\Delta - \Sigma$ -Modulation durchführt

B. Prüfstand

B.1. Antriebsprüfstand

Ein kurzer Überblick über den Prüfstand wurde schon in Kapitel 3.3.3.1 gegeben. Im Folgenden werden der Prüfstand und seine Komponenten genauer vorgestellt. Die Struktur des Prüfstandes wird in den Abbildungen B.1(a) und B.1(b) dargestellt. Der Prüfstand ist dafür ausgelegt, eine Vielzahl unterschiedlicher Motoren mit unterschiedlichen Leistungsklassen nutzen zu können. Weiterhin sollen unterschiedliche Messwandlerprinzipien und AD-Wandlungsarten untersucht werden. Aus diesem Grund ist er modular aufgebaut, die Bestandteile werden im Folgenden näher vorgestellt.

B.1.1. Prüfstandsstruktur

Die Systemkonfiguration und das Zusammenwirken der Komponenten des Prüfstandes sind in Abb. B.2 dargestellt. Um den Prüfstand möglichst wandlungsfähig zu halten, wurde er so konzipiert, dass wichtige Kernkomponenten einfach getauscht und aktiviert werden können. Folgende Bestandteile des Prüfstands wurden modularisiert:

- Leistungsendstufe
- Strommessplatine
- Drehmomentmesswelle

Die genauen Daten der jeweils genutzten Umrichterendstufen werden im Folgenden in Tabellen angegeben. Sämtliche verwendete Motoren stammen von der Wittenstein Cyber Motor GmbH, ihre Daten werden ebenfalls tabelliert vorgestellt. Für kommerziell erhältliches Prüfstandszubehör wird jeweils auf das zugehörige Produktdatenblatt referenziert. Auf die Eigenschaften der Messwertwandlung der Strommessung wird in Kapitel 3.1 ausführlicher eingegangen.

B.1.2. Echtzeit Rechnersystem und Stromregler

Als Echtzeitrechnersystem wird ein dSPACE DS 1006 Processor Board verwendet. Es verfügt über einen x86 Quad-Core AMD Opteron Prozessor und wird mittels PHS-Bus an die im Folgenden vorgestellten I/O-Boards [96] angebunden. Die Programmierung der Echtzeitapplikation erfolgt über Matlab / Simulink. Die Verbindung zum Host-PC erfolgt über eine ISA-BUS-Schnittstelle. Der Host-PC dient zur Befehlseingabe, Messdatenerfassung sowie zur Visualisierung der Messwerte. Messwerte sind mit dem Host-PC mit einer

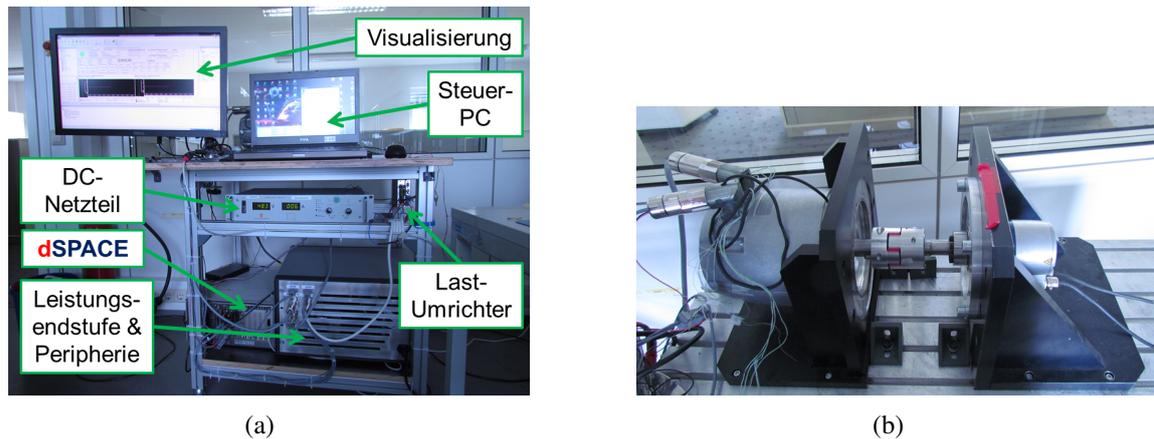


Abbildung B.1.: (a) Abgebildet ist eine Übersichtsfotografie des Antriebsprüfstandes. Die wesentlichen Bestandteile sind ein frei programmierbares Echtzeitsystem dSPACE DS1006, mit einer Ein-Ausgangskarte DS 5202, einem DC-Netzteil (52 V, 32 A), einem Steuer-PC, einem weiteren Monitor zur Visualisierung der Messwerte, verschiedene Umrichterendstufen unterschiedlicher Leistungsklassen. Ein über Analogspannungen programmierbarer Lastumrichter. (b) zeigt auf der linken Bildhälfte den Prüfling Motor A und auf der rechten Bildhälfte die Lastmaschine Motor F als TPM_004 (Motor-Getriebeeinheit) verbaut.

variablen Datenrate erfassbar. Die schnellstmögliche Abtastung erfolgt mit der Abtastrate des Stromreglers. Die schnellstmögliche Visualisierung der Messwerte erfolgt mit eben dieser Abtastrate. Zur Visualisierung wird dSPACE ControlDesk NG genutzt.

Als I/O-Karte wird das dSPACE DS 5202 APMC FPGA Base Board verwendet [97]. Das Board ist über PHS-BUS an das DS 1006 angebunden. Es beinhaltet 8 digitale Ein- und 10 digitale Ausgänge, die zeitliche Auflösung der Kanäle beträgt 25 ns. Weiterhin existieren 8 analoge Eingangskanäle (ADC) sowie 2 analoge Ausgangskanäle (DAC), die maximale Abtastrate beträgt 10 MHz. Weiterhin sind die gängigsten Winkelsensorenchnittstellen implementiert. Es stehen neben der Auswertung von Hall-Sensoren eine Resolverschnittstelle und eine RS485-Schnittstelle mit enthaltenen Encoderprotokollen (SSI, EnDat) zur Verfügung.

Das DS PGI1 SPI Master Board dient der Anbindung von Δ - Σ -Stromwandlern an das DS 1006 über ein SPI [98, 99]. Das Board ist mit dem DS 1006 Board über den PHS-BUS verbunden. Wahlweise kann für die Regelung die Strommessung der separaten Strommessplatine oder die integrierte Stromerfassung der Leistungsendstufe genutzt werden.

Die Softwarestruktur ist in Abbildung B.3 dargestellt. Auf dem DS 1006 ist die Steuerung des Prüfstandes implementiert, sie besteht aus der Ansteuerung der Peripherie wie z.B. der Lastmaschine, der Ablaufsteuerung sowie der eigentlichen Regelung des Prüflings. Die Regelung des freiprogrammierbaren Umrichters ist als klassische Kaskadenregelung realisiert.

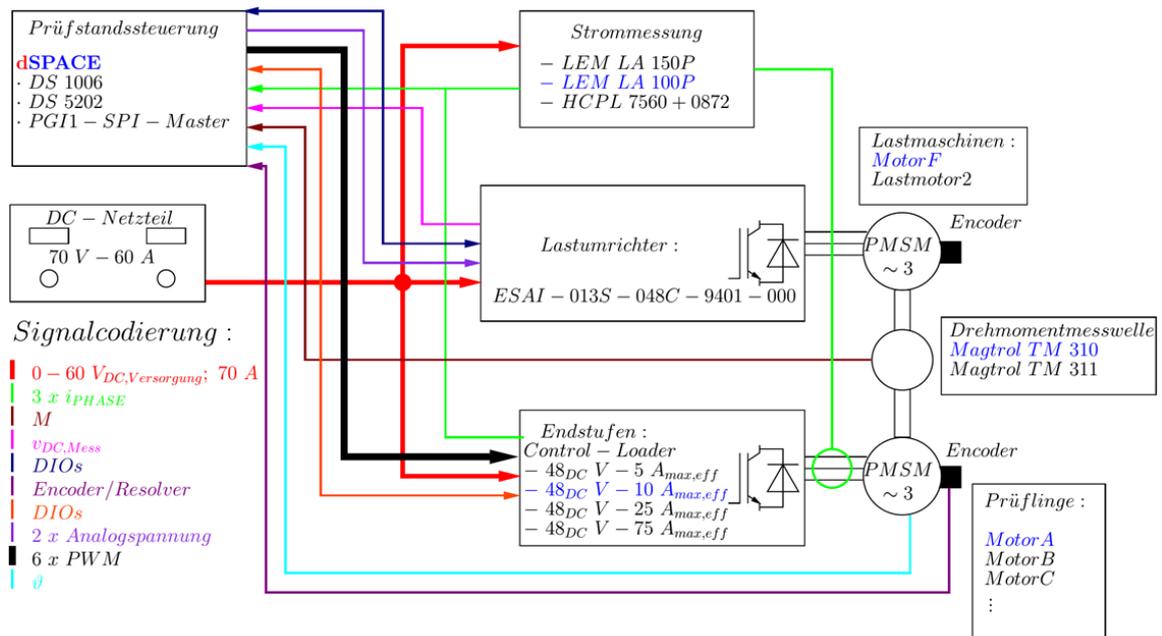


Abbildung B.2.: Systemüberblick des realisierten Antriebsprüfstand. Die verbauten Komponenten sind mit ihrer exakten Bezeichnung versehen. Die Modularität einer Komponente wird durch einen Spiegelstrich (–) angedeutet (–). Die verwendete Standardkomponente ist blau hinterlegt. Feste Bestandteile werden mit einem Punkt (·) gekennzeichnet. Die Signale sind mit Pfeilspitzen versehen, welche die Richtung des Datenstroms bzw. des Energieflusses darstellen.

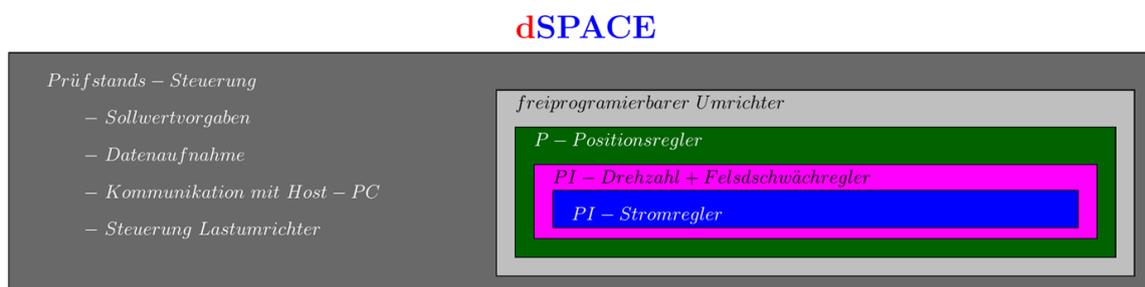


Abbildung B.3.: Softwarestruktur des Antriebsprüfstandes.

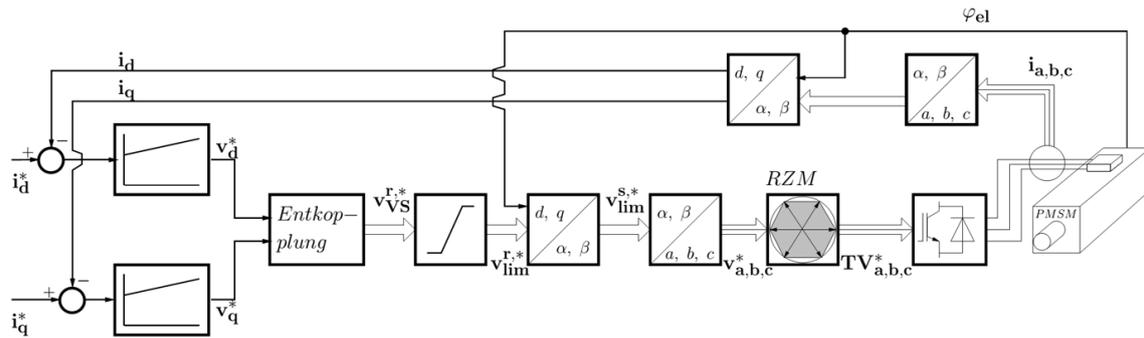


Abbildung B.4.: Dargestellt ist der Signalflussplan der implementierten feldorientierten Stromregelung. Die Stromregelung mit implementierter geberloser Regelung ist in Abb. 2.13(a) dargestellt.

Die Taktrate f_s der Stromregelung sowie die Schaltfrequenz der Leistungsendstufen betragen 16 kHz. Das Signalflussdiagramm der innersten Regelschleife (Stromregelkreis) ist in Abb. B.4 dargestellt. Der Stromregler ist als feldorientierte Regelung mit entkoppelter Regelung von d- und q-Strom realisiert. Die Halbleiter werden mittels Raumzeigermodulation angesteuert.

B.1.3. Leistungsendstufen und Strommessung

Als Leistungsendstufen werden die unterschiedlichen Leistungsklassen der Endstufe des Control-Loaders der Wittenstein Aerospace & Simulation GmbH genutzt [100].

Tabelle B.1.: Leistungsendstufen der Baureihe Control-Loader

Artikelcode	Nennstrom [A_{eff}]	Spitzenstrom [A_{eff}]	Zwischenkreisspannung [V]
80001316	5	10	48
80002118	10	25	48
80001318	25	50	48
30001185	75	150	48

Zusätzlich zu der auf Leistungsendstufe enthaltenen Strommessung wurde eine modulare Strommessplatine entwickelt. Auf ihr sind zusätzliche Stromsensoren enthalten [101, 102, 103]. Diese können anstatt der Stromwandler der Leistungsendstufe zur Datenerfassung genutzt werden.

B.1.4. Drehmomentmesswellen

Optional wurden Drehmomentmesswellen bei der Vermessung des Motors mit eingesetzt. Die Messwellen TM 309 und TM 311 der Firma Magtrol [104, 105] fanden entsprechend ihres Messbereiches Verwendung.

B.1.5. Lastmaschine

Als Lastmaschine wurden Motoren entsprechend der Tabelle B.7 eingesetzt. Die Anpassung des jeweiligen Drehzahl- und Drehmomentbereichs erfolgt über Getriebe unterschiedlicher Übersetzungen. Die Regelung erfolgt mit einem Antriebsregler ESAI-013S-048C-9401-000 der Wittenstein Cyber Motor GmbH. Die Sollwertvorgabe kann bei diesem Regler über RS232 erfolgen. In einer anderen Konfiguration ist es möglich, die Sollwertvorgaben durch das Anlegen von Spannungen an analoge Eingänge des ESAI-Reglers zu tätigen. Diese Sollwertvorgabe kann im drehzahlgeregelten und im drehmomentgeregelten Betriebsmodus erfolgen. Es ist somit möglich, den Prüfling mit Drehmoment- und Drehzahländerungen zu belasten. Es können für den Prüfling so konstante, sinusförmige, rechteckförmige und dreieckförmige Störungen variabler Frequenz erzeugt werden.

B.1.6. Verwendete Motoren

Im Folgenden werden die Kennwerte der untersuchten Maschinen angegeben. Neben den Datenblattangaben werden die Messergebnisse für die Bestimmung der Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten dargestellt. Die Phaseninduktivitäten wurden nach der in Kapitel 3.3.2 vorgestellten Methode bestimmt. Die Ergebnisse werden gezeigt, sofern die Messung nicht schon in dieser Arbeit vorgestellt wurde. In diesem Fall erfolgt ein Verweis auf die entsprechende Abbildung. Folgende Motoren wurde im Rahmen dieser Arbeit benutzt bzw. vermessen:

B.1.6.1. Motor A

Tabelle B.2.: Motor A

Klemmenwiderstand	2.2 Ω
Klemmeninduktivität	3.3 mH
Drehmomentkonstante	2.28 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.029 Vs
Polpaarzahl	16
Nennspannung	48 V
Nennstrom	3.7 A_{eff}
Nennmoment	8.5 Nm
Nenndrehzahl	170 rpm
Übersetzung	1

Die Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten ist in Abbildung 3.22 gezeigt.

B.1.6.2. Motor B

Tabelle B.3.: Motor B

Klemmenwiderstand	0.63 Ω
Klemmeninduktivität	0.5 mH
Drehmomentkonstante	7.4 $\frac{\text{Ncm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.011 Vs
Polpaarzahl	4
Nennspannung	48 V
Nennstrom	4.8 A_{eff}
Nennmoment	40.9 Ncm
Nenn Drehzahl	5600 rpm
Übersetzung	1

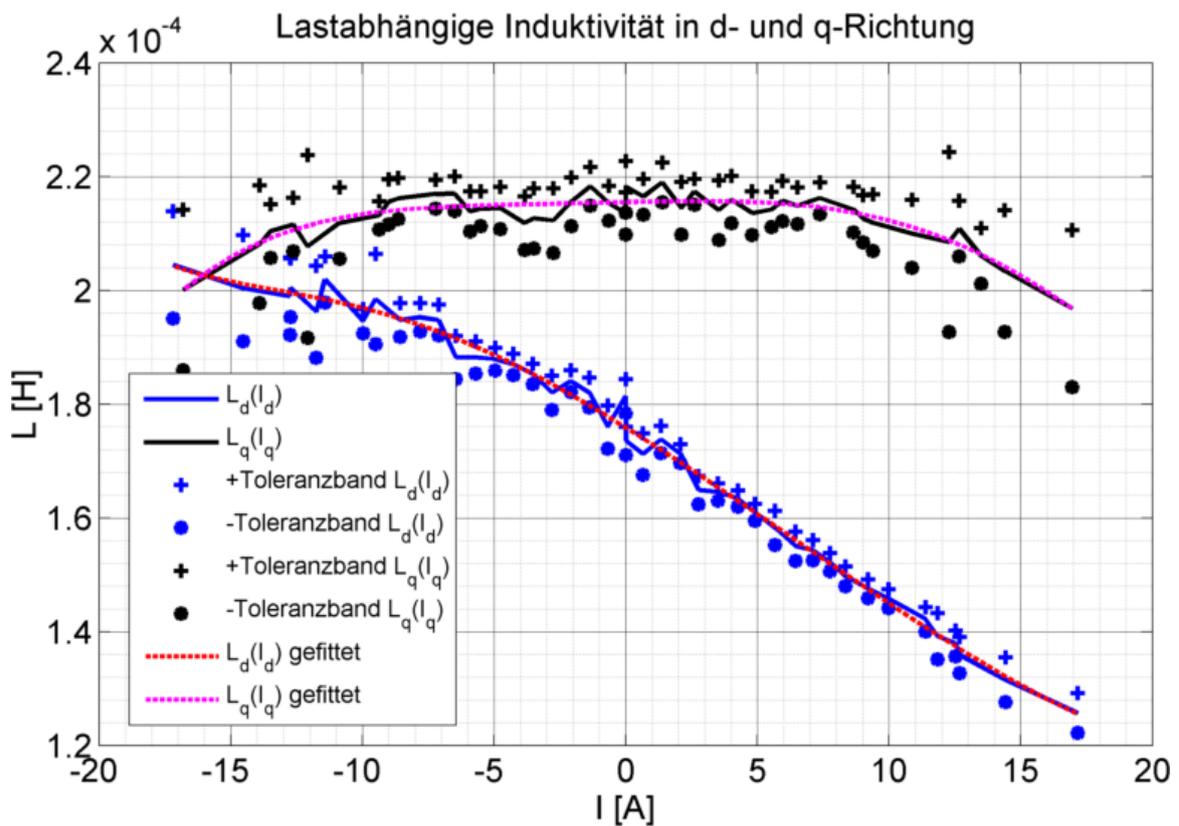


Abbildung B.5.: Dargestellt ist die Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems des Motors B.

B.1.6.3. Motor C

Tabelle B.4.: Motor C

Klemmenwiderstand	10.4 Ω
Klemmeninduktivität	21.9 mH
Drehmomentkonstante	1.17 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.131 Vs
Polpaarzahl	4
Nennspannung	48 V
Nennstrom	1.1 A_{eff}
Nennmoment	1.26 Nm
Nenndrehzahl	770 rpm
Übersetzung	1

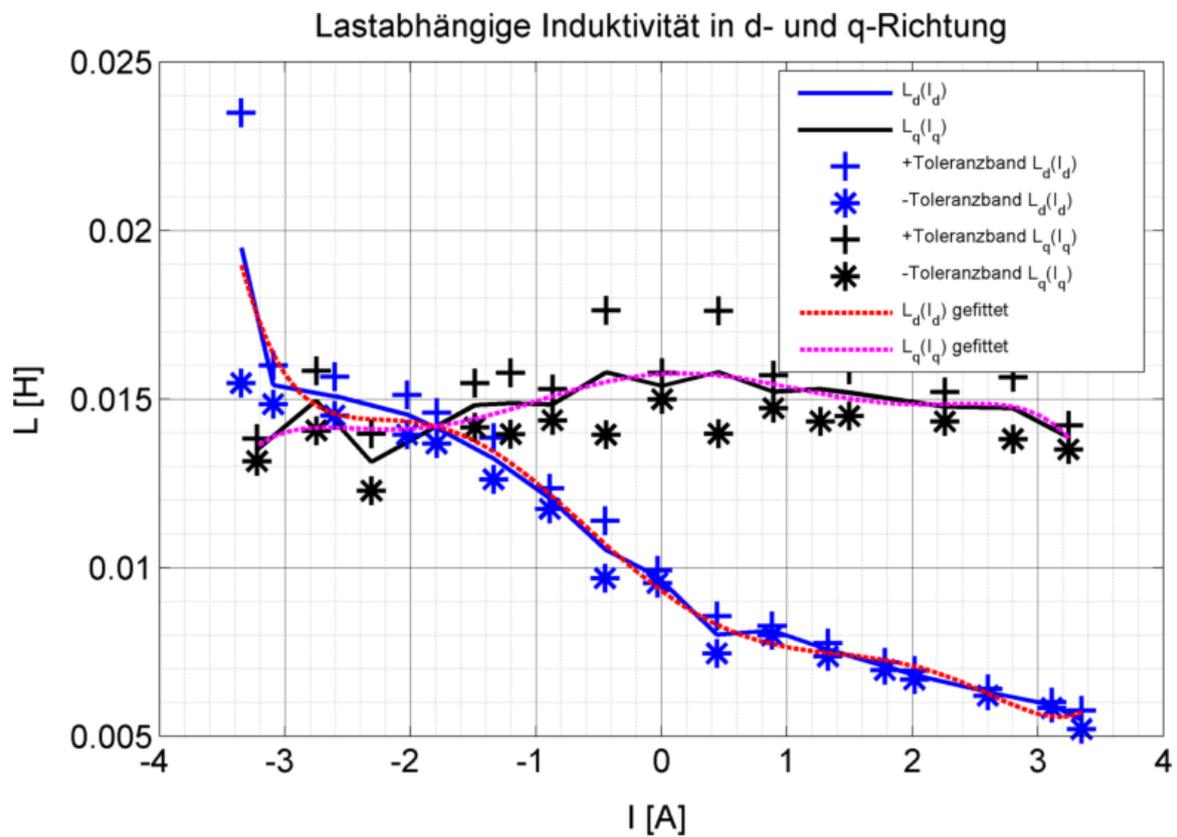


Abbildung B.6.: Dargestellt ist die Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems des Motors C.

B.1.6.4. Motor D

Tabelle B.5.: Motor D

Klemmenwiderstand	0.9 Ω
Klemmeninduktivität	1.3 mH
Drehmomentkonstante	0.106 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.087 Vs
Polpaarzahl	4
Nennspannung	48 V
Nennstrom	3.0 A_{eff}
Nennmoment	0.3 Nm
Nennzahl	4700 rpm
Übersetzung	1

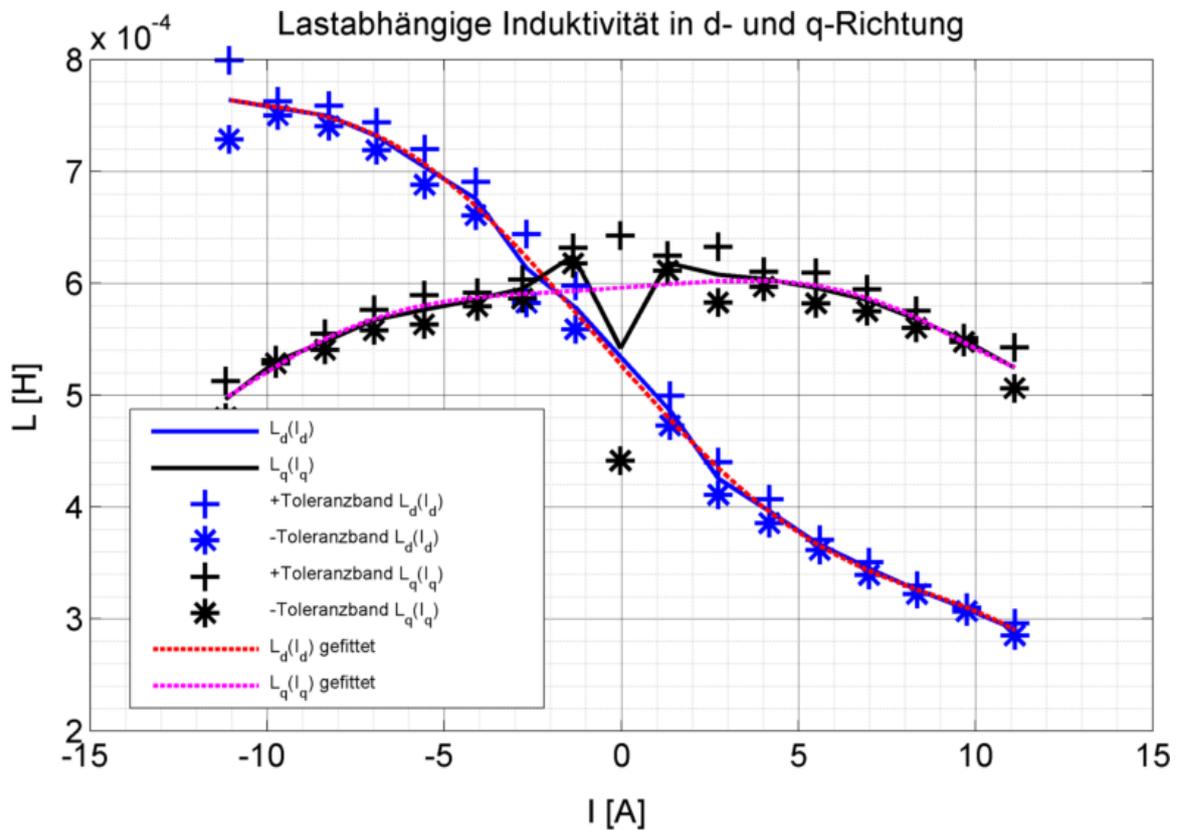


Abbildung B.7.: Dargestellt ist die Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems des Motors D.

B.1.6.5. Motor E

Tabelle B.6.: Motor E

Klemmenwiderstand	0.39 Ω
Klemmeninduktivität	0.67 mH
Drehmomentkonstante	0.17 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.021 Vs
Polpaarzahl	4
Nennspannung	320 V
Nennstrom	6.8 A_{eff}
Nennmoment	1.8 Nm
Nenn Drehzahl	7873 rpm
Übersetzung	1

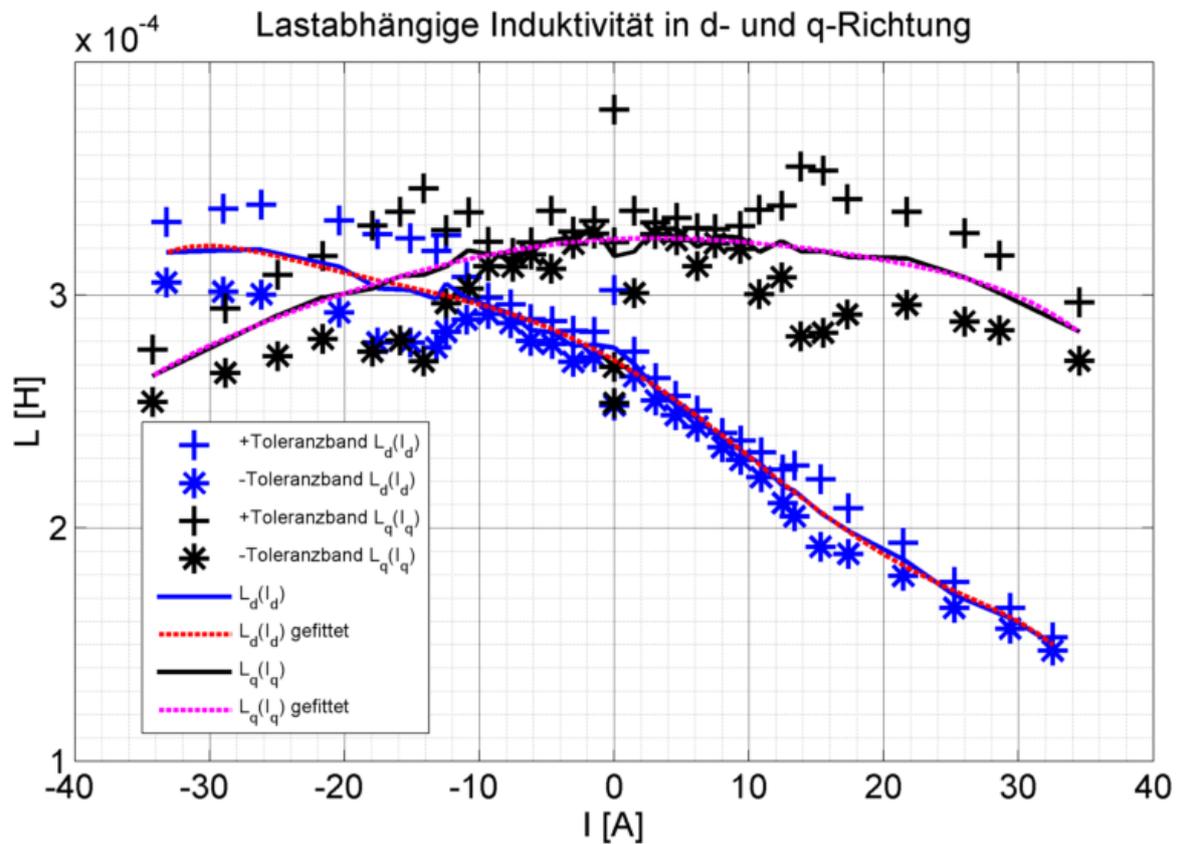


Abbildung B.8.: Dargestellt ist die Lastabhängigkeit der Phaseninduktivitäten des rotorfesten Koordinatensystems des Motors E.

B.1.6.6. Motor F**Tabelle B.7.:** Motor F bzw. TPM_004

Klemmenwiderstand	0.78 Ω
Klemmeninduktivität	0.68 mH
Drehmomentkonstante	0.06 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Drehzahlkonstante	0.008 Vs
Polpaarzahl	4
Nennspannung	48 V
Nennstrom	5 A_{eff}
Nennmoment	0.3 Nm
Nenndrehzahl	7112 rpm
Übersetzung	91

C. Messergebnisse für das Oberschwingungsverhalten der Maschine

Die Messergebnisse der Fourieranalyse des Cosinussignals des Arbitrary Injection Verfahrens werden im Folgenden dargestellt:

C.1. Messergebnisse für das Sinussignal

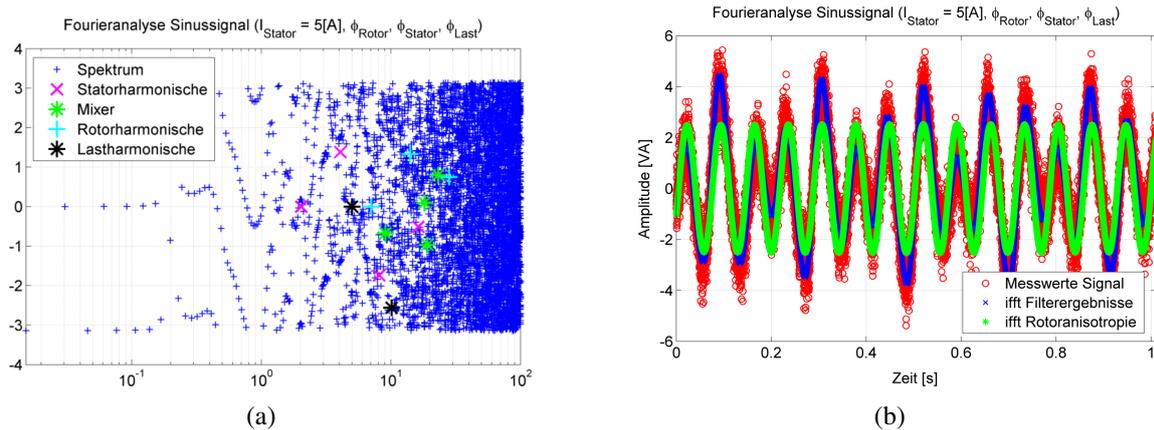


Abbildung C.1.: (a) Dargestellt ist das zur Abbildung 4.12 gehörige Phasenspektrum. Zusammen mit dem Amplitudenspektrum kann das eigentliche Sinussignal wieder rekonstruiert werden, vgl. (b). Neben dem gefilterten und rekonstruierten Gesamtsignal ist auch das Signal der ersten Rotorüberschwingung in Grün mit dargestellt. Das dargestellte Signal ist der eigentliche Träger der Lageinformation des Rotors.

C.2. Oberschwingungsverhalten des Statorstroms

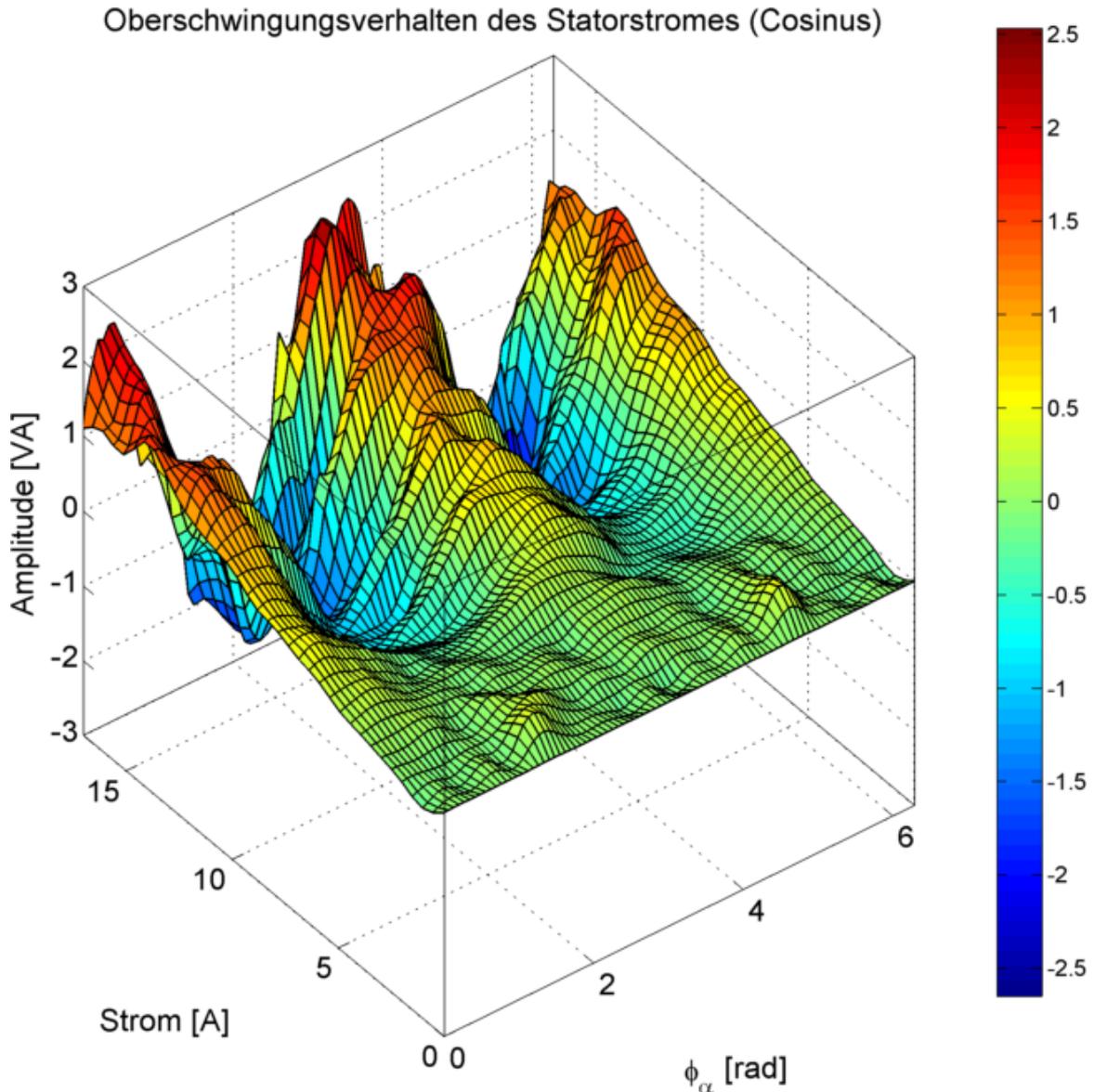


Abbildung C.2.: Dargestellt ist die Abhängigkeit des Statorstromsignals vom Statorstromwinkel und dem Betrag des Stroms. Deutlich zu erkennen ist, dass der Beitrag der ersten Harmonischen des Stromes mit zunehmendem Strom das dominierende Element des Signalbeitrags wird.

In Abbildung 4.14 ist die Abhängigkeit des Teilsignals des Statorstromes des Cosinussignals vom Betrag des Statorstromes und vom Statorstromwinkel ϕ_α dargestellt. Deutlich kann man erkennen, dass sich der Einfluss des Statorstromes mit zunehmendem Strom verändert. So ist bei relativ kleinen Stromstärken bis ca. 5 A der Einfluss sehr gering mit Amplituden von bis zu 0.5 VA. Es gibt dabei keine dominierende Oberschwingungsamplitude, dies kann an dem Verlauf der Minima- und Maxima für ca. 1 A abgelesen werden. Es bildet sich in

diesem Wertebereich kein eindeutig dominiertes Amplitudenverhalten aus.

Ab einer Stromstärke von ca 6 bis 7 A beginnt die erste Oberschwingung des Statorstromes das Teilsignal zu dominieren. Ab Strombeträgen von ca. 15 A treten innerhalb der Maxima kleine Nebenextrema auf, diese sind als Artefakte zu werten, welche durch die Kompensation des von-Hann-Fensters entstehen (vgl. Seite 122). Im Rahmen von weiteren Messungen und einer modifizierten Nutzung des von-Hann-Fensters könnten diese Artefakte beseitigt werden.

C.3. Oberschwingungsverhalten des Rotors

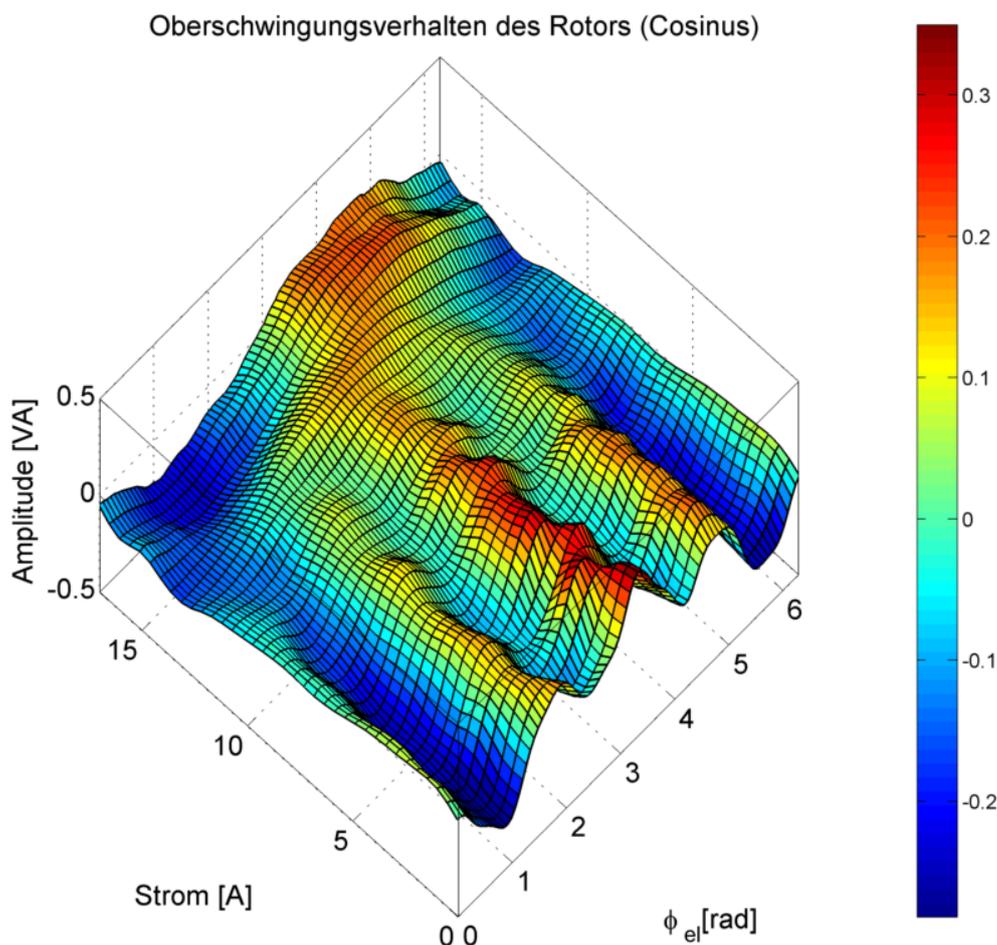


Abbildung C.3.: Dargestellt ist die Abhängigkeit des Rotorsignals vom Rotorlagewinkel und dem Betrag des Stroms. In der gewählten Darstellung wurde die erste Oberschwingung des Rotorsignals nicht mit aufgetragen, da dieses Signal nicht kompensiert werden soll (vgl. Kap. 4.2.2). Deutlich ist der abnehmende Beitrag der vierten Harmonischen zu erkennen.

C.4. Oberschwingungsverhalten der d-Achsenwinkeländerung

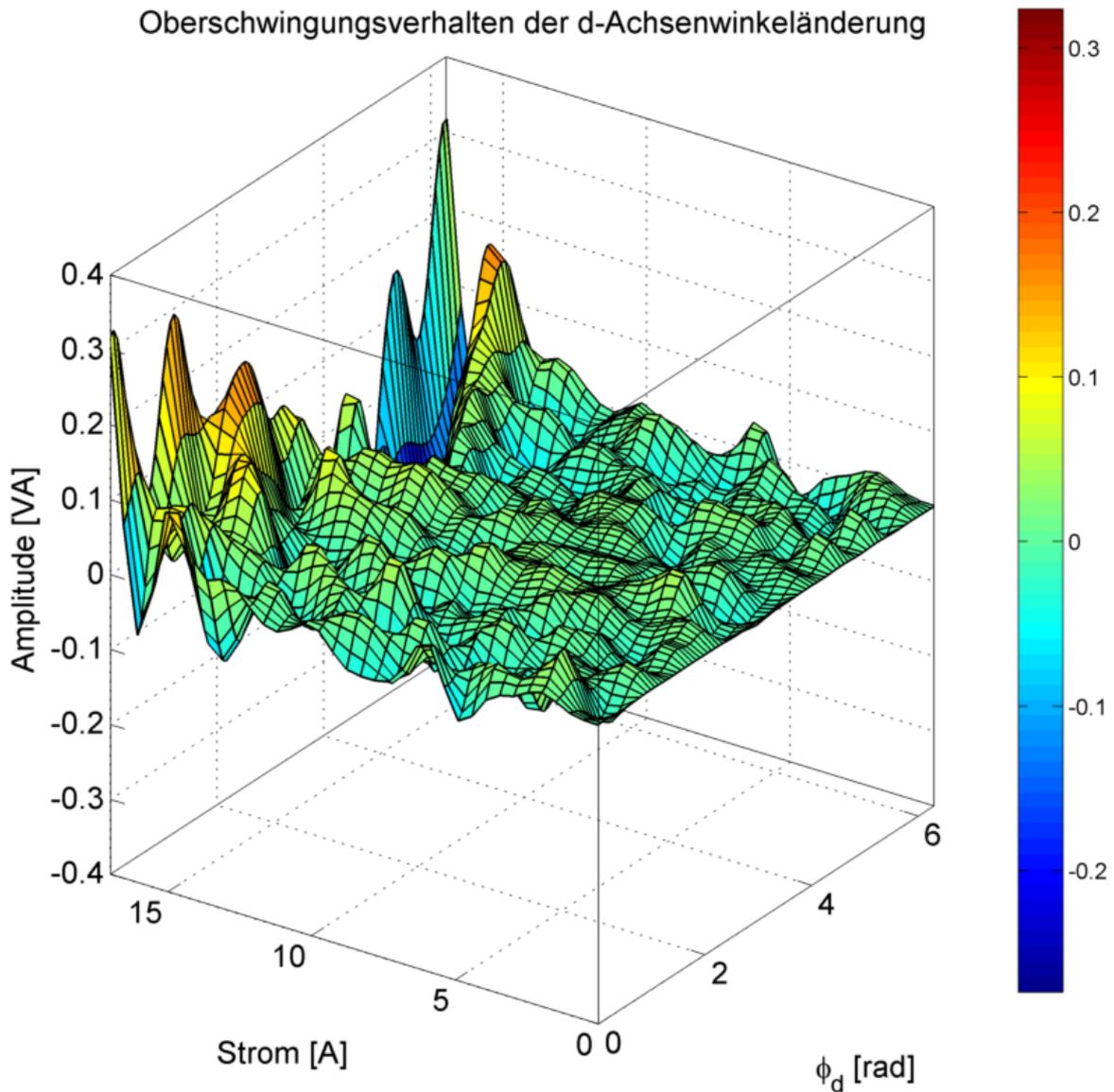


Abbildung C.4.: Dargestellt ist das Oberschwingungsverhalten für die Änderung des d-Achsenwinkels. Es zeigt sich, dass sich kein eindeutiger Oberschwingungseinfluss im Signal ausmachen lässt. Die typischen Signalamplituden liegen im Bereich von 0.1 VA. Lediglich im Bereich großer Ströme zeigt sich ein sinoides Verhalten mit einer Amplitude von maximal 0.25 VA.

C.5. Oberschwingungsverhalten der nichtlinearen Mischprodukte

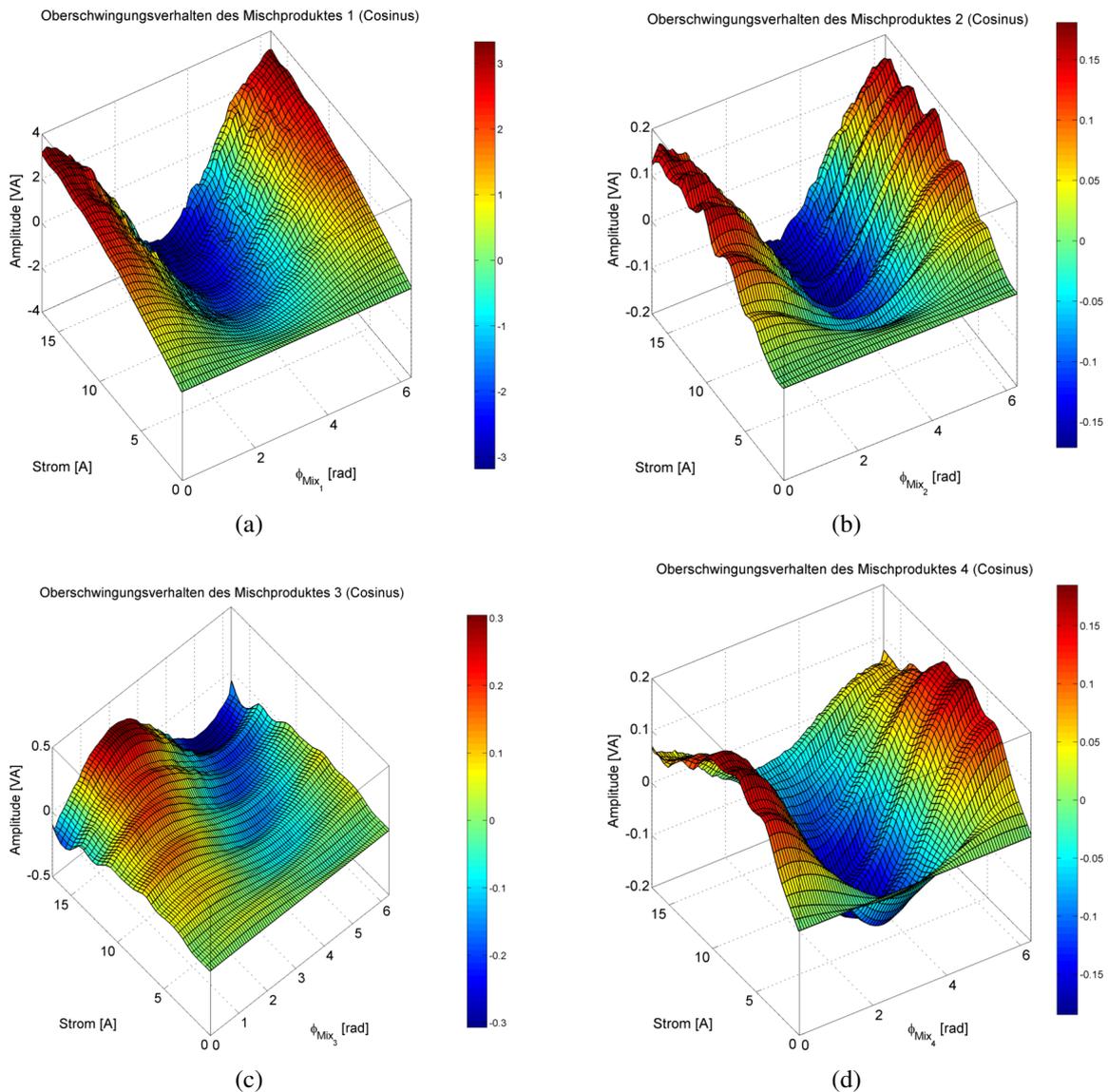


Abbildung C.5.: (a) Dargestellt ist das Teilsignal des nichtlinearen Mischproduktes bei 9 Hz. Die Amplitude des Signals nimmt mit dem Laststrom der Maschine zu, wie in Abschnitt 4.2.1 diskutiert. Gleiches gilt für das Verhalten des Mischproduktes bei 18 Hz, dargestellt in (b). Das Mischprodukt bei 19 Hz, dargestellt in Abb. (c), zeigt ebenfalls eine mit dem Statorstrom zunehmende Amplitude. Im Gegensatz zu den zuerst gezeigten Signalen tritt mit zunehmendem Strom eine Phasenverschiebung auf. Das Verhalten des Teilsignals mit einer Frequenz von 23 Hz, dargestellt in (d), zeigt beinahe keine Abhängigkeit vom Strom.

D. Danksagung

Zuerst möchte ich mich bei meiner Frau Melanie und unseren beiden Kindern Ida und Oskar bedanken. Bedanken für Ihre Geduld, ihr Verständnis und für Ihre Unterstützung auf die ich jederzeit zählen konnte, obwohl Sie auf viel gemeinsame Zeit verzichten mussten. Danke für die vielen Abende und Wochenenden, an denen ich nicht Partner bzw. Papa sein konnte und an denen Ihr mir trotzdem den Rücken frei gehalten habt - es wird jetzt besser ;-).

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr. Ing. Ralph Kennel für seine Betreuung und für seine Offenheit sich dieser Arbeit im Rahmen einer Industrie- bzw. externen Promotion anzunehmen. Seine Fragen, Anregungen sowie die offene Atmosphäre die er am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik schafft haben mir bei der Erstellung dieser Arbeit sehr geholfen.

Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr. Ing. Ingo Hahn für die Übernahme des Koreferats und für die kritisch Stellungnahme.

Herrn Prof. Dr. Andreas Jossen danke ich für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Reichlich dank gebührt allen Mitarbeitern am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik für die freundliche und kollegiale Aufnahme die sie den externen Doktoranden entgegenbringen. Gerade die Möglichkeiten zur offenen Diskussion, über Firmengrenzen hinweg und die trotz der räumlichen Trennung immer möglich ist möchte ich besonders herausheben.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der Firma WITTENSTEN AG in Harthausen / Igersheim. Besonders möchte ich mich aus diesem Grund bei den Herren Dr. Gröning, Dr. Kalker, Dr. Barth und Dr. Michel für die Initiierung und sowie das entgegengebrachte Vertrauen während der Bearbeitung des Themas bedanken.

Neben meinen Kollegen im Team Hard- und Software die mich bei den unterschiedlichsten Herausforderungen täglich durch Rat und Tat unterstützten möchte ich mich ganz besonders bei Dr. Rolf Hoffmann bedanken. Er war und ist wertvoller und freundschaftlicher Diskussionspartner, der mit seinen Fragen, seiner Kritik aber auch mit seinen Anregungen im richtigen Moment einen großen Anteil am Gelingen dieser Arbeit hat.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei meinen Eltern dafür bedanken mich zu jedem Zeitpunkt auf diesem Weg unterstützt und ermutigt zu haben.

Literaturverzeichnis

- [1] H. Gros, J. Hamann, and G. Wiegartner, Elektrische Vorschubantriebe in Der Automatisierungstechnik: Grundlagen, Berechnung, Bemessung (German Edition). Publicis MCD Verlag, Germany, 2006. [Online]. Available: <http://www.amazon.de/Elektrische-Vorschubantriebe-Automatisierungstechnik-Grundlagen-Berechnung/dp/3895782785>
- [2] S. Schreiweis, “Design and Validation of a Resolver Based Position Feedback System for Use with a Very Long Conductor in due Consideration of External Disturbance,” Master’s thesis, Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik, Technische Universität München, Arcisstraße 21, 80333 München, November 2014.
- [3] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Drehgeber. [Online]. Available: https://www.heidenhain.de/de_DE/php/dokumentation-und-information/prospekte/popup/media/media/file/view/file-0034/file.pdf
- [4] R. Wu and G. Slemon, “A permanent magnet motor drive without a shaft sensor,” Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 27, no. 5, pp. 1005–1011, Sep 1991. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=90359>
- [5] E. Siemens and J. Halske, “Verfahren zur Fernübertragung von Bewegungen,” DE Patent DE000 000 093 912, August 31, 1897. [Online]. Available: <https://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?action=pdf&docid=DE000000093912A>
- [6] DDC Data Device Corporation, Synchro / Resolver Conversion-Handbook, 4th ed., J. Kessler, Ed. DDC Data Device Corporation, 1994. [Online]. Available: <http://www.ddc-web.com/Documents/synhdbk.pdf>
- [7] DE Patent DE102 008 051 524, 10 13, 2010. [Online]. Available: <https://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?action=pdf&docid=DE102008051524A1>
- [8] J. Teigelkötter, Energieeffiziente elektrische Antriebe Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren, J. Teigelkötter, Ed. Springer Vieweg, 2013.
- [9] D. Hanselman, “Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion,” in Industrial Electronics Society, 1989. IECON '89., 15th Annual Conference of IEEE, Nov 1989, pp. 486–493 vol.2. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=69681>

- [10] K. Wiedmann, "Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen," Ph.D. dissertation, Leibniz Universität Hannover. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, 2012.
- [11] S. L. Kellner, "Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen," Ph.D. dissertation, Universität Erlangen Nürnberg, 2012. [Online]. Available: opus4.kobv.de/opus4-fau/files/2738/SvenKellnerDissertation.pdf
- [12] D. Schröder, Elektrische Antriebe – Grundlagen, 5th ed., D. Schröder, Ed. Springer Vieweg, 2013. [Online]. Available: <http://www.springer-vieweg.de/978-3-642-30470-5>
- [13] R. Fischer, Elektrische Maschinen, R. Fischer, Ed. Carl Hanser Verlag, Oct 2013. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.3139/9783446437678>
- [14] J. Specovius, Grundkurs Leistungselektronik Bauelemente, Schaltungen und Systeme, J. Specovius, Ed. Springer Vieweg, 2011.
- [15] N. P. Quang and J.-A. Dittrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines. Springer, 2008, no. ISBN 978-3-642-09786-7. [Online]. Available: <http://www.springer.com/engineering/energy+technology/book/978-3-540-79028-0>
- [16] D. Schröder, Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, 3rd ed., D. Schröder, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2009. [Online]. Available: <http://www.springer-vieweg.de/978-3-642-30470-5>
- [17] W. Nolting, Grundkurs Theoretische Physik 3 - Elektrodynamik. Springer Berlin Heidelberg, 2013. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-37905-5>
- [18] J. F. Gieras, Permanent Magnet Motor Technology, 3rd ed. CRC Press, Aug 2009, no. ISBN 978-1-4200-6440-7. [Online]. Available: <http://www.crcnetbase.com/isbn/9781420064414>
- [19] V. Bobek, "PMSM Electrical Parameters Measurement," Freescale Semiconductor, Inc., Application Note 4680, 2013. [Online]. Available: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/app_note/AN4680.pdf
- [20] Surahammars Bruk AB, Non orientated electrical steel, 2013. [Online]. Available: http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm
- [21] J. Cordier, P. Landsmann, and R. Kennel, "The influence of magnetic hysteresis on hf injection based inductance calculation," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Sept 2011, pp. 638–645. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1109%2FECCE.2011.6063829%20>
- [22] W. Canders, Ed., Berechnung von Eisenverlusten, ser. Jahresbericht 2010 / 2011, vol. 13, Institut für Elektrische Maschinen und Bahnen TU Braunschweig, February 2012. [Online]. Available: https://www.tu-braunschweig.de/Medien-DB/imab/09-Jahresberichte/2010-11/07_Canders_2010_11.pdf

- [23] G. Müller, K. Vogt, and B. Ponick, Berechnung elektrischer Maschinen. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2007, no. ISBN 978-3-527-40525-1. [Online]. Available: <http://www.amazon.de/Berechnung-elektrischer-Maschinen-Elektrische-Band/dp/3527405259>
- [24] K. Knörzer, “FEM-Simulation und Berechnung der lastabhängigen Induktivitäten von oberflächenmontierten permanenterregten Synchronmaschinen,” Master’s thesis, Duale Hochschule Baden-Württemberg, Mosbach, 2014.
- [25] A. Jack and B. Mecrow, “Methods for magnetically nonlinear problems involving significant hysteresis and eddy currents,” Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 26, no. 2, pp. 424–429, Mar 1990. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252F20.106344&newsearch=true>
- [26] C. Bode, “Methoden zur Induktivitätsberechnung,” online, 2009. [Online]. Available: https://www.tu-braunschweig.de/Medien-DB/imab/09-Jahresberichte/2009/01_Bode_2009.pdf
- [27] P. Landsmann, D. Paulus, P. Stolze, and R. Kennel, “Saliency based encoderless predictive torque control without signal injection,” in Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, June 2010, pp. 3029–3034. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIPEC.2010.5543157&newsearch=true>
- [28] D. Paulus, P. Landsmann, and R. Kennel, “Sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation,” in Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011 Symposium on, Sept 2011, pp. 41–46. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1109%2FSLED.2011.6051543%20>
- [29] —, “Saliency based sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines in the whole speed range,” in Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2012 IEEE Symposium on, Sept 2012, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FSLED.2012.6422802&newsearch=true>
- [30] D. Paulus, P. Landsmann, S. Kühl, and R. Kennel, “Arbitrary injection for permanent magnet synchronous machines with multiple saliencies,” in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, Sept 2013, pp. 511–517. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FECCE.2013.6646744&newsearch=true>
- [31] P. Landsmann and R. Kennel, “Saliency-based sensorless predictive torque control with reduced torque ripple,” Power Electronics, IEEE Transactions

- on, vol. 27, no. 10, pp. 4311–4320, Oct 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FTPEL.2012.2192137&newsearch=true>
- [32] P. Landsmann, C. Hackl, and R. Kennel, “Eliminating all machine parameters in Encoderless Predictive Torque Control without signal injection,” in Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, May 2011, pp. 1259–1264. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIEMDC.2011.5994784&newsearch=true>
- [33] A. Ravikumar-Setty, S. Wekhande, and K. Chatterjee, “Comparison of high frequency signal injection techniques for rotor position estimation at low speed to standstill of PMSM,” in Power Electronics (IICPE), 2012 IEEE 5th India International Conference on, Dec 2012, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIICPE.2012.6450521&newsearch=true>
- [34] W. Wendt, Taschenbuch der Regelungstechnik. Deutsch Harri GmbH, 2005. [Online]. Available: http://www.amazon.com/s/ref=nb_sb_noss?url=search-alias%3Dstripbooks&field-keywords=+978-3817117499
- [35] Shapiro and Stockman, “CSE576: Computer Vision Course Book,” online. [Online]. Available: <http://courses.cs.washington.edu/courses/cse576/book/ch5.pdf>
- [36] R. Kruse, “Aufbau und Funktionsweise eines permanenterregten Synchronmotors,” June 2008, Schulungsunterlagen Wittenstein Cyber Motor GmbH.
- [37] E. Garbe, “Motorentchnik - Level 3,” November 2011, Schulungsunterlagen Wittenstein Cyber Motor GmbH.
- [38] C. Veeh, “Oberwellenorientierte Wicklungsmodifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung,” Ph.D. dissertation, Leibniz Universität Hannover. Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, 2013. [Online]. Available: <http://books.google.de/books?id=2KxPngEACAAJ>
- [39] M. Degner and R. Lorenz, “Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machine,” Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 5, pp. 1097–1104, Sep 1998. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1109%2F28.720450%20>
- [40] Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Ed., Zweijahresbericht, 2012/2013. [Online]. Available: http://www.ial.uni-hannover.de/fileadmin/institut/pdf/Jahresberichte/IAL_Zweijahresbericht_2012_13.pdf
- [41] C. Pohlandt and S. Haag, “Modellbildung verlustbehafteter hybrider elektrischer Antriebsstrangkomponenten Modellbildung von „erweiterten Modellen“,” Forschungsvereinigung Antriebstechnik e.V, Forschungsvorhaben Heft 11 03, 2014.

- [42] J.-F. Stumper, D. Paulus, and R. Kennel, "Encoderless field-oriented control of a synchronous reluctance machine with an estimator in polar stator-current coordinates," in Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, Aug 2011, pp. 1–8. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6020159>
- [43] D. Paulus, J.-F. Stumper, and R. Kennel, "Sensorless Control of Synchronous Machines Based on Direct Speed and Position Estimation in Polar Stator-Current Coordinates," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 28, no. 5, pp. 2503–2513, May 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FTPEL.2012.2211384&newsearch=true>
- [44] W. Hammel and R. Kennel, "Position sensorless control of PMSM by synchronous injection and demodulation of alternating carrier voltage," in Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2010 First Symposium on, July 2010, pp. 56–63. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5542801>
- [45] C. Veeh, "Messung und Berechnung des stationären Betriebsverhaltens hochpoliger PM-Maschinen im Betriebsbereich mit Polradwinkelverschiebung," Master's thesis, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Maschinen, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2008.
- [46] Mann, Schiffelgen, and Froriep, Einführung in die Regelungstechnik, 11th ed. Hanser-Verlag, 2009, no. ISBN 3446417656. [Online]. Available: http://dodo.fb06.fh-muenchen.de/lab_lsr/buch/
- [47] U. Nuß, Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe. VDE Verlag, 2010, no. ISBN 978-3-8007-3218-0. [Online]. Available: <https://www.vde-verlag.de/buecher/483218/hochdynamische-regelung-elektrischer-antriebe.html>
- [48] M. Homann, T. Noesselt, and W. Schumacher, "Aspekte der Strommessung in Drehfeldmaschinen mit Delta Sigma Umsetzern," in SPS IPC DRIVES 2013, 2013.
- [49] C. Klarenbach, H. Schmirgel, and J. O. Kraß, "Design of Fast and Robust Current Controllers for Servo Drives based on Space Vector Modulation," in PCIM 2011, May 2011, pp. 182 – 188. [Online]. Available: http://www.f07.fh-koeln.de/imperia/md/content/personen/kraß_jens/pcim_2011_current.pdf
- [50] P. Landsmann, D. Paulus, and R. Kennel, "Silent and parameter independent hybrid sensorless control for spmsm based on current oversampling," in Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013 IEEE International Symposium on, Oct 2013, pp. 1–8. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6684513>
- [51] P. Landsmann, J. Jung, M. Kramkowski, P. Stolze, D. Paulus, and R. Kennel, "Lowering injection amplitude in sensorless control by means of current oversampling," in Sensorless Control for Electrical Drives

- (SLED), 2012 IEEE Symposium on, Sept 2012, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1109%2FSLED.2012.6422810>
- [52] P. Landsmann, D. Paulus, A. Dötlinger, and R. Kennel, “Silent injection for saliency based sensorless control by means of current oversampling,” in Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on, Feb 2013, pp. 398–403. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6505705>
- [53] W. Hammel and R. Kennel, “High-resolution sensorless position estimation using delta-sigma-modulated current measurement,” in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Sept 2011, pp. 2717–2724. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6064133>
- [54] J. O. Krah, “Tätigkeitsbericht 2010,” online, 2010. [Online]. Available: <http://www.f07.fh-koeln.de/imperia/md/content/forschung/schwerpunkte/dispa/taetigkeitsbericht2010.pdf>
- [55] Z. Ma and R. Kennel, “FPGA based signal injection sensorless control of SMPMSM using Delta-Sigma A/D conversion,” in Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2012 IEEE Symposium on, Sept 2012, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6422814>
- [56] C. Klarenbach and J. O. Krah, “FPGA based Field Oriented Current Controller for High Performance Servo Drives,” in Proceedings PCIM Europe 2008, 2008. [Online]. Available: http://www.f07.fh-koeln.de/imperia/md/content/personen/krah_jens/pcim_2008_fpga_drive.pdf
- [57] S. Park, Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters. MOTOROLA, 1993.
- [58] B. Baker, How Delta-Sigma ADCs work, Part 1 and Part 2. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/slyt423/slyt423.pdf>
- [59] P. Aziz, H. Sorensen, and J. von der Spiegel, “An overview of sigma-delta converters,” Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 13, no. 1, pp. 61–84, Jan 1996. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252F79.482138&newsearch=true>
- [60] D. Jarman, A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion, Intersil, 1995. [Online]. Available: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an95/an9504.pdf>
- [61] C. Klarenbach and J. O. Krah, “Fast and High Precision Motor Control for High Performance Servo Drives,” in PCIM 2010, 2010, pp. 326 – 333. [Online]. Available: http://www.f07.fh-koeln.de/imperia/md/content/personen/krah_jens/fast_and_high_precision_motor_control.pdf

- [62] W. Peters, B. Schulz, S. Mathapati, and J. Bocker, "Regular-sampled current measurement in ac drives using delta-sigma modulators," in Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, Sept 2009, pp. 1–9. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=5279230&newsearch=true>
- [63] J. O. Kraß, "Control of Power Converters," in PCIM Europe 2014, 2014.
- [64] Wiedmann, K. and Wallrapp, F. and Mertens, A., "Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on High-Frequency Signal Injection," in Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, Sept 2009, pp. 1–10. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10939380%20>
- [65] H. Schmirgel and J. O. Kraß, "Compensation of Nonlinearities in the IGBT Power Stage of Servo Amplifiers through Feed Forward Control in the Current Loop," in PCIM EUROPE 2005, 2005, pp. 94 – 99. [Online]. Available: http://www.f07.fh-koeln.de/imperia/md/content/personen/kraß_jens/pcim2005.pdf
- [66] J. P. Reithmaier, "Angewandte Halbleiterphysik - Vorlesungsskript WS 2004/2005," online, Julius Maximilians Universität Würzburg, 2004.
- [67] Vishay, Product Data Sheet SUP/SUB75N08-09L, Vishay Siliconix. [Online]. Available: <http://www.datasheetspdf.com/PDF/SUB75N08-09L/547759/1>
- [68] M. Kazerooni and N. Kar, "Methods for determining the parameters and characteristics of pmsm," in Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, May 2011, pp. 955–960. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIEMDC.2011.5994944&newsearch=true>
- [69] D. Eggers, "Weichmagnetische Werkstoffe für die E-Traktion – Entwicklung einer physikalisch begründeten Eisenverlust Berechnungsformel zur Verlustberechnung in elektrischen Kfz-Antrieben," Forschungsvereinigung Antriebstechnik e.V., Forschungsvorhaben, 2014.
- [70] C. Bode, H. May, and W. R. Canders, Eds., Untersuchung von Wirbelstromverlusten in Permanentmagneten bei hohen Frequenzen, ser. Jahresbericht 2010 / 2011, vol. 13, Institut für Elektrische Maschinen und Bahnen TU Braunschweig, February 2012. [Online]. Available: https://www.tu-braunschweig.de/Medien-DB/imab/09-Jahresberichte/2010-11/01_Bode2010_11.pdf
- [71] D. Meeker, "FEMM 4.2 (x64) - Build: Apr 11 2012," 2012. [Online]. Available: www.femm.info
- [72] —, Finite Element Method Magnetics, 2010. [Online]. Available: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>

- [73] M. Cistelecan, F. Ferreira, and M. Popescu, “Three phase tooth-concentrated multiple-layer fractional windings with low space harmonic content,” in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept 2010, pp. 1399–1405. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FECCE.2010.5618267&newsearch=true>
- [74] P. Landsmann, D. Paulus, P. Stolze, and R. Kennel, “Reducing the parameter dependency of Encoderless Predictive Torque Control for reluctance machines,” in Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2010 First Symposium on, July 2010, pp. 93–99. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FSLLED.2010.5542798&newsearch=true>
- [75] —, “Saliency based encoderless Predictive Torque Control without signal injection for a reluctance synchronous machine,” in Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, Sept 2010, pp. S1–10–S1–17. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FEPEPEMC.2010.5606557&newsearch=true>
- [76] S. Heis, “Vorlesung Mathematik,” online, Hochschule Ostwestfalen-Lippe University of Applied Sciences Fachbereich Elektrotechnik und Technische Informatik. [Online]. Available: http://www.hs-owl.de/fb5/person/heiss/de/mathematik/skript09/ma_14_fouriertransformation_091.pdf
- [77] V. K. Ingle and J. G. Proakis, Digital Signal Processing Using MATLAB. Cengage Learning, 2011. [Online]. Available: <http://www.amazon.de/Digital-Signal-Processing-Using-MATLAB/dp/1111427372>
- [78] D. Dorran. Lectures on Digital Signal Processing. www.YouTube.com. Dublin Institute of Technology. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/user/ddorran/featured>
- [79] C. Veeh, “Motorentchnik Level 1,” 2011, Schulungsunterlagen Wittenstein Cyber Motor GmbH.
- [80] K.-H. Dempewolf, “Motorentchnik Level 2,” 2012, Schulungsunterlagen Wittenstein Cyber Motor GmbH.
- [81] M. Hufschmid, Mischer - Ergänzungsskript zu Information und Kommunikation. Vieweg und Teubner Verlag, 2007, no. 978-3-8351-9077-1. [Online]. Available: <http://www.informationsuebertragung.ch/indexMischer.html>
- [82] T. Wirth and G. Merziger, Repetitorium der höheren Mathematik. Binomi Verlag, 2002. [Online]. Available: <http://www.amazon.de/Repetitorium-h%C3%B6heren-Mathematik-Gerhard-Merziger/dp/3923923333>
- [83] W. Ossau, “Vorlesungsskript Auswertung von Messungen und Fehlerrechnung,” online, October 2009. [Online]. Available: http://www.physik.uni-wuerzburg.de/de/studium/studienangelegenheiten/grundpraktikum_neu/vorlesung_auswertung_von_messungen_und_fehlerrechnung/

- [84] T. Wescott, Applied Control Theory for Embedded Systems, ser. Embedded Technology. Elsevier Science, 2011. [Online]. Available: <http://books.google.de/books?id=OaJo1Kq58GEC>
- [85] J. D'Errico, "Surface Fitting using gridfit," Matlab Central, function, November 2005. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/8998-surface-fitting-using-gridfit>
- [86] Y. Yan, J. Zhu, Y. Guo, and H. Lu, "Modeling and Simulation of Direct Torque Controlled PMSM Drive System Incorporating Structural and Saturation Saliencies," in Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, vol. 1, Oct 2006, pp. 76–83. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIAS.2006.256487&newsearch=true>
- [87] Y. Yan, J. Zhu, and Y. Guo, "Initial rotor position estimation and sensorless direct torque control of surface-mounted permanent magnet synchronous motors considering saturation saliency," Electric Power Applications, IET, vol. 2, no. 1, pp. 42–48, Jan 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1049%2Fiet-epa:20070083%20>
- [88] J.-I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S.-K. Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 39, no. 3, pp. 761–767, May 2003. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FTIA.2003.811781&newsearch=true>
- [89] Y. Wang, N. Guo, J. Zhu, N. Duan, S. Wang, Y. Guo, W. Xu, and Y. Li, "Initial Rotor Position and Magnetic Polarity Identification of PM Synchronous Machine Based on Nonlinear Machine Model and Finite Element Analysis," Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 6, pp. 2016–2019, June 2010. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=10.1109%2FTMAG.2010.2042690%20>
- [90] H. Kim, K.-K. Huh, R. Lorenz, and T. Jahns, "A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machine drives," in Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, vol. 2, Oct 2003, pp. 1173–1180 vol.2. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?queryText=10.1109%252FIAS.2003.1257699&newsearch=true>
- [91] R. Chandru and J. Zhu, "Sensorless rotor position detection using differential high frequency phase current method," in Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, vol. 1, 2005, pp. 355–359. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org.eaccess.ub.tum.de/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=%20%20%20%20%2010.1109%2FPEDS.2005.1619712>
- [92] P. Landsmann, D. Paulus, S. Kühl, and R. Kennel, "Dynamische geberlose Regelung im gesamten Drehzahlbereich für PMSM," in SPS IPC DRIVES 2013, 2013.

- [93] H. D. Perassi, "Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand," Ph.D. dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2006. [Online]. Available: <http://www.db-thueringen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-13770/ilm1-2007000172.pdf>
- [94] E. Clarke, Circuit Analysis of A-C Power Systems, ser. General electric series. J. Wiley & sons, 1950, vol. 1. [Online]. Available: https://books.google.de/books?id=z6Z_PwAACAAJ
- [95] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, no. 3, pp. 716 – 727, Jul 1929. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/T-AIEE.1929.5055275>
- [96] dSPACE, "DS 1006 Processor-Board Technical Details." [Online]. Available: https://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/product_info/catalog_contents.cfm
- [97] —, "DS 5202 FPGA Base Board AC Motor Control Solution Technical Details." [Online]. Available: https://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/product_info/catalog_contents.cfm
- [98] —, "Programmable Generic Interface." [Online]. Available: https://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/product_info/catalog_contents.cfm
- [99] AVAGO TECHNOLOGIES, "Datasheet Digital Interface IC." [Online]. Available: http://www.avagotech.com/pages/en/optocouplers_plastic/plastic_miniature_isolation_amplifier/hcpl-0872/
- [100] D. Cowling, "The Development Of A New Range Of Control Loading Systems," in Meeting on the Simulation of On-Board Systems. Royal Aeronautical Society, Flight simulation Group, November 2004. [Online]. Available: http://www.wittenstein.aero/file/The_Development_of_a_New_Range_of_Control_Loaders.pdf
- [101] LEM, "Current Transducer LA 100-P." [Online]. Available: <http://www.lem.com/docs/products/la%20100-p%20sp13%20e.pdf>
- [102] —, "Current Transducer LA 150-P." [Online]. Available: <http://www.lem.com/docs/products/la%20150-p.pdf>
- [103] AVAGO TECHNOLOGIES, "Optically Isolated Sigma-Delta (S-D) Modulator." [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0409EN>
- [104] Magtrol, "Datenblatt Drehmomentmesswellen TM309." [Online]. Available: <http://www.magtrol.com/drawings/salesdrawings/415-309-000V011.pdf>
- [105] —, "Datenblatt Drehmomentmesswellen TM311." [Online]. Available: <http://www.magtrol.com/drawings/salesdrawings/415-309-000V011.pdf>

Abbildungsverzeichnis

2.1. Resolver und PMSM	4
2.2. Typische Resolver signale	5
2.3. Dreiphasiges Ersatzschaltbild der PMSM	7
2.4. Rotorfestes Ersatzschaltbild	9
2.5. Schnittdarstellungen von Rotor und Stator einer PMSM	10
2.6. Rotorfeldverlauf und Reluktanzpfade	12
2.7. Sättigungseigenschaften von Elektroblech	13
2.8. Messung der Phaseninduktivität	15
2.9. Sekanten- und Tangenteninduktivität	16
2.10. Zeigerdiagramm PMSM, drehend	17
2.11. Zeigerdiagramm PMSM, stehend	19
2.12. Lageinformation der Stromsteigung	20
2.13. Signalflussplan des Arbitrary Injection Verfahrens	23
2.14. Signalflussplan Bestimmung Y_{Σ}	24
2.15. Darstellung von Y_{Σ}	27
2.16. Darstellung von Y_{Δ}	28
2.17. Simulation des Admittanzschätzers	30
2.18. Bode Diagramm Stromregler	32
2.19. Bode Diagramm Stromableitungen	35
2.20. Analyse Injektionssignal	36
2.21. Übertragungsverhalten der HF-Spannungsinjektion	37
2.22. Lissajous Figures magnetischer Anisotropie	40
2.23. Einfluss von Oberwellen auf die Lageermittlung	42
2.24. Signalflussplan des Grundwellen Verfahrens	45
3.1. Darstellung unterschiedlicher Abtastverfahren	48
3.2. Phasenstrom und Phasenspannung	49
3.3. Regular-Sampling-Verfahren	50
3.4. Over-Sampling-Verfahren	51
3.5. Struktur Diagramm Δ - Σ -AD-Wandler	53
3.6. Rauschformung eines Σ - Δ -AD-Wandlers	54
3.7. Δ - Σ -modulierte Abtastung	55
3.8. Realisierte Strommessung	56
3.9. Brückenweig eines Umrichters	59
3.10. Fehlspannungen aufgrund von Verriegelungstotzeiten	61
3.11. Stromabhängigkeit von Fehlspannungen	62
3.12. Durchlass- und Totzeitspannungsverluste	64

3.13. Signallaufzeit des Treiberbausteins	65
3.14. Validierung der Fehlspannungskompensation	66
3.15. Integral des Winkelfehlers	68
3.16. Messaufbau der Induktivitätsmessung durch Spannungssprung	69
3.17. Messung der Sekanten- und Tangenteninduktivität	71
3.18. Tangentinduktivität durch Stromsprungauswertung	73
3.19. Messaufbau für die Bestimmung der differentiellen Induktivität	75
3.20. Auswertung nach der differentiellen Induktivität	76
3.21. Rohauswertung differenzielle Induktivität	78
3.22. Auswertung der Tangenteninduktivität	78
3.23. Zeigerdiagramm Motorvermessung	83
3.24. Messwerte von Y_{Σ}	85
3.25. Messsignal des Y_{Σ} Schätzverfahrens	86
3.26. Relevante Fensterfunktionen	87
3.27. Signalflussplan der FFT der Summenadmittanz	88
3.28. Amplitudenspektrum von Y_{Σ}	89
3.29. Bode Diagramm der Gleitenden Mittelwert Filter	90
3.30. Ausschnitt aus dem Amplitudenspektrum von Y_{Σ}	92
3.31. Amplitudenspektren von Y_{Σ} bei 0 A und 15 A	95
3.32. Stromabhängigkeit des Amplitudenspektrums	96
3.33. Phasenspektrum von Y_{Σ}	97
3.34. Rücktransformiertes Y_{Σ}	98
4.1. Sinus- und Cosinussignale des Arbitrary Injection Verfahren	102
4.2. Auswertung der Sinus- und Cosinusspur mit der arctan2-Funktion	104
4.3. Prinzip Folgeregler	105
4.4. Signalflussplan des Folgereglers	106
4.5. Alternativer Folgeregelkreis	107
4.6. Pol-Nullstellen Diagramm des Folgereglers	109
4.7. Bodediagramme des offenen und des geschlossenen Folgeregelkreise	111
4.8. Vergleich der vorgeschlagenen Folgeregler	113
4.9. Signalflussplan der FFT der Sinus- und Cosinussignale	115
4.10. Amplitudenspektrums der Cosinussignals	116
4.11. Phasenspektrum des Cosinussignals	118
4.12. Amplitudenspektrums der Sinussignals	120
4.13. Stromabhängigkeit von Teilsignalen der Cosinusspur	120
4.14. Statorstromüberschwingungen (Sinussignal)	123
4.15. Rotorüberschwingungen (Sinussignal)	124
4.16. Überschwingungen der d-Achsenwinkeländerung (Sinussignal)	126
4.17. Überschwingungsverhalten der Mischprodukte (Sinussignal)	127
4.18. Signalflussplan der Überschwingungskorrektur	130
4.19. Ablauf der Identifikation der d-Achsen Polarität	131
4.20. Polaritätserkennung der d-Achse erfolgreich	132
4.21. Polaritätserkennung der d-Achse nicht erfolgreich	133
4.22. Vergleich der Beobachterfehlorientierung kompensiert, unkompensiert	135
4.23. Stromsprung im geberlosen Betrieb für den kompensierten Beobachter	136

4.24. Bewegungsumkehr im Stromreglersmodus, geberlos - Strom, Drehzahl . . .	137
4.25. Bewegungsumkehr im Stromreglermodus, geberlos - Lageschätzwert . . .	138
4.26. Signalflussplan der kombinierten Beobachter	141
4.27. Verhalten des modifizierten Lagefolgereglers	143
4.28. Modifizierter Signalflussplan Grundwellenverfahren	144
4.29. Stromsprung im Geberlosen Betrieb des Grundwellenbeobachters	145
4.30. Ermittlung der kritischen Drehzahl des Grundwellenbeobachters	146
4.31. Überblenden der Lageauswertung auf die Auswertung der Steuerspannung .	147
4.32. Wiederholtes Reversieren und Überblenden der Verfahren	149
4.33. Reversiervorgang im Drehzahlregelmodus - geberlos	151
4.34. Überblendverhalten der Verfahren für Reversiervorgang mit Lastsprüngen .	152
4.35. Reversiervorgang im Drehzahlregelmodus - geberlos, Lastwechsel	153
A.1. Darstellung der Koordinatensysteme	163
B.1. Fotografien des Prüfstandes	168
B.2. Systemüberblick Antriebssprüfstand	169
B.3. Softwarestruktur des Antriebsprüfstandes	169
B.4. Signalflussplan Stromregelung	170
B.5. Lastabhängige Induktivität Motor B	172
B.6. Lastabhängige Induktivität Motor C	173
B.7. Lastabhängige Induktivität Motor D	174
B.8. Lastabhängige Induktivität Motor E	175
C.1. Phasenspektrum des Sinussignals	177
C.2. Statorstromüberschwingungen (Cosinussignal)	178
C.3. Rotorüberschwingungen (Cosinussignal)	179
C.4. Überschwingungen der d-Achsenwinkeländerung (Cosinussignal)	180
C.5. Überschwingungsverhalten der Mischproduktes (Cosinussignal)	181

Tabellenverzeichnis

B.1. Leistungsendstufen der Baureihe Control-Loader	170
B.2. Motor A	171
B.3. Motor B	172
B.4. Motor C	173
B.5. Motor D	174
B.6. Motor E	175
B.7. Motor F bzw. TPM_004	176