

HYBRID UND ELEK TROFAHR ZEUGE

EIN NEUES KONZEPT FÜR DIE GEBERLOSE
REGELUNG VON PERMANENTMAGNET-SYNCHRONMASCHINEN
FÜR HYBRID- UND ELEKTROFAHRZEUGE

SEBASTIAN PAULUS

Sebastian Paulus

Ein neues Konzept für die geberlose Regelung
von Permanentmagnet-Synchronmaschinen für
Hybrid- und Elektrofahrzeuge

Ein neues Konzept für die geberlose Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge

von
Sebastian Paulus

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie
KIT-Fakultät für Maschinenbau

Tag der mündlichen Prüfung: 24. September 2018

Referenten: Prof. Dr.-Ing. habil. G. Bretthauer

Prof. Dr.-Ing. habil. R. Mikut

Prof. Dr.-Ing. P. Gratzfeld

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

KIT Scientific Publishing

Straße am Forum 2

D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.

Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2019 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISBN 978-3-7315-0862-5

DOI 10.5445/KSP/1000087356

Ein neues Konzept für die geberlose Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
der KIT-Fakultät für Maschinenbau
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

angenommene
Dissertation
von

Dipl.-Ing. Sebastian Paulus

Tag der mündlichen Prüfung: 24.09.2018

Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. G. Bretthauer
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. R. Mikut
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. P. Gratzfeld

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	V
1 Einleitung	1
1.1 Bedeutung der Arbeit	1
1.2 Darstellung des Entwicklungsstands	1
1.2.1 System	2
1.2.2 Modellierung	2
1.2.3 Geberlose Winkelerfassung	5
1.3 Offene Probleme	15
1.4 Ziele und Aufgaben	16
2 Kriterien und Testfälle	19
2.1 Modell	19
2.2 Geberlose Verfahren	20
3 Erweitertes Modell	23
3.1 Gleichungen der Maschine	23
3.1.1 Maschinenparameter	25
3.1.2 Diskussion der Induktivität	27
3.2 Ersatzschaltbild der Maschine	31
3.3 Modell für sternverschaltete Maschinen	32
3.4 Validierung	34
3.4.1 Testspannungspulse	35
3.4.2 Induzierte Spannung	36
3.4.3 Kurzschlussstrom	38
3.4.4 Geregelter Betrieb	40
3.5 Zusammenfassung	42
4 Neues Testpulsverfahren	45
4.1 Übersicht	45
4.2 Physikalische Eigenschaften	46
4.2.1 Injektion der Pulse	46
4.2.2 Herleitung der Ausgangssignale	48
4.2.3 Stromhöhen	50
4.2.4 Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung	50
4.2.5 Kombination der Eigenschaften	51

4.3	Funktionsweise des Verfahrens	52
4.3.1	Kalibrierung der Kurven	54
4.3.2	Berechnung des initialen Winkels mit Kennlinien	55
4.3.3	Bestimmung des Rotorwinkels	56
4.3.4	Zeitlicher Ablauf des Verfahrens	60
4.4	Ergebnisse	61
4.5	Zusammenfassung	62
5	Modifiziertes Testsignalverfahren	63
5.1	Übersicht	63
5.2	Physikalische Eigenschaften	64
5.2.1	Injektion der Testsignalspannung	64
5.2.2	Herleitung der Ausgangsströme	65
5.3	Funktionsweise des Verfahrens	69
5.3.1	Beschreibung der Signalverarbeitung	69
5.3.2	Berechnung des Rotorwinkels	71
5.3.3	Fehlereinflüsse und Anpassungen	72
5.3.4	Änderung der Trajektorie	85
5.3.5	Übersicht des modifizierten Testsignalverfahrens	86
5.4	Ergebnisse	88
5.5	Zusammenfassung	94
6	Neues Taktmusterverfahren	97
6.1	Übersicht	98
6.2	Physikalische Eigenschaften	99
6.2.1	Injektion der Taktmuster	99
6.2.2	Neue Taktmuster	100
6.2.3	Messung der Sternpunktspannung	103
6.2.4	Neue Herleitung der Formeln	107
6.3	Funktionsweise des Verfahrens	110
6.3.1	Bestimmung des Rotorwinkels	110
6.3.2	Fehlereinflüsse und Anpassungen	113
6.3.3	Übersicht des neuen Taktmusterverfahrens	119
6.4	Ergebnisse	120
6.5	Zusammenfassung	123
7	Verbindung geberloser Verfahren	125
7.1	Beobachter	126
7.2	Umschaltung der Verfahren	127
7.3	Ergebnisse	128
7.4	Zusammenfassung	129
8	Vergleich der Verfahren	131
8.1	Ergebnisse der Verfahren	131
8.2	Übersichtstabelle	140
8.3	Zusammenfassung	141

9 Zusammenfassung 145

A Anhang 149

 A.1 Technische Daten 149

 A.2 Park- und Clarke-Transformationen 150

Literaturverzeichnis 153

Symbolverzeichnis

ADC	Analog to D igital C onverter
BLDC	B rushless D C
d-Richtung	Richtung des magnetischen Nordpols des Rotorfeldes
D	Reibungskonstante der elektrischen Maschine
DMA	D irect M emory A ccess
d'-Richtung	positive oder negative Richtung des magnetischen Rotorfeldes (uneindeutig)
EMK	elektromagnetische K raft (engl. back-EMF)
f_c	Testsignalfrequenz in Hz
FADC	F ast Analog to D igital C onverter
FE	F inite- E lemente
FEM	F inite- E lemente- M ethode
FFT	F ast F ourier- T ransformation
FT	F ourier- T ransformation
i_a, i_b, i_c	Phasenströme
i_{abc}	Phasenströme, Vektor
i_d, i_q	Ströme in dq-Koordinaten
i_{dq}	Ströme in dq-Koordinaten, Vektor
i_{dq}^*	Soll-Ströme in dq-Koordinaten, Vektor
i_M	Ströme für das Maschinenmodell, Vektor
i_{sig1}, i_{sig2}	Signale des Testsignalverfahrens
i_{sig3}, i_{sig4}	Signale des Testsignalverfahrens
$i_{sig1234}$	Signale des Testsignalverfahrens, Vektor
i_α, i_β	Phasenströme in $\alpha\beta$ -Koordinaten
J	Trägheitsmoment der elektrischen Maschine
K	Feldorientierter Stromregler
k_a, k_b, k_c	Partielle Ableitung des Flusses nach ϕ
k_{abc}	Partielle Ableitung des Flusses nach ϕ , Vektor
L_a, L_b, L_c	Induktivitäten der Phasen
L_{abc}	Induktivität der drei Phasen, Matrix
L_d, L_q	Induktivitäten in dq-Koordinaten
L_{dq}	Induktivität in dq-Koordinaten, Matrix
L_M	Induktivitäten für das Maschinenmodell, Matrix
L_{M_s}	Induktivitäten für das Sternpunktmodell, Matrix
LE	L eistungselektronik
LQR	L inear- Q uadratic R egulator
M_{Em}	Berechnetes Drehmoment der elektrischen Maschine

M	Drehmoment
M^*	Soll-Drehmoment
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
ω_c	Testsignalfrequenz in rad/s
ω	Rotorfrequenz (elektrisch) in rad/s
$\hat{\omega}$	Berechnete Rotorfrequenz (elektrisch) in rad/s
p	Polpaarzahl der elektrischen Maschine
ϕ	Rotorwinkel (elektrisch)
$\hat{\phi}$	Berechneter Rotorwinkel (elektrisch)
ϕ_{err}	Winkelfehler
$\Delta\phi$	Berechnete Winkeldifferenz
PLL	Phase-Locked Loop
PMSM	Permanentmagnet-Synchronmaschine
Ψ_{PM}	Fluss der Permanentmagnete
PWM	Pulsweitenmodulation
R_a, R_b, R_c	Widerstände der Phasen
R_{abc}	Widerstände der Phasen, Matrix
R_M	Widerstände für das Maschinenmodell, Matrix
R_s	Widerstände des symmetrischen Sternpunktes
s	Laplace-Parameter
$\sigma_{\phi_{err}}$	Standardabweichung des Winkelfehlers
$T_{\alpha\beta}$	Clarke-Transformation
T_{dq}	Park-Transformation
$T_{(KOMP)n}$	Fehlertenspannungs-Kompensations-Zeit einer Halbbrücke
T_p	Dauer eines Spannungspulses
T_{PWM}	Periodendauer der PWM
Θ_{Diff}	Differenz zwischen Strom- und Spannungswinkel
Θ_i	Winkel des Stromzeigers (elektrisch)
Θ_u	Winkel des Spannungszeigers (elektrisch)
u_a, u_b, u_c	Phasenspannungen
\mathbf{u}_{abc}	Phasenspannungen, Vektor
\mathbf{u}_{abc}^*	Soll-Phasenspannungen, Vektor
u_α, u_β	Phasenspannungen in $\alpha\beta$ -Koordinaten
u_{as}, u_{bs}, u_{cs}	Strangspannungen
U_{Batt}	Batteriespannung
U_c	Amplitude der injizierten Frequenz des Testsignalverfahrens
u_d, u_q	Spannungen in dq-Koordinaten
\mathbf{u}_{dq}	Spannungen in dq-Koordinaten, Vektor
\mathbf{u}_{dq}^*	Soll-Spannungen in dq-Koordinaten, Vektor
$u_{ind_a}, u_{ind_b}, u_{ind_c}$	induzierte Spannungen der drei Phasen
$\mathbf{u}_{ind_{abc}}$	induzierte Spannungen der drei Phasen, Vektor
u_{ind_d}, u_{ind_q}	induzierte Spannung in dq-Koordinaten
$\mathbf{u}_{ind_{dq}}$	induzierte Spannung in dq-Koordinaten, Vektor
\mathbf{u}_M	Spannungen für das Maschinenmodell, Vektor
$\mathbf{u}_{M_{ind}}$	induzierte Spannungen für das Maschinenmodell, Vektor

\mathbf{uM}_s	Spannungen für das Sternpunktmodell, Vektor
U_p	Spannungshöhe der Pulse
u_s	Sternpunktspannung
$u_{s100}, u_{s010}, u_{s001}$	Geforderte Sternpunktspannungen des Taktmusterverfahrens
u_{s111}, u_{s000}	Sternpunktspannung bei den Schaltzuständen 111 und 000
$u_{sdif_1}, u_{sdif_2}, u_{sdif_3}$	Differenzen zwischen u_{s100} , u_{s010} und u_{s001}
\mathbf{uZ}_{001}	Phasenspannung bei dem Schaltzustand 001 während der PWM
\underline{X}_{INFORM}	Komplexe „INFORM“ Reaktanz
\underline{Y}_{INFORM}	Komplexe „INFORM“ Admittanz
Y_0	Richtungsunabhängige Admittanz
ΔY	Betrag der richtungsabhängigen Admittanz

1 Einleitung

1.1 Bedeutung der Arbeit

Steigende Preise für fossile Brennstoffe und ein immer stärkeres Umweltbewusstsein in der Bevölkerung erfordern eine Minimierung des Verbrauchs fossiler Brennstoffe. Notwendig wird eine erhöhte Sparsamkeit im Umgang mit verfügbarer Energie, ein höherer Anteil regenerativ erzeugter Energie und technische Innovationen zur effizienten Nutzung der Energie. In der Automobilindustrie ist der Trend verstärkt durch Politik und neue technische Möglichkeiten besonders zu beobachten. Neben konventionellen Fahrzeugen mit erheblich geringerem Kraftstoffverbrauch und Schadstoffausstoß durch Verbesserungen der Verbrennung und der Abgasnachbehandlung werden immer mehr Elektro- und Elektrohybridfahrzeuge angeboten. Dazu hat die deutsche Bundesregierung folgendes Ziel festgelegt: „Bis zum Jahr 2020 sollen mindestens eine Million und bis 2030 mindestens sechs Millionen Elektrofahrzeuge auf den Straßen fahren“ (vgl. [1]). Im Jahr 2014 waren allerdings nur 24.000 statt der für den Zeitraum vorgesehenen 100.000 Fahrzeuge in Deutschland zugelassen (vgl. [2]). Für den Massenmarkt sind neben einem geringen Schadstoffausstoß und einer ausreichenden Reichweite vor allem die Kosten für Anschaffung und Unterhalt ausschlaggebend für einen dauerhaften Erfolg. Daher werden Elektromotoren, Leistungselektronik und Batterie hinsichtlich Energieeffizienz und Kostenersparnis optimiert. Für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen eignen sich Permanentmagnet-Synchronmaschinen wegen ihrer hohen Effizienz und Leistungsdichte, trotz steigender Preise für Metalle von Seltenen Erden.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Beitrag zur Kostenreduktion und zur Verbesserung der Robustheit der Permanentmagnet-Synchronmaschine geleistet. Das kann durch unterschiedliche geberlose Verfahren erreicht werden, die auf einen Winkelsensor (oder Winkelgeber) für die feldorientierte Regelung der Permanentmagnet-Synchronmaschine verzichten.

1.2 Darstellung des Entwicklungsstands

Für die Entwicklung von Verfahren zur geberlosen Bestimmung des Rotorwinkels in Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM) sind zunächst geeignete Modelle für die Simulation der Maschine zu betrachten. Die Modellierung des Systems, bestehend aus Batterie, Inverter und Maschine, ist ein wichtiger Bestandteil in der Entwicklung von neuen Reglerkonzepten und Verfahren für die geberlose Regelung. Unerwünschte Störungen sowie Asymmetrien, welche die Erkennung der Rotorlage ermöglichen, sollten in einer Simulation berücksichtigt werden. Die lineare Modellierung der PMSM ist Bestandteil der Lehre und dient als Ausgangspunkt für weitere Entwicklungen. Mit einem geeigneten Modell zur Simulation der Maschine

und der relevanten Effekte werden die Verfahren zur geberlosen Regelung entwickelt. Die Entwicklung von geberlosen Verfahren lässt sich in unterschiedliche Bereiche abhängig von der Anregung, der Funktionsweise sowie der Drehzahl unterteilen. Im Folgenden werden, nach einer kurzen Systemübersicht (vgl. Abschnitt 1.2.1), die bekannten Maschinenmodelle (vgl. Abschnitt 1.2.2) und bekannte Verfahren zur geberlosen Regelung (vgl. Abschnitt 1.2.3) erläutert.

1.2.1 System

Die PMSM wird von einer Leistungselektronik (LE) mit den drei Phasenspannungen u_{abc} versorgt (vgl. Abbildung 1.1). Um dem Fahrer das angeforderte Drehmoment zur Verfügung zu stellen, wird üblicherweise eine feldorientierte Stromregelung eingesetzt. Dafür wird ausgehend von der Drehmomentanfrage ein gültiger Arbeitspunkt mit den feldorientierten Soll-Strömen i_{dq}^* eingeregelt. Der Regler K arbeitet daher im feldorientierten dq-Koordinatensystem abhängig von der aktuellen Drehzahl ω . Für die notwendigen dq/abc- und abc/dq-Transformationen wird für jedes Rechenraster des Reglers der aktuelle elektrische Rotorwinkel ϕ benötigt. In der vorliegenden Arbeit wird der Rotorwinkel für die feldorientierte Regelung als elektrischer Winkel von 0° bis 360° angegeben. Abhängig von der Polpaarzahl p sind daher entsprechend vielfache elektrische Umdrehungen für eine mechanische Umdrehung notwendig.

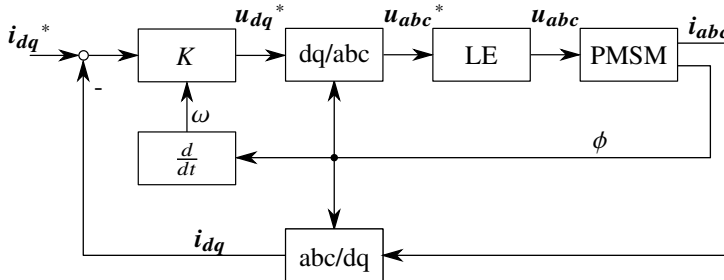


Abbildung 1.1: Struktur der feldorientierten Regelung einer PMSM (modifizierte Darstellung basierend auf [3])

1.2.2 Modellierung

Für den Aufbau einer feldorientierten Regelung (vgl. z.B. [3]-[7]) werden üblicherweise Modelle in dq-Koordinaten verwendet. Der Vorteil von Modellierungen und Regelungen im dq-Koordinatensystem liegt in der Trennung der Strom-Komponenten in eine d-Komponente in Richtung des Rotormagnetfeldes und eine q-Komponente quer zur d-Richtung für die Drehmomentbildung. Eine ideale Trennung der Komponenten ist nur bei linearen Verhältnissen und Maschinen mit vernachlässigbarem Reluktanzmoment möglich. Als Erweiterung

für hochausgenutzte Maschinen wird in [8]-[12] die Sättigung der Maschine mit stromabhängigen Induktivitäten in dq-Koordinaten modelliert, um Parameterabweichungen bei der Stromregelung zu berücksichtigen und Verfahren für die geberlose Regelung zu entwickeln. In [13]-[15] werden Oberwellen der Maschine entweder mit einer entsprechenden algebraischen Modellierung der Oberwellen in der induzierten Spannung oder in den Induktivitäten berücksichtigt. Schließlich werden in [16]-[25] die Oberwellen sowie die Sättigung des Eisens betrachtet. Die bekannten Modelle werden im Folgenden näher erläutert.

dq-Modell

Das aus der Literatur bekannte dq-Modell der Maschine in feldorientierten Koordinaten beschreibt das Übertragungsverhalten der transformierten Spannungen u_{dq} zu den Strömen i_{dq} in der Maschine. Mit dem dq-Modell wird die Abhängigkeit von der Drehzahl ω , dem Fluss der Permanentmagnete Ψ_{PM} , dem Widerstand R sowie den Längs- und Quer-Induktivitäten L_{dq} berücksichtigt. Bei der Modellierung wird unter anderem davon ausgegangen, dass die Induktivitäten der drei Stränge L_{abc} lediglich von der doppelten Rotorfrequenz abhängen können. Modelliert wird das mit unterschiedlichen d- und q-Induktivitäten L_{dq} . Andere Harmonische oder Sättigungseffekte des Eisens werden nicht berücksichtigt. Aus [3]-[7] beispielsweise sind folgende Differentialgleichungen im Laplace-Bereich mit dem Laplace-Parameter s zu entnehmen:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Umgestellt nach den Strömen ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 L_d L_q + sR(L_d + L_q) + R^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} R + sL_q & \omega L_q \\ -\omega L_d & R + sL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

oder in der Zustandsraumdarstellung:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q \omega}{L_d} \\ -\frac{L_d \omega}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

Das Drehmoment M ergibt sich in dq-Koordinaten zu (vgl. [3]-[7]):

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (1.4)$$

dq-Modell mit Sättigung

Als Weiterentwicklung sind Modelle anzusehen, welche die Sättigung des Eisens betrachten. Mit der Modellierung des Effekts wird berücksichtigt, dass der magnetische Fluss bei hohen Felddichten nicht mehr linear mit dem Strom durch die Wicklungen der Maschine ansteigt. In den Veröffentlichungen von [8]-[12] wird das dq-Modell (vgl. Gleichung (1.3)) um die stromabhängigen Induktivitäten $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$, $L_{dq}(i_d, i_q)$ und $L_{qd}(i_d, i_q)$ erweitert. In [9] ergibt sich beispielsweise das dq-Modell mit Abbildung der Sättigung folgendermaßen:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d + \omega L_{qd} & -\omega L_q + sL_c \\ \omega L_d + sL_c & R + sL_q + \omega L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\text{mit } L_c = 100 \frac{L_q - L_d}{L_q} . \quad (1.6)$$

Die Abbildung von Oberwellen sowie die Beschreibung der Sternpunktspannung wird mit den Erweiterungen nicht geleistet.

dq-Modell mit Oberwellen

In den folgenden Ansätzen werden Oberwellen, beispielsweise aus den Nutungen der PMSM, aber keine Sättigungseffekte berücksichtigt. In [13] werden Oberwellen auf der induzierten Spannung modelliert, um deren Einfluss auf die dq-Ströme mit einer speziellen feldorientierten Regelung zu verringern. In [14] werden ganzzahlige Oberwellen auf den Koppelin- duktivitäten beschrieben und in das dq-Koordinatensystem transformiert. Oberwellen auf den Selbstinduktivitäten werden dabei nicht betrachtet. In [15] werden Oberwellen betrachtet und die resultierende Sternpunktspannung der PMSM wird modelliert.

Modell mit Sättigung und Oberwellen

Für die Simulation der geberlosen Regelung werden Modelle benötigt, welche die Sättigung des Eisens sowie winkelabhängige Oberwellen berücksichtigen. In den folgenden Ansätzen werden beide Effekte modelliert, ohne das Verhalten der Sternpunktspannung abzubilden. In [16]-[19] wird ein dq-Modell vorgeschlagen, bei dem Oberwellen sowie Sättigungseffekte in den Induktivitäten modelliert werden. In [18] werden beispielsweise die Effekte in einem stromabhängigen Polynom und einer winkelabhängigen Fourierreihe getrennt modelliert und anschließend multipliziert (vgl. Gleichung (1.7)).

$$\begin{aligned}
L(i, \phi) &= \mathbf{i}_n(i) \mathbf{A} \mathbf{c}_n(\phi) \\
\mathbf{i}_n(i) &= [1 \quad i^1 \quad i^2 \quad \dots \quad i^m] \\
\mathbf{c}_n(\phi) &= [1 \quad \sin(\phi) \quad \cos(\phi) \quad \dots \quad \sin(n\phi) \quad \cos(n\phi)]^T \\
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m,0} & a_{m,1} & \dots & a_{m,2n} \end{bmatrix}. \tag{1.7}
\end{aligned}$$

Es wird vorgeschlagen, das Polynom für die Abbildung der Sättigung bis zum sechsten und die Fourierreihe bis zum achten Grad zu identifizieren ($m = 6, n = 8$). Damit werden speicherintensive Kennfelder mit relativ hohem Rechenaufwand umgangen. Mit dem ganzzahligen Polynom- und Fourieransatz ergibt sich je nach Verhalten der Maschine eine mehr oder weniger starke Vereinfachung. In [20] wird ein Maschinenmodell beschrieben, welches die Sättigungseffekte durch Multiplikation von stromabhängigen Faktoren im abc-Koordinatensystem abbildet. Die Faktoren berücksichtigen entweder nur die d- oder die q-Stromkomponente. Daher lassen sich nur Effekte mit linear unabhängigen d- und q-Stromkomponenten nachbilden. Hingegen werden in [21] die Flüsse der drei Phasen $\Psi_{abc}(\mathbf{i}_{abc})$ abhängig von den Phasenströmen \mathbf{i}_{abc} aus Finite-Elemente (FE)-Simulationen berechnet, invertiert zu $\mathbf{i}_{abc}(\Psi_{abc})$ und in Kennfeldern abgelegt, um die Maschinengleichungen $\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + d\Psi_{abc}/dt$ zu lösen. Damit werden Oberwellen sowie Sättigungseffekte berücksichtigt. Von Nachteil dabei ist, dass sich die magnetischen Flüsse in der PMSM nur mit relativ hohem Aufwand messen und damit verifizieren lassen. In [22]-[25] werden Modelle in dq- und in abc-Koordinaten vorgestellt, welche Oberwellen und Sättigungseffekte in den Induktivitäten abbilden. Die Induktivitäten werden dabei aus FE-Simulationen berechnet.

1.2.3 Geberlose Winkelerfassung

Die geberlose Winkelerfassung wird für PMSM eingesetzt, um den für die feldorientierte Regelung erforderlichen Winkelsensor entweder günstiger auszuführen oder ganz wegzulassen. Derzeit bekannte geberlose Verfahren für den Einsatz mit einer PMSM sind in einem oder zwei von drei Geschwindigkeitsbereichen einsetzbar. Es ergibt sich, dass unterschiedliche Verfahren für den Stillstand, für niedrige bzw. mittlere sowie für hohe Drehzahlen benötigt werden. Die Verfahren basieren dabei auf zwei wesentlichen Prinzipien: der Auswertung der Induktivitätsänderung mittels einer zusätzlichen Anregung (Testpulse, Testsignale, Änderungen der Ansteuerungsmuster) oder der Auswertung der induzierten Spannung bei Drehung der Maschine. In [26], [27] werden bekannte Verfahren gelistet und klassifiziert. Eine vereinfachte Übersicht ist in Tabelle 1.1 dargestellt.

Bei jedem Start des Fahrzeugs muss für die feldorientierte Regelung eine initiale, absolute und eindeutige Winkelberechnung durchgeführt werden. Geeignete Verfahren stellen einen berechneten initialen Winkel für das System bereit, indem die asymmetrische Induktivitätsänderung bei starker Sättigung der Maschine ausgewertet wird [27]-[33]. Voraussetzung dafür ist, dass mit zulässigem Statorstrom ($|\mathbf{i}_{dq}| \leq I_{max}$) eine für die Auswertung ausreichend starke Sättigung des magnetischen Flusses erzeugt werden kann. Maschinen mit gering ausgeprägter

magnetischer konstruktiver Asymmetrie (z.B. Vollpolmaschinen mit $L_d = L_q$) werden im Stillstand sowie im niedrigen und mittleren Drehzahlbereich mit Testpulsverfahren betrieben. Für Maschinen mit ausgeprägter magnetischer konstruktiver Asymmetrie (z.B. Maschinen mit vergrabenen Magneten mit $L_d \neq L_q$) eignen sich im niedrigen und mittleren Drehzahlbereich Verfahren mit hochfrequenten, sinusförmigen Testsignalen [34]-[48]. Alternativ können Verfahren verwendet werden, die Testmuster direkt in die Ansteuerung integrieren [49]-[62]. Weiterhin existieren geberlose Verfahren, welche die dritte Harmonische der Sternpunktspannung auswerten [15], [63]-[68]. Im höheren Drehzahlbereich sollten die meisten PMSM mit geberlosen elektromagnetische Kraft (engl. back-EMF) (EMK)-Verfahren, basierend auf der Auswertung der induzierten Spannung, betrieben werden [69]-[75]. Aus der Literatur (beispielsweise in [27]) ist bekannt, dass die Verfahren ohne zusätzliche Testsignale stabile Winkelberechnungen bis zur maximalen Drehzahl erlauben.

Verfahren	eindeutig	Drehzahlbereich		
		Stillstand	0 - 4% N_{Nenn}	4% N_{Nenn} - N_{max}
Testpulsverfahren	ja	x	x	
Testsignalverfahren	nein	x	x	
Taktmusterverfahren	nein	x	x	
EMK-Verfahren	ja			x

Verfahren	Sternschaltung / Dreieckschaltung	Messgrößen
Testpulsverfahren	ja / ja	Phasenströme
Testsignalverfahren	ja / ja	Phasenströme
Taktmusterverfahren	ja / nein	Spannung am Sternpunkt
EMK-Verfahren	ja / ja	Phasenströme

Tabelle 1.1: Geberlose Verfahren und deren Einsatzbereich über die Drehzahl sowie deren Abhängigkeit von dem Maschinentyp und dem Messprinzip (vereinfachte Übersicht basierend auf [26], [27]).

Testpulsverfahren

Testpulsverfahren sind Verfahren zur geberlosen Winkelerfassung der Maschine im Stillstand und im niedrigen Drehzahlbereich (je nach Verfahren). Dazu werden Spannungspulse in unterschiedliche elektrische Richtungen der Maschine angelegt, um winkelabhängige Stromantworten zu erzeugen. Je nach Konstruktion der Maschine sind relativ hohe Stromstärken für die magnetische Sättigung notwendig. Zusätzlich ist der auswertbare Unterschied der Induktivitäten gegebenenfalls sehr gering. Daher werden bei allen Testpulsverfahren hohe Anforderungen an die Stromsensorik gestellt.

In [29] und [30] wird gezeigt, dass sich die maximale Stromamplitude nach jedem Testpuls abhängig vom Rotorwinkel ergibt. Bei Spannungspulsen, die nicht zur Sättigung der

Maschine führen, wird für eine elektrische Umdrehung eine Verteilung der Stromantworten mit doppelter elektrischer Frequenz sichtbar (bei $L_d \neq L_q$). Wenn die Spannungspulse mit einer Amplitude ausgeführt werden, die zu einer Sättigung des magnetischen Flusses führen, ergibt sich zusätzlich eine Winkelabhängigkeit von der ersten Harmonischen. Um die beiden Effekte nacheinander auszunutzen, wird in [29] zuerst mit niedriger Spannungsamplitude ein Suchalgorithmus für die Detektierung der höchsten Stromantwort und damit uneindeutig der positiven oder negativen Feldrichtung angewandt (in der vorliegenden Arbeit mit der d' -Richtung bezeichnet). Anschließend wird mit zwei sättigenden Pulsen in die beiden möglichen Feldrichtungen der Nordpol der Magnete (d -Richtung) identifiziert. Von Nachteil sind die hohe Anzahl von notwendigen Pulsen und der hohe Zeitaufwand (in [29] sind 30 Pulse und insgesamt 90 ms notwendig). In [30] hingegen werden für die Berechnung der d -Richtung 12 sättigende Pulse gleich verteilt über 360° angelegt und die höchste Stromantwort bestimmt. Zusätzlich können weitere Pulse in der Nähe der berechneten d -Richtung angelegt werden, um die Messung weiter zu verbessern. Bei dem Verfahren wird eine hohe Anzahl sättigender und damit hitze- und drehmomentbildender Pulse benötigt. Anders wird bei dem Testpulsverfahren nach [31]-[33] (auch INFORM-Verfahren genannt) vorgegangen. Dabei werden statt eines Suchalgorithmus drei um 120° verschobene Pulse in die Richtungen der Maschinenstränge geprägt. In [33] ist die Rede von der komplexen „INFORM-Reaktanz“ \underline{X}_{INFORM} (vgl. Gleichungen (1.8)).

$$\underline{X}_{INFORM} = \frac{\mathbf{u}_{abc}}{d\mathbf{i}_{abc}/dt} \quad (1.8)$$

Der Kehrwert der „INFORM-Reaktanz“ ergibt die „INFORM-Admittanz“ \underline{Y}_{INFORM} . Die „INFORM-Admittanz“ wird mit dem Rotorwinkel ϕ , dem Injektionswinkel Θ_u , dem Betrag der richtungsabhängigen Admittanz ΔY und dem Betrag der richtungsunabhängigen Admittanz Y_0 beschrieben (vgl. Gleichungen (1.9)).

$$\underline{Y}_{INFORM} = Y_0 - \Delta Y \exp(2\phi - 2\Theta_u) \quad (1.9)$$

Es werden nacheinander drei Testspannungspulse mit der Länge T_p und der Amplitude U_p in die Richtungen $\Theta_u = [0^\circ, 120^\circ, 240^\circ]$ angelegt (vgl. Abschnitt 4.2.1). Daraus ergeben sich die Realteile der Stromänderungen Δi_{a1} , Δi_{b2} und Δi_{c3} der Phase a , b und c nach dem ersten, zweiten und dritten Testspannungspuls zu:

$$\begin{aligned} \Delta i_{a1} &= T_p U_p (Y_0 - \Delta Y) \cos(2\phi) \\ \Delta i_{b2} &= T_p U_p (Y_0 - \Delta Y) \cos(2\phi - 240^\circ) \\ \Delta i_{c3} &= T_p U_p (Y_0 - \Delta Y) \cos(2\phi - 120^\circ). \end{aligned} \quad (1.10)$$

Nach einer „komplexen Linearkombination“ (vgl. [33] und Gleichung (1.11)) von Δi_{a1} , Δi_{b2} und Δi_{c3} ergibt sich:

$$\underline{c}_{INFORM,REAL} = \Delta i_{a1} + \Delta i_{b2} \exp(j4\pi/3) + \Delta i_{c3} \exp(j2\pi/3). \quad (1.11)$$

Aus dem Argument von $\underline{c}_{INFORM,REAL}$ lässt sich der Rotorwinkel berechnen. Der Hauptnachteil des Verfahrens nach [33] sind die auftretenden Spannungspulse in die q -Richtung und die damit verbundene Anregung von störenden Drehmomenten.

Das Testpulsverfahren nach [27], [28] wird zusammen mit dem EMK-Verfahren für die geberlose Regelung von Hochgeschwindigkeits-Vollpolmaschinen mit vorgeschaltetem LC-Filter eingesetzt. Das INFORM Verfahren musste für den Einsatz mit gering ausgeprägter magnetischer konstruktiver Asymmetrie und vorgeschaltetem LC-Filter angepasst werden (vgl. [27], [28]). Dafür werden zwei um 180° versetzte sättigende Spannungspulse angelegt. Zur Laufzeit werden die Stromantworten der sättigenden Pulse ohne richtungsabhängige Anteile mit der Admittanz Y_0 simuliert und von den gemessenen Stromantworten subtrahiert. Die berechneten Ergebnisse von dem ersten sowie dem zweiten um 180° versetzten Testspannungspuls werden anschließend voneinander subtrahiert. Aus dem Signal wird der Winkel der d'-Richtung mit 180° Uneindeutigkeit bestimmt. Werden die Ergebnisse der beiden Testspannungspulse addiert, lässt sich ein eindeutiger Winkel der d-Richtung berechnen. Verglichen mit der Subtraktion der Ergebnisse, ergibt sich aus Addition der Ergebnisse ein Winkelsignal mit geringerem Signal-zu-Rausch-Abstand (siehe [27], [28]). Zur Erhöhung der Genauigkeit werden beide Ergebnisse für eine absolute und eindeutige Winkelberechnung verwendet. Bei dem Verfahren ist die Abhängigkeit vom Wert der richtungsunabhängigen Admittanz Y_0 sowie den Phasenwiderständen R_a , R_b , R_c und der dauerhafte Einsatz von sättigenden und ggf. drehmomentbildenden Testspannungspulsen nachteilig.

Testsignalverfahren

Verfahren zur geberlosen Winkelerfassung, die auf Injektion von hochfrequenten Testsignalen basieren, werden z.B. in [34]-[42] beschrieben. Störende Einflüsse für das Testsignalverfahren werden in [43]-[47] diskutiert. Für den Einsatz der Testsignalverfahren wird die Maschine entweder mit einem elektrisch rotierenden Testsignal oder mit einem kosinusförmigen Testsignal in die d-Richtung der Maschine angeregt.

Bei Testsignalverfahren mit einem rotierenden Testsignal (z.B. nach [42]) wird folgendes Testsignal ausgehend vom statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem rotierend mit der Frequenz ω_c und der Amplitude U_c zusätzlich zu den transformierten Ausgangsspannungen des Reglers an die Maschine angelegt:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

Die resultierenden Ausgangsströme ergeben sich im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zu:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{U_c}{2L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} (L_q + L_d) \cos(\omega_c t) + (L_q - L_d) \cos(2\phi - \omega_c t) \\ (L_q + L_d) \sin(\omega_c t) + (L_q - L_d) \sin(2\phi - \omega_c t) \end{bmatrix}. \quad (1.13)$$

Die anschließende Signalverarbeitung beruht auf dem Mischen der Ergebnisse $I_{\alpha\beta}$ mit den entsprechend berechneten Komponenten $\cos(2\hat{\phi} - \omega_c t)$ und $\sin(2\hat{\phi} - \omega_c t)$ (in [42] heterodyning genannt). Der nach einer Tiefpassfilterung verbleibende Term ϵ_f ist vom Sinus der doppelten Winkeldifferenz und dem Betrag des entsprechenden Stromanteils i_{i1} abhängig (vgl. Gleichung (1.14) und [42]).

$$\epsilon_f \approx i_{i1} \sin(2\phi - 2\hat{\phi}) \quad (1.14)$$

Bei Testsignalverfahren mit einem kosinusförmigen (pulsierenden) Testsignal in die berechnete d-Richtung $\hat{\phi}$ (z.B. nach [35]) wird folgendes Signal mit der Frequenz ω_c und der Amplitude U_c zusätzlich zu den transformierten Ausgangsspannungen des Reglers $U_{\alpha\beta}$ an die Maschine angelegt:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_c \cos(\omega_c t) \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi}) \\ \sin(\hat{\phi}) \end{bmatrix}. \quad (1.15)$$

Mit der dq-Transformation $T_{\alpha\beta-dq}$ (vgl. Anhang A.2) ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = U_c \cos(\omega_c t) \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi} - \phi) \\ \sin(\hat{\phi} - \phi) \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

Bei der Betrachtung der Stromantworten werden in der Literatur häufig die Nutzströme zur Drehmomenterzeugung, die induzierte Spannung sowie die Spannungsabfälle über den Widerständen und Kopplungsinduktivitäten vernachlässigt. Die Vernachlässigungen sind nur gültig, solange das eingepreßte Testsignal eine wesentlich höhere Frequenz als die elektrische Frequenz der Nutzströme aufweist und die Nutzströme durch eine geeignete Filterung mit einem Hochpass unterdrückt werden. Nach einer Transformation in die dq-Koordinaten ergeben sich damit folgende Ausgangsströme (z.B. nach [35]):

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{U_c \sin(\omega_c t)}{2L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} \cos(2(\phi - \hat{\phi}))(L_q - L_d) + (L_q + L_d) \\ \sin(2(\phi - \hat{\phi}))(L_q - L_d) \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Werden die Ströme wie in [35] mit der Testsignalfrequenz demoduliert, verschiebt sich die Information der Winkeldifferenz in den Gleichstrom-Frequenzbereich. Nach geeigneter Filterung mit einem Tiefpass wird die Berechnung der Winkeldifferenz mit der ersten Komponente der folgenden Gleichung (1.18) durchgeführt (z.B. nach [35]):

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sig1} \\ \hat{i}_{sig2} \end{bmatrix}^{LP} = \frac{U_c}{4L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} (L_q - L_d) \sin(2(\phi - \hat{\phi})) \\ -(L_q - L_d) \cos(2(\phi - \hat{\phi})) - (L_q + L_d) \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

Testsignalverfahren mit einer Demodulation mit positivem oder negativem Testsignalwinkel werden fortan „Einwegeverfahren“ genannt. In Abbildung 1.2 ist die Signalverarbeitung des „Einwegeverfahrens“ mit der dq-Transformation ($abc/\alpha\beta$, $e^{-j\phi}$), der Hochpassfilterung (HP), der Demodulation ($e^{-j\phi_c}$), der Tiefpassfilterung (LP) und der Berechnung des Winkels mit dem Arkussinus (\arcsin) dargestellt. Um den Einfluss der Phasenverschiebungen durch die eingesetzten Filter und den Einfluss störender Anteile der Nutzströme zu verringern, wird in [41] ein „Zweiwegeverfahren“ vorgeschlagen. Hier wird die Demodulation der Ströme \hat{i}_d , \hat{i}_q zum einen mit positiver ($e^{j\phi_c}$) und zum anderen mit negativer ($e^{-j\phi_c}$) Testsignalfrequenz durchgeführt (vgl. Abbildung 1.3). Ähnlich wie beim „Einwegeverfahren“ werden beim „Zweiwegeverfahren“ anschließend Winkel aus den Sinus-Komponenten erzeugt. Durch die Demodulation mit positiver und negativer Testsignalfrequenz und anschließend getrennter Signalverarbeitung werden zwei Winkeldifferenzen berechnet. Eine Mittelwertbildung beider Winkeldifferenzen soll zu einer Winkeldifferenz höherer Genauigkeit führen.

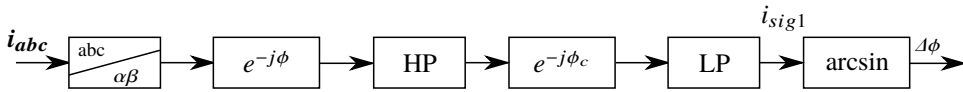


Abbildung 1.2: Übersicht der Signalverarbeitung des „Einwegeverfahrens“ (vgl. [35]) mit einem pulsierenden Testsignal in die d-Richtung (modifizierte Darstellung basierend auf [35])

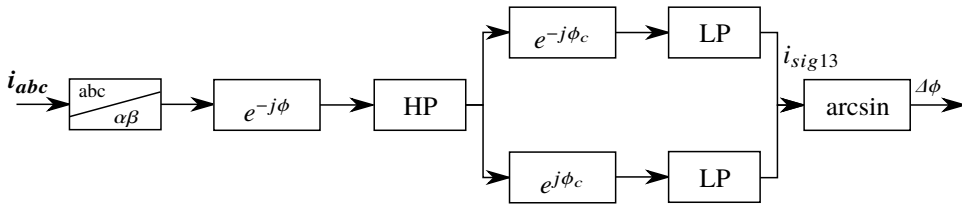


Abbildung 1.3: Übersicht der Signalverarbeitung des „Zweiwegeverfahrens“ (vgl. [41]) mit einem pulsierenden Testsignal in die d-Richtung (modifizierte Darstellung basierend auf [41])

In [37]-[39] werden Unterschiede der Testsignalverfahren mit kosinusförmigen (pulsierenden) Testsignalen in die d-Richtung und Testsignalverfahren mit rotierenden Testsignalen analytisch und experimentell untersucht. Bei dem Testsignalverfahren mit rotierender Anregung werden gegenüber dem Verfahren mit pulsierender Anregung stärkere Wirbelströme in den Magneten erzeugt. Zusätzlich erzeugt das rotierende Testsignal stärkere unerwünschte Schwingungen des Drehmoments (Drehmomentrippel) und Geräusche durch die höheren Anteile des Testsignals im q-Strom. Für den Einsatz in elektrischen Fahrzeugen ist daher die pulsierende Einprägung des Testsignals in die d-Richtung der rotierenden Einprägung vorzuziehen.

Taktmusterverfahren

Taktmusterverfahren sind geeignet für sternverschaltete PMSM mit konstruktiver Asymmetrie. Für das Verfahren werden direkt die Ansteuerungssignale der **Pulsweitenmodulation** (PWM) verändert. Je nach Taktmusterverfahren (z.B. [49] und [50]) werden dazu unterschiedliche Test-Taktmuster in die PWM integriert. Die Winkelinformation wird, anders als bei den vorhergehenden Verfahren, nicht aus den Phasenströmen, sondern aus der gemessenen Spannung am Sternpunkt der Maschine bestimmt.

Die mehrphasige PWM-Ansteuerung von elektrischen Maschinen wird üblicherweise an der Mitte jeder PWM-Periode ausgerichtet. Bei linkszentrierter PWM sind alle Taktmuster der PWM-Ansteuerung an den Beginn der PWM-Periode verschoben. In [49] werden die logischen Test-Schaltzustände 100, 010 und 001, in denen jeweils eine der drei Phasen auf positivem und die anderen beiden auf negativem Batteripotential liegen, gefordert. Es wird vorgeschlagen, die Test-Schaltzustände vor einer mittenzentrierten PWM-Ansteuerung der Nutzströme im Nullvektor 000 (vgl. [49]) oder direkt in eine linkszentrierte PWM-Ansteuerung zu integrieren (vgl. [49] oder Abbildung 1.4, 1.5 und 1.6). Die Länge der Test-Schaltzustände ist so zu wählen, dass eine oder mehrere Spannungsmessungen des Sternpunktes möglich sind.

Beispielhaft wird bei einer geforderten Spannung \bar{u}_{abc} mit einer mittleren Amplitude von $U_{Batt} \frac{\sqrt{3}}{4}$ und dem Winkel von 210° (vgl. Gleichung (1.19)) das Test-Taktmuster nach [49] in drei aufeinanderfolgende PWM-Muster integriert (vgl. Gleichung (1.20)).

$$\bar{u}_{abc} = \frac{1}{4}u_{Z_{001}} + \frac{1}{4}u_{Z_{011}} + \frac{1}{4}u_{Z_{111}} + \frac{1}{4}u_{Z_{000}} \quad (1.19)$$

Dazu werden statt des Schaltzustands Z_{000} die drei Test-Schaltzustände Z_{100} , Z_{010} und Z_{001} nacheinander vor drei aufeinanderfolgende linkszentrierte PWM-Muster gesetzt. Aus den Test-Schaltzuständen ergeben sich jeweils die geforderten Spannungszeiger $u_{Z_{100}}$, $u_{Z_{010}}$ und $u_{Z_{001}}$. Damit ergeben sich die drei Spannungen \bar{u}_{abc_1} , \bar{u}_{abc_2} und \bar{u}_{abc_3} (vgl. Gleichung (1.20) und die Abbildungen 1.4, 1.5 und 1.6).

$$\begin{aligned} \bar{u}_{abc_1} &= \frac{1}{8}u_{Z_{100}} + \frac{1}{4}u_{Z_{001}} + \frac{1}{4}u_{Z_{011}} + \frac{1}{4}u_{Z_{111}} + \frac{1}{8}u_{Z_{000}} \\ \bar{u}_{abc_2} &= \frac{1}{8}u_{Z_{010}} + \frac{1}{4}u_{Z_{001}} + \frac{1}{4}u_{Z_{011}} + \frac{1}{4}u_{Z_{111}} + \frac{1}{8}u_{Z_{000}} \\ \bar{u}_{abc_3} &= \frac{1}{8}u_{Z_{001}} + \frac{1}{4}u_{Z_{001}} + \frac{1}{4}u_{Z_{011}} + \frac{1}{4}u_{Z_{111}} + \frac{1}{8}u_{Z_{000}} \end{aligned} \quad (1.20)$$

Über drei PWM-Perioden gleichen sich die drei Test-Taktmuster wieder aus (vgl. Gleichung (1.21)).

$$u_{Z_{100}} + u_{Z_{010}} + u_{Z_{001}} = \frac{2}{3}u_{Z_{000}} + \frac{1}{3}u_{Z_{111}} \quad (1.21)$$

Gemittelt über drei PWM-Perioden ergibt sich wieder die beispielhaft geforderte Nutzspe-
nung \bar{u}_{abc} (vgl. Gleichung (1.22)).

$$\bar{u}_{abc} = (u_{abc_1} + u_{abc_2} + u_{abc_3})/3 \quad (1.22)$$

Analog gleichen sich die Test-Taktmuster auch bei anderen zulässigen Nutzspe-
nungen über drei PWM-Perioden aus, solange die Nullzeiger $u_{Z_{111}}$ und $u_{Z_{000}}$ ausreichend lang für die Unterbringung der Test-Schaltzustände sind.

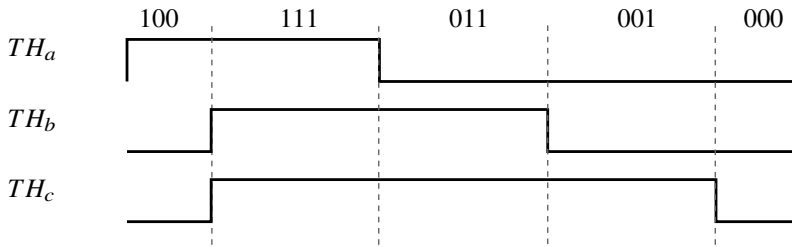


Abbildung 1.4: Stellbefehle für die Erzeugung der Sternpunktspannung u_{s100} mit der mittleren Phasenspannung \bar{u}_{abc_1} des Taktmusterverfahrens nach [49] (vgl. Gleichung (1.20)). Dargestellt werden die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken mit einer linkszentrierten PWM (modifizierte Darstellung basierend auf [49]).

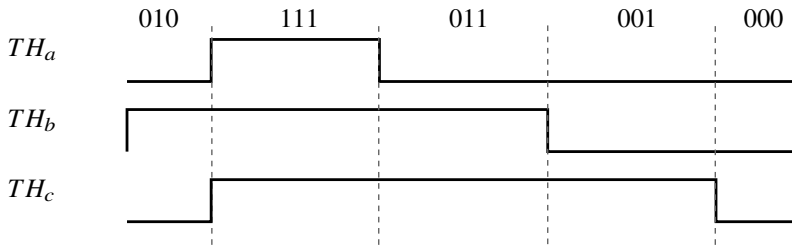


Abbildung 1.5: Stellbefehle für die Erzeugung der Sternpunktspannung u_{s010} mit der mittleren Phasenspannung \bar{u}_{abc_2} des Taktmusterverfahrens nach [49] (vgl. Gleichung (1.20)). Dargestellt werden die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken mit einer linkszentrierten PWM (modifizierte Darstellung basierend auf [49]).

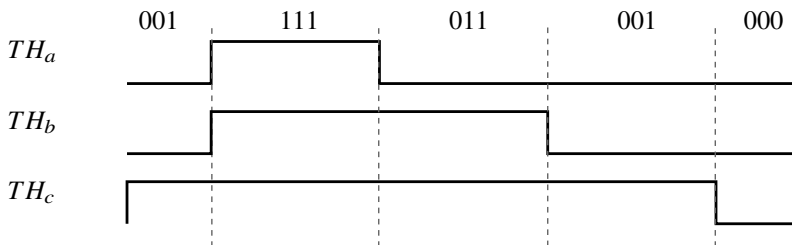


Abbildung 1.6: Stellbefehle für die Erzeugung der Sternpunktspannung u_{s001} mit der mittleren Phasenspannung \bar{u}_{abc_3} des Taktmusterverfahrens nach [49] (vgl. Gleichung (1.20)). Dargestellt werden die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken mit einer linkszentrierten PWM (modifizierte Darstellung basierend auf [49]).

Die Sternpunktspannung wird dabei wahlweise gegen die negative Batteriespannung oder gegen den Sternpunkt eines parallel geschalteten Widerstandsnetzwerks gemessen. Die drei durch entsprechende Messungen bestimmten Sternpunktspotentiale ergeben über die Zeit aufgetragen ein Spannungssignal mit drei Phasen. Wird das Signal über die Clarke-Transformation (vgl. Anhang A.2) als Spannungszeiger im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem dargestellt, kann über das Argument des Zeigers auf den Rotorwinkel geschlossen werden.

Das Verfahren wird in [51]-[59] weiter behandelt. Für die geberlose Regelung mit dem Taktmustersverfahren ergibt sich ausgehend von [49] allerdings keine wesentliche Änderung. In [50] werden die geforderten Test-Schaltzustände für die Messung der Sternpunktspannung durch alternative Test-Taktmuster und Berechnungen erzeugt. Der Vorteil dabei ist, dass die Schaltkombinationen bereits in den Ansteuerungssignalen für die Erzeugung der Nutzströme vorhanden sein können. Voraussetzung dafür ist immer, dass die Länge der zu messenden Schaltkombination für eine Sternpunktmessung ausreicht. Die Voraussetzung ist allerdings nur in bestimmten Bereichen der Nutzbestromung erfüllt, da zum einen eine höhere Spannungsausnutzung und zum anderen ein Rotorwinkel mit ausreichendem Abstand zu den Sektorübergängen bei $n \cdot 60^\circ, n \in [0, 1, 2, 3, 4, 5]$ notwendig ist.

Die Sternpunktspannung wird in [48] zusätzlich mit hochfrequenten Testsignalen angeregt und entsprechend für die Winkelberechnung ausgewertet. Die zusätzliche Anregung mit Testsignalen und deren Auswertung mit dem Sternpunktpotential ähnelt der Anregung mit Testsignalen der Testsignalverfahren aus Abschnitt 1.2.3, erfordert aber höhere Kosten durch die zusätzliche Spannungsmessung. In [15], [63]-[68] wird alternativ die dritte Harmonische auf dem Sternpunkt von **Brushless DC** (BLDC)-Maschinen für die Winkelberechnung verwendet. Dabei werden die Winkel ausgehend von den Nulldurchgängen der dritten Harmonischen bestimmt. Da jede Umdrehung lediglich 6 Nulldurchgänge aufweist sind Winkelfehler $\leq 60^\circ$ möglich. Wegen der geringeren Genauigkeit sind die Verfahren [15], [63]-[68] nur eingeschränkt geeignet. Von störenden Effekten auf der Sternpunktspannung von Kurzschlussläufer-Induktionsmaschinen wird hingegen in [60] berichtet. Es wird aber beschrieben, wie sich die winkelabhängigen Änderungen der Induktivitäten, auf denen auch das Verfahren von [49] beruht, mit PWM-Umschaltungen anregen lassen. Das Vorgehen für die Berechnung des Rotorwinkels wird nur unzureichend beschrieben. Ein Verfahren, welches ohne den Sternpunkt auskommt und sich stattdessen auf die Stromgradienten der PWM-Umschaltungen stützt, wird in [61, 62] beschrieben. Verfahren, die auf den Stromgradienten basieren, werden in der vorliegenden Arbeit nicht behandelt, da die Genauigkeit der zu messenden Stromgradienten in aktuellen Serien-Steuergeräten von Elektro- und Hybridfahrzeugen nicht ausreicht.

Die in der vorliegenden Arbeit ausgewählten Taktmustersverfahren nach [49] und [50] funktionieren nur mit PMSM, die im Stern verschaltet sind. Wegen der notwendigen Messung der Sternpunktspannung während der PWM-Perioden fallen zusätzliche Kosten an. Ähnlich wie bei dem Testpuls- und dem Testsignalverfahren werden durch die Anregung der Maschine mit den Test-Taktmustern zusätzliche Störungen auf den Strömen erzeugt, die zu unerwünschten Geräuschen und Verlusten führen. Die genannten Verfahren vernachlässigen bei der Winkelbestimmung Abhängigkeiten von der Geschwindigkeit und von den Nutzströmen.

EMK-Verfahren

Das aus der Literatur bekannte EMK-Verfahren oder Back-EMF-Verfahren basiert auf der Auswertung der induzierten Spannung bei Drehung der elektrischen Maschine. Der Zeiger der induzierten Spannung weist dabei, je nach Drehrichtung, quer zum magnetischen Feld in die positive oder negative q-Richtung. Damit ist es möglich, auf den Rotorwinkel zu schließen. Die Amplitude der induzierten Spannung ist dabei linear von der Drehzahl abhängig. Für eine stabile geberlose Regelung basierend auf der induzierten Spannung ist daher eine Drehzahl oberhalb von 4-10% der Nenn Drehzahl notwendig (vgl. z.B. [27]).

Zur Berechnung der induzierten Spannung $\mathbf{u}_{ind_{dq}}$ aus den Phasenströmen \mathbf{i}_{dq} und Spannungen \mathbf{u}_{dq} wird üblicherweise die Laplace-Transformierte der Differentialgleichungen der PMSM in dq-Koordinaten verwendet (vgl. Gleichung (1.1)) und entsprechend nach der induzierten Spannung umgestellt (vgl. Gleichung (1.23)).

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{ind_d} \\ \hat{u}_{ind_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + sL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Da die induzierte Spannung nach einer dq-Transformation mit dem korrekten Rotorwinkel nur einen q-Anteil aufweist, kann über eine **Phase-Locked Loop** (PLL)-Regelung der d-Anteil zu Null geregelt werden (z.B. [69, 71]). Damit bleibt die berechnete Ausrichtung des Koordinatensystems synchron zum Rotorwinkel. Bei einer alternativen Möglichkeit nach [72] wird mit dem dq-Modell der PMSM (vgl. (1.1)) und der Annahme von:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{ind_d} = 0 \\ \hat{u}_{ind_q} = 0 \end{bmatrix}. \quad (1.24)$$

ein Zustandsbeobachter mit den Zuständen \mathbf{i}_{dq} und $\mathbf{u}_{ind_{dq}}$ erstellt. In ähnlichen Veröffentlichungen (z.B. [70]-[75]) werden die Gleichungen teilweise in $\alpha\beta$ -Koordinaten oder mit der sogenannten „extended emf“ aufgestellt. Weiterhin wird beispielsweise in [70] und [75] aufgezeigt, wie sich der Rechenaufwand durch den Einsatz eines Beobachters mit reduzierter Ordnung (engl. „reduced order observer“) verringern lässt. Mit dem Arkustangens zwischen der d- und der q-Komponente der induzierten Spannung kann eine Winkeldifferenz $\Delta\phi$ berechnet werden.

$$\Delta\phi = \arctan\left(-\frac{\hat{u}_{ind_d}}{\hat{u}_{ind_q}}\right) \quad (1.25)$$

Die berechnete Winkeldifferenz kann anschließend einer PLL oder einem Beobachter des mechanischen Systems (z.B. Luenberger-Beobachter [76]) zugeführt werden, um den Rotorwinkel zu schätzen.

Für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen ist das bewährte EMK-Verfahren geeignet, da das Verfahren eine zuverlässige Winkelberechnung von mittleren bis zu hohen Drehzahlen ermöglicht und dafür keine zusätzlichen Signale zur Anregung der Maschine benötigt (vgl. Kapitel 8 und die Tabellen 8.1, 8.2).

Verbindung der Verfahren

Die geberlosen Verfahren können jeweils in bestimmten begrenzten Drehzahlbereichen eingesetzt werden (vgl. Abschnitt 1.2.3 und Tabelle 1.1). Wird durch eine Beschleunigung der Arbeitsbereich des aktuell aktiven geberlosen Verfahrens verlassen, muss auf ein anderes geeignetes geberloses Verfahren gewechselt werden.

Wenn die Verbindung der Verfahren mit einer schaltenden Vorgehensweise (mit oder ohne Hysterese) implementiert wird, sind Unstetigkeiten des berechneten Rotorwinkels sowie der berechneten Drehzahl zu erwarten. Daher wird in [77] vorgeschlagen, für jedes Verfahren einen eigenen PLL für die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit zu verwenden und mit einer Fuzzy-Logik (vgl. [78]-[81] für Fuzzy-Logik) zu verbinden. Anschließend wird der Winkel durch eine Integration der Winkelgeschwindigkeit berechnet. Der Winkel wird wiederum den geberlosen Verfahren zugeführt. In [82] wird hingegen vorgeschlagen, eine Fuzzy-Logik mit einem Winkelbeobachter zu kombinieren. Das hat den Vorteil, dass statt zwei unabhängiger PLL-Strukturen nur ein Beobachter eingesetzt wird, um Rechenzeit zu sparen. In [82] wird ein Beobachter zweiter Ordnung für den Winkel verwendet. Alternativ werden in [41, 83] „Zwei-Massen“-Modelle für den Beobachter vorgeschlagen. Die direkte Verbindung der Winkelinformation aus den unterschiedlichen Verfahren wird in [84] vorgeschlagen. Da die Winkelinformation aber nicht mit einem Beobachter gestützt wird, sind ungünstige Winkelsprünge beim Übergang zu erwarten. In [44] und [85] werden direkt die EMK-Verfahren durch Testsignalverfahren gestützt. Das Vorgehen stützt sich unverhältnismäßig stark auf das EMK-Verfahren und erscheint daher unflexibel bei der Gewichtung der Winkeldifferenzen.

1.3 Offene Probleme

In dem vorhergehenden Abschnitt 1.2 wurde dargestellt, dass der Einsatz der geberlosen Regelung bei dem aktuellen Stand der Technik in Elektro- und Hybridfahrzeugen nur eingeschränkt möglich ist. Zunächst fehlen geeignete Modelle für die Entwicklung und den Test der geberlosen Verfahren in der Simulation. Erschwerend kommt oft hinzu, dass die Effekte, auf denen die geberlosen Verfahren beruhen, nicht ausreichend verstanden sind. Daher kann die Eignung eines Designs einer PMSM für vorhandene geberlose Verfahren oft erst am Motorprüfstand getestet werden. Weiterhin gelten für den Einsatz von geberlosen Verfahren in Elektro- und Hybridfahrzeugen hohe Anforderungen an die Genauigkeit und Robustheit. Die Anforderungen an die Genauigkeit können derzeit von Verfahren, die dem Stand der Technik entsprechen, nur teilweise und nur in ausgesuchten Arbeitspunkten eingehalten werden. Zudem besteht die Gefahr, aufgrund des aktuellen Arbeitspunktes die Stabilität der Winkelberechnung und damit der feldorientierten Regelung zu verlieren. Daher können Winkel über große Bereiche des Motorkennfeldes überhaupt nicht oder nicht mit ausreichender Genauigkeit berechnet werden.

Die wichtigsten offenen Punkte sind im Folgenden zusammengefasst:

1. Maschinenmodelle für die Simulation geberloser Regelungen bilden nicht alle relevanten Effekte ab
2. Kein geberloser Betrieb über das vollständige Motorkennfeld möglich
3. Gefahr der Instabilität
4. Mangelnde Genauigkeit der Winkelinformation
5. Mangelnde Robustheit der geberlosen Verfahren.

1.4 Ziele und Aufgaben

Ziel der Arbeit ist es, ein neues Konzept für die geberlose Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge zu entwickeln und damit einen Beitrag zur Lösung einiger der oben beschriebenen offenen Probleme zu leisten. Zusammengefasst werden in der vorliegenden Arbeit folgende wissenschaftlichen Zielstellungen verfolgt:

1. Weiterentwicklung des Modells der PMSM in abc-Koordinaten für die Entwicklung von Verfahren zur geberlosen feldorientierten Regelung
 - Modellierung von Sättigungseffekten und Oberwellen in den Induktivitäten
 - Modellierung von Oberwellen der induzierten Spannung
 - Verbesserung des relativen Fehlers zwischen Messung und Simulation
 - Abbildung der Sternpunktspannung
2. Entwicklung eines Testpulsverfahrens für den Stillstand
 - Schnelle Erkennung der Rotorlage
 - Robuste Winkelberechnung
 - Geringe Anzahl von nichtsättigenden Testpulsen
3. Entwicklung eines Testsignalverfahrens vom Stillstand bis zu mittleren Drehzahlen für sternverschaltete oder dreieckverschaltete PMSM
 - Vergrößerung des nutzbaren Bereichs im Motorkennfeld
 - Vermeidung instabiler Arbeitspunkte
4. Entwicklung eines Taktmusterverfahrens vom Stillstand bis zu mittleren Drehzahlen für sternverschaltete PMSM
 - Vergrößerung des nutzbaren Bereichs im Motorkennfeld
 - Vermeidung instabiler Arbeitspunkte
5. Einsatz des EMK-Verfahrens für hohe Drehzahlen

6. Einsatz einer geeigneten Verbindung der Verfahren
7. Ableitung von Aussagen zur Leistungsfähigkeit der unterschiedlichen Verfahren
8. Nachweis der Funktionsfähigkeit der Verfahren.

Im folgenden Kapitel 2 werden Kriterien und Testfälle beschrieben, die einen Vergleich der Verfahren ermöglichen. Für die Entwicklung und den Test der Verfahren in der Simulation wird in Kapitel 3 ein weiterentwickeltes Modell der PMSM vorgestellt. Es wird auf die Herleitung zur Berechnung der Induktivitäten aus FE-Simulationen eingegangen. Anschließend werden die Induktivitäten in einem Maschinenmodell in Phasenkoordinaten eingesetzt. In Kapitel 4 wird ein neues Verfahren für die initiale Winkelbestimmung im Stillstand vorgestellt. Es werden die Testspannungspulse definiert und die entsprechenden Stromantworten hergeleitet. Basierend auf den gezeigten physikalischen Eigenschaften der Stromantworten werden die Stromamplituden und Stromrichtungen für die Berechnung eines initialen Winkels ausgewertet. In dem Kapitel 5 werden die Eigenschaften und die Verbesserungen des entwickelten Testsignalverfahrens vorgestellt. Es werden insbesondere nichtlineare Effekte abhängig vom aktuellen Strom und von der aktuellen Geschwindigkeit betrachtet. Das neue Taktmusterverfahren wird in Kapitel 6 vorgestellt. Zunächst werden dazu die physikalischen Eigenschaften und die Funktionsweise des Verfahrens in einer anderen Darstellungsform erläutert. Anschließend werden für den geberlosen Betrieb über das gesamte Motorenkennfeld die Verfahren in Kapitel 7 verbunden. Mit dem Verbund der Verfahren wird eine Fuzzy-Logik mit einem mechanischen Beobachter kombiniert. In Kapitel 8 werden die untersuchten geberlosen Verfahren beim Einsatz auf der vorliegenden PMSM verglichen. Neben den Winkel Fehlern und der Standardabweichung werden einige weitere Eigenschaften der Verfahren gegenübergestellt. Im letzten Kapitel 9 werden die gewonnenen Erkenntnisse kurz zusammengefasst.

2 Kriterien und Testfälle für verbesserte geberlose Regelungen

In den nachfolgenden Kapiteln werden neue Verfahren für die geberlose Regelung vorgestellt. Um die Eigenschaften der Verfahren vergleichen zu können, werden im Folgenden Kriterien und Testfälle beschrieben.

2.1 Modell

Kriterien

Bei der Entwicklung einer feldorientierten Regelung von PMSM werden oft Effekte wie die Sättigung oder magnetische Asymmetrien der Maschine vernachlässigt. Die vernachlässigten Effekte der Maschine können für die geberlose Regelung gezielt ausgenutzt werden, um auf den Winkel schließen zu können. Das bei der Entwicklung geberloser Verfahren eingesetzte Modell muss demnach die nützlichen und störenden Effekte simulieren können. Zur Bewertung der eingesetzten Modelle werden folgende Abbildungen als Kriterien ausgewählt:

- Abbildung Eingangs- zu Ausgangsverhalten (Spannung zu Strom)
- Abbildung der Eisensättigung
- Abbildung des Unterschieds zwischen Längs- und Querinduktivität ($L_d \neq L_q$)
- Abbildung der Oberwellen in der Induktivität (zusätzlich zu $L_d \neq L_q$)
- Abbildung der induzierte Spannung.

Testfälle

Es werden jeweils Messungen für die Parametrierung und für die Validierung durchgeführt. In der Simulation sollen mit den Messdaten, je nach Testfall, die Ströme oder Spannungen nachgerechnet werden. Neben anderen Auffälligkeiten werden hauptsächlich die prozentualen Fehler zwischen simulierten und gemessenen Größen für den Vergleich der unterschiedlichen Modelle herangezogen. Bei dem ersten Testfall (vgl. Tabelle 2.1) werden die gemessenen Ausgangsströme bei angelegten Testpulsen aus Kapitel 4 mit simulierten Ausgangsströmen verglichen. Für den zweiten Testfall wird die Maschine bei offenen Phasenklammern von der elektrischen Maschine des Prüfstands gedreht, um bei unterschiedlichen Drehzahlen die

induzierte Spannung auszuwerten. Die Kurzschlussströme des dritten Testfalls ergeben sich über unterschiedliche Drehzahlen bei kurzgeschlossenen Phasenklammen. Bei dem letzten Testfall wird das Eingangs- zu Ausgangsverhalten bei unterschiedlichen Arbeitspunkten im geschlossenen Regelkreis verglichen.

Nummer	Testfall	Bereich
MOD1	Verhalten bei Testpulsen	$[0^\circ, 360^\circ]$
MOD2	Induzierte Spannung bei offenen Klemmen	$[0, 8000]$ U/min
MOD3	Kurzschlussstrom	$[0, 8000]$ U/min
MOD4	Eingangs- zu Ausgangsverhalten bei unterschiedlichen Arbeitspunkten $ i_{dq} $	$[0, 225]$ A

Tabelle 2.1: Testfälle für das Modell der PMSM

2.2 Geberlose Verfahren

Kriterien

Für den Vergleich der geberlosen Verfahren werden typische Arbeitsbereiche im Betrieb der PMSM in einem Hybrid- oder Elektrofahrzeug angefahren. Weiterhin werden sowohl Arbeitsbereiche untersucht, die bereits mit geberlosen Verfahren aus dem Stand der Technik beherrschbar sind, als auch solche, die noch nicht beherrschbar sind. Von den offenen Problemen (siehe Abschnitt 1.3) leiten sich die Kriterien zur Beurteilung der Verfahren ab. Ein ungewünschter Wechsel vom motorischen zum generatorischen Betrieb ist unbedingt zu vermeiden. Ohne Verwendung des d-Stromes (für die Verwendung des Reluktanzmomentes oder für die Feldschwächung bei höheren Drehzahlen) geschieht der Wechsel vom motorischen zum generatorischen Betrieb bei Winkel Fehlern größer als $\pm 90^\circ$. Mit zunehmendem Fehler des berechneten Rotorwinkels verringert sich das bereit gestellte Drehmoment, ausgehend von einem optimal eingestellten Arbeitspunkt des d- und des q-Stromes (vgl. Gleichung (1.4)). Für einen effizienten Betrieb des Systems sollte der Winkelfehler so klein wie möglich sein. Daher wird der Fehler der Winkelberechnung für unterschiedliche Arbeitspunkte im zulässigen Betriebsbereich des Systems als Kriterium herangezogen.

In der vorliegenden Arbeit wird ein stabiler Betrieb des Systems mit feldorientierter Regelung und geberloser Winkelbestimmung für mittlere Winkelfehler von bis zu $\pm 25^\circ$ definiert. Verglichen mit der Genauigkeit eines Gebers werden geberlose Verfahren mit Winkel Fehlern kleiner als $\pm 15^\circ$ als akzeptabel und verwendbar bewertet. Zusätzlich wird die Standardabweichung des Winkelfehlers als Kriterium herangezogen. Der Winkelfehler wird mit der Differenz zwischen dem berechneten Winkel des geberlosen Verfahrens und dem Winkelsignal des serienmäßig verbauten Winkelsensors bestimmt. Die resultierenden Winkelfehler und deren Standardabweichungen werden abhängig von folgenden Parametern betrachtet:

- Drehzahl
- Last
- Strom i_{dq} .

Weiterhin wird der Signal-zu-Rauschabstand als ausreichend bewertet, wenn die Amplitude eines Nutzsignals mindestens um den Faktor 3 größer ist als unerwünschte Rausch- und Störeinflüsse.

Testfälle

Für den Einsatz im Fahrzeug muss das zu testende geberlose Verfahren stabile Winkelinformationen für alle zulässigen Drehzahlen und Drehmomente innerhalb des Motorkennfeldes liefern können. Um die Eignung der Verfahren nachzuweisen, werden die Verfahren auf dem vorliegenden Seriensteuergerät implementiert und im geschlossenen Regelkreis ohne die Verwendung der Winkelinformationen des Gebers für die Berechnung des Rotorwinkels eingesetzt. Mit dem geberlos berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}$ wird das angeforderte Drehmoment mit einer feldorientierten Regelung unter Berücksichtigung des maximalen Stromes, der maximalen Leistung sowie der maximalen Drehzahl des Prüfstands bereitgestellt (vgl. Abschnitt 1.2.1 und Tabelle A.1). Um die Winkelfehler zu bestimmen, wird die Winkelinformation ϕ des serienmäßigen Gebers als Referenz verwendet. Betrachtet wird der vorzeichenbehaftete Winkelfehler, dessen Standardabweichung sowie dessen zeitlich gemittelter Wert (jeweils nach dem Einschwingvorgang des aktuellen Arbeitspunkts). Der Winkelfehler ergibt sich zu:

$$\phi_{err} = \phi - \hat{\phi} \quad (2.1)$$

Die Standardabweichung (vgl. [86]) des Winkelfehlers über n Abtastwerte wird mit folgender Gleichung (2.2) bestimmt.

$$\sigma_{\phi_{err}} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\phi_{err,i} - \bar{\phi}_{err})^2}. \quad (2.2)$$

Die Testfälle werden auf die vorgestellten Verfahren sowie auf ausgewählte Verfahren aus der Literatur angewandt. Es sei darauf hingewiesen, dass aufgrund der großen Anzahl derzeit bekannter Verfahren lediglich eine Auswahl als Referenz implementiert und getestet wird. Auf umfassende Stabilitätsanalysen wird aufgrund der hohen Komplexität des Systems verzichtet. Stattdessen werden Testfälle angewandt, die sich direkt aus den obigen Kriterien ableiten, um die Erfüllung der Kriterien mit exemplarischen Experimenten nachzuweisen. Die Winkelfehler der geberlosen Verfahren werden, sofern möglich, in den in der Tabelle 2.2 angegebenen Bereichen untersucht. Für den ersten Testfall wird der Rotorwinkel bei unterschiedlichen Stellungen im Stillstand bestimmt. Bei dem zweiten und dritten Testfall werden die Winkelfehler der Verfahren bei steigenden Drehzahlen und Drehmomenten untersucht. Zudem werden die Winkelfehler und die Stabilität der geberlosen Verfahren in unterschiedlichen statischen Arbeitspunkten über das Motorkennfeld verglichen. Die eingesetzten geberlosen

Verfahren werden entsprechend miteinander kombiniert, um einen größeren Arbeitsbereich abzudecken. In dem letzten Testfall wird der Umschaltvorgang zwischen zwei geberlosen Verfahren geprüft.

Nummer	Testfall	Bereich
GR1	Stillstand	[0°, 360°]
GR2	steigende Drehzahlen	[0, 7000] U/min
GR3	steigende Drehmomente	[0, 100] Nm
GR4	Motorkennfeld	[0, 7000] U/min über [0, 100] Nm
GR5	Umschaltvorgang zwischen Verfahren	[0, 1000] U/min

Tabelle 2.2: Testfälle für die geberlosen Verfahren

3 Erweitertes Modell

Für die Entwicklung geberloser Regelungen wird für die Simulation der Verfahren und der Maschine ein geeignetes Modell benötigt. Wie in Abschnitt 1.2.3 beschrieben, basieren geberlose Regelungen auf winkelabhängigen Induktivitäten und der induzierten Spannung in q-Richtung. Es ergibt sich, dass die Oberwellen sowie die Sättigung der Maschine nichtlinear vom Strom und vom Rotorwinkel abhängen. Die Abhängigkeiten müssen deshalb schon bei der Herleitung des Maschinenmodells beachtet werden. Eine Transformation eines Maschinenmodells in das dq-Koordinatensystem hat üblicherweise den Zweck, die Differentialgleichungen unabhängig vom Rotorwinkel darzustellen. Aufgrund der Sättigung des Eisens und ausgeprägter Nutungen ergeben sich nichtlineare Abhängigkeiten vom Rotorwinkel und den Strömen in der Maschine, die auch nach einer dq-Transformation winkelabhängig bleiben.

Deshalb wird im Folgenden ein erweitertes Modell in Phasenkoordinaten beruhend auf den Veröffentlichungen [24, 25] der Veröffentlichung [87] und der betreuten Diplomarbeit [88] vorgestellt. In [87, 88] wird das Modell von [24, 25] um die Modellierung der Sternpunktspannung erweitert. Darüber hinaus wird in [87, 88] und in der vorliegenden Arbeit detailliert dargestellt, wie die Maschinenparameter für das erweiterte Modell basierend auf FE-Berechnungen unter Berücksichtigung der nichtlinearen Effekte bestimmt werden können. Insbesondere werden die notwendigen Transformationen und partiellen Ableitungen für die korrekte Abbildung der magnetischen Sättigung des Eisens beschrieben. Am Beispiel der vorliegenden Maschine werden die Eigenschaften der berechneten Parameter auf die geberlose Regelung diskutiert. Abschließend wird die Funktionsfähigkeit des erweiterten Modells im Vergleich mit einem dq-Modell und Messungen von einem Maschinenprüfstand nachgewiesen.

3.1 Gleichungen der Maschine

Die vorliegende PMSM eines Elektrofahrzeugs besteht aus einem Innenläufer mit vergrabenen Permanentmagneten und einem sternverschalteten dreiphasigen Stator. Für eine Reduktion der Rastmomente sind die Permanentmagnete leicht geschrägt angeordnet. Die elektrische Maschine ist mit sechs Polpaaren und einer Lochzahl von Eins aufgebaut. Die maximale Leistung der Maschine liegt bei 55 kW.

Zur Verdeutlichung und Herleitung der Gleichungen wird in Abbildung 3.1 ein beispielhaftes Schema einer PMSM mit einem Polpaar gezeigt. Der magnetische Fluss des Rotors Ψ_{PM} wird mit dem magnetischen Fluss des Stators durch den Strom I_s überlagert und führt zu einem Drehmoment an der Welle. Wie in der Lehre üblich, wird ein statorfestes $\alpha\beta$ - und ein rotorfestes dq-Koordinatensystem definiert. Der Winkel ϕ gibt die aktuelle Rotorlage an.

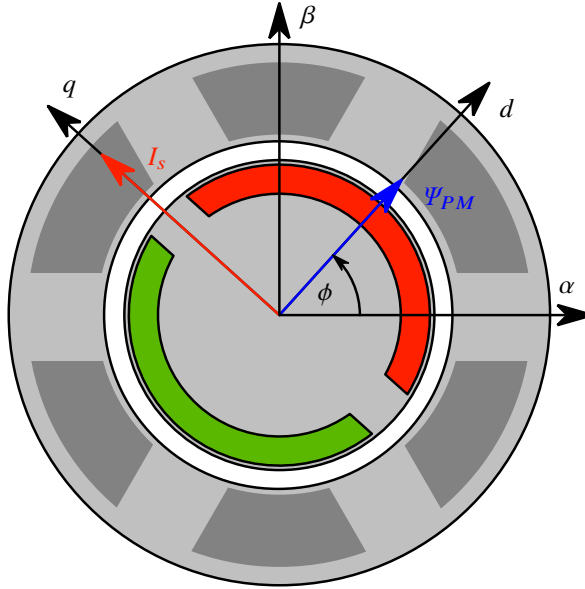


Abbildung 3.1: Schema einer PMSM mit einem Polpaar

Ein elektrisches Modell der PMSM wird ausgehend von den drei Phasen des Stators hergeleitet. Die Strangspannungen u_{as} , u_{bs} , u_{cs} ergeben sich aus der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses Ψ und dem Spannungsabfall am Leitungswiderstand des jeweiligen Strangs (z.B. aus [5]).

$$\begin{aligned}
 u_{as} &= R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\
 u_{bs} &= R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\
 u_{cs} &= R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Die magnetischen Flüsse in der Maschine sind abhängig von den Strömen in den Statorwicklungen, den Magneten und dem Rotorwinkel ϕ . Mit entsprechenden partiellen Ableitungen ergeben sich folgende Gleichungen (3.2) zur Beschreibung der Maschine (z.B. aus [5]):

$$\begin{aligned}
 u_{as} &= R_a i_a + \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial \phi} \frac{d\phi}{dt} \\
 u_{bs} &= R_b i_b + \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} + \frac{\partial \Psi_b}{\partial \phi} \frac{d\phi}{dt} \\
 u_{cs} &= R_c i_c + \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} + \frac{\partial \Psi_c}{\partial \phi} \frac{d\phi}{dt} .
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.1.1 Maschinenparameter

Die Modellierung der Maschine erfordert eine genaue Kenntnis über die Parameter in den Maschinengleichungen (3.2). Die Parameter des elektrischen Maschinenmodells ergeben sich aus den unterschiedlichen partiellen Ableitungen des magnetischen Flusses sowie den elektrischen Widerständen. Die Widerstände der drei Stränge werden definiert als drei unabhängige und gegebenenfalls leicht unterschiedliche Widerstände (vgl. Gleichung (3.3)):

$$\mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Ausgehend von den Maschinengleichungen werden die Induktivitäten und die induzierten Spannungen näher untersucht. Die Induktivitäten und die induzierten Spannungen sind abhängig von den Strömen und dem Rotorwinkel und damit nicht konstant über den Arbeitsbereich der Maschine. Die Induktivität ist definiert als das Verhältnis zwischen dem magnetischen Fluss und dem Strom in der Maschine. Bei einem nichtlinearen Zusammenhang, beispielsweise durch magnetische Sättigung des Eisens, ist zwischen zwei Definitionen der Induktivität zu unterscheiden. Die Induktivität kann abhängig vom aktuellen Arbeitspunkt als Ableitung des magnetischen Flusses nach dem Strom im Stator definiert werden:

$$L_U = \frac{\partial \Psi}{\partial I}. \quad (3.4)$$

Alternativ lässt sich die Induktivität über die Division zwischen magnetischem Fluss und dem Strom im Stator definieren:

$$L_\Psi = \frac{\Psi}{I}. \quad (3.5)$$

Im Folgenden wird die Induktivität nach Gleichung (3.4) verwendet, da die partielle Ableitung des magnetischen Flusses nach dem jeweiligen Phasenstrom in den Differentialgleichungen (3.2) der Maschine vorkommt. Für die Modellierung der Maschine ist es notwendig, die Parameter der Differentialgleichungen zu bestimmen. Die magnetischen Flüsse Ψ_m der drei Phasen werden als Ausgangspunkt für die Berechnung der Selbstinduktivitäten L_{mm} sowie der Kopplinduktivitäten L_{mn} und der Parameter k_m verwendet (vgl. Gleichung (3.6)). Hierfür ist der magnetische Fluss abhängig vom Rotorwinkel ϕ und den drei Phasenströmen zu bestimmen. Möglich ist die Bestimmung des magnetischen Flusses beispielsweise mit FE-Berechnungen. Zur Berechnung der Parameter ist es nötig, den magnetischen Fluss anschließend jeweils partiell abzuleiten.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi_m}{\partial i_n} &= L_{m,n}(i_a, i_b, i_c, \phi), \\ \frac{\partial \Psi_m}{\partial \phi} &= k_m(i_a, i_b, i_c, \phi) \quad \forall m, n \in \{a, b, c\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Durch das linear abhängige Dreiphasensystem wird eine partielle Ableitung unnötig erschwert. Deshalb werden die magnetischen Flüsse der Phasen mit der üblichen Clarke-Transformation

(vgl. Anhang A.2) in das orthogonale $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert. In dem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem können die Flüsse in einfacher Weise partiell abgeleitet werden.

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Psi_m}{\partial i_n} &= L_{m,n}(i_\alpha, i_\beta, \phi), \\ \frac{\partial \Psi_m}{\partial \phi} &= k_m(i_\alpha, i_\beta, \phi) \quad \forall m, n \in \{\alpha, \beta\}\end{aligned}\quad (3.7)$$

Anschließend können die berechneten Parameterdaten, je nach Anforderung mit der inversen Clarke-Transformation in das Phasen- oder mit der Park-Transformation (vgl. Anhang A.2) in das dq-Koordinatensystem transformiert werden.

Im Folgenden werden gegenüber den bekannten Modellierungen, beispielsweise aus [20], die bestimmten Induktivitäten erläutert. Nach [20] ergeben sich die Selbst- und Koppelinduktivitäten ohne Berücksichtigung von Sättigungs- und Leckagen-Effekten zu:

$$\begin{aligned}L_{aa} &= L_{s0} + L_{s2} \cos(2\varphi) \\ L_{bb} &= L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc} &= L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ab} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{bc} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(2\varphi) \\ L_{ac} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\varphi + \frac{2\pi}{3}\right).\end{aligned}\quad (3.8)$$

Die Induktivitäten können in einer Matrix

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix}\quad (3.9)$$

zusammengefasst werden. Nach einer dq-Transformation (vgl. A.2) ergeben sich die Induktivitäten zu (z.B. aus [88]):

$$\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}_{dq}^{-1}\quad (3.10)$$

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}\quad (3.11)$$

$$\text{mit } L_q = \frac{3}{2}(L_{s0} + L_{s2})\quad (3.12)$$

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{s0} - L_{s2}).\quad (3.13)$$

3.1.2 Diskussion der Induktivität

Die Berechnung der Parameter wird, wie in Abschnitt 3.1.1 beschrieben, exemplarisch durchgeführt. Mit der Finite-Elemente-Methode (FEM)-Software FEMAG [89] wird der Fluss der Maschine abhängig von unterschiedlichen Strom- und Rotorwinkel-Kombinationen berechnet. Die gewählte Anzahl der Kombinationen hängt von dem Blechschnitt der Maschine, den Anforderungen an die Genauigkeit der berechneten Parameter und der verfügbaren Rechenkapazität ab. Für die vorliegende Maschine werden die Ströme der drei Phasen in allen möglichen Kombinationen unter der Berücksichtigung der Knotenpunktgleichung des Sternpunktes in 57 Schritten von der minimalen bis zur maximalen Stromstärke variiert. Der Fluss wird in Phasenkoordinaten für jede Kombination der Ströme über 121 Winkelschritte berechnet. Mit der Clarke-Transformation wird der Fluss in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert und anschließend numerisch und partiell nach den Strömen i_α , i_β und dem Winkel abgeleitet. Die Parameter werden dann zurück in das abc-Koordinatensystem sowie zu Anschauungszwecken in das dq-Koordinatensystem transformiert.

In Abbildung 3.2 ist die Selbstinduktivität der Phase a dargestellt. Das Diagramm zeigt den Verlauf der Induktivität bei eingepprägten Phasenströmen in 0° Statorkoordinaten über den Rotorwinkel. Der Strom aus Phase a fließt über den Sternpunkt durch die Phasen b und c symmetrisch wieder ab ($i_b = i_c = -0,5i_a$). Für die Übersichtlichkeit werden die Phasenströme mit $i_{norm} = 480$ A und die dq-Ströme mit $i_{norm} = 480 \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{3}$ A normiert. Die Werte der Induktivitäten wurden entsprechend mit $L_{norm} = \max(L_{qq})$ normiert. Bei Strömen unterhalb von $0,1 \cdot i_{norm}$ beschreibt die Induktivität eine zweite Harmonische zum Rotorwinkel. Die zweite Harmonische der Induktivität spiegelt den Unterschied in der d- und q-Induktivität wieder. Bei 90° und bei 270° deuten die hohen Werte auf die q-Induktivität hin. Die jeweils niedrigen Werte bei 0° und bei 180° deuten hingegen auf die d-Induktivität hin. Mit zunehmenden Phasenströmen verändert sich der Zusammenhang. Somit verringert sich die Differenz zwischen d- und q-Induktivität. Zudem verringert sich die mittlere Induktivität aufgrund der magnetischen Sättigung des Eisens bei hohen Feldstärken. Besonders tritt der Effekt auf, wenn sich das Feld der Magnete und das des Stators positiv überlagern (Feldstärkung), also bei positivem Strom i_a und 0° Rotorwinkel (Einprägung in die d-Richtung) und bei negativem Strom i_a und 180° Rotorwinkel. Bei Feldschwächung hingegen, also umgekehrtem Stromvorzeichen, bleibt die Induktivität verglichen mit der Feldstärkung nahezu konstant.

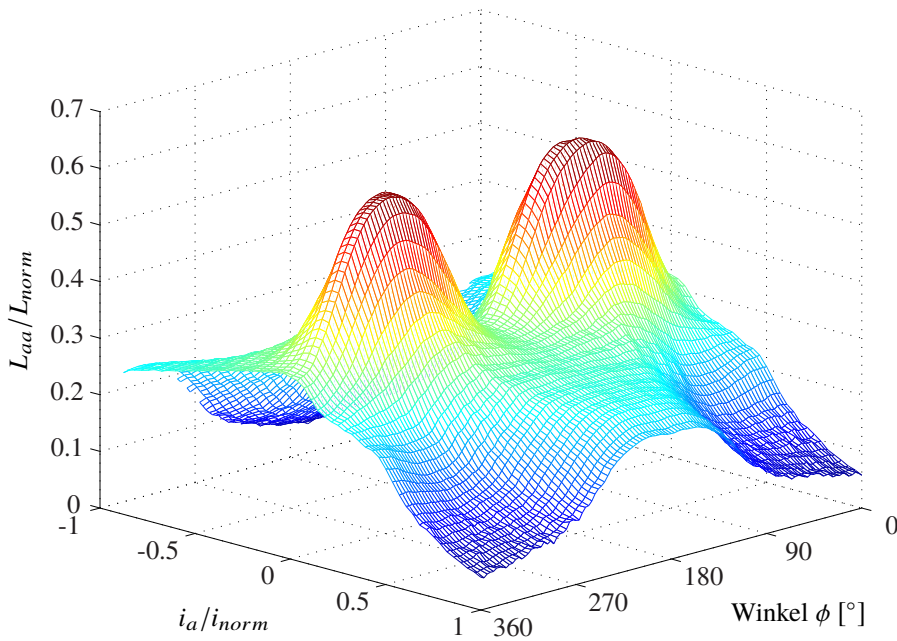


Abbildung 3.2: Berechnete Selbstinduktivität der Phase a : L_{aa} wird mit $L_{norm} = \max(L_{qq})$ normiert, i_a wird mit $i_{norm} = 480$ A normiert (basierend auf [87, 88])

In Abbildung 3.3 wird die Koppelinduktivität L_{ab} zwischen der Phase a und der Phase b gezeigt. Es ist zu erkennen, dass die Koppelinduktivität bei geringem Strom unterhalb von $0,1 \cdot i_{norm}$ um ca. 120° gegenüber der Selbstinduktivität L_{aa} versetzt ist. Zudem beträgt in dem Bereich der Mittelwert der Induktivität etwa die Hälfte der Selbstinduktivität. Auch ist die Amplitude der zweiten Harmonischen ähnlich hoch. Es ist zu erkennen, dass sich die Selbst- sowie Koppelinduktivitäten, insbesondere mit steigenden Stromstärken, nicht nach der Gesetzmäßigkeit aus den Gleichungen (3.8) verhalten. Zu erklären ist das mit der fehlenden Beschreibung von Sättigungseffekten und der fehlenden Betrachtung der Leckage des magnetischen Kreises der Gleichungen.

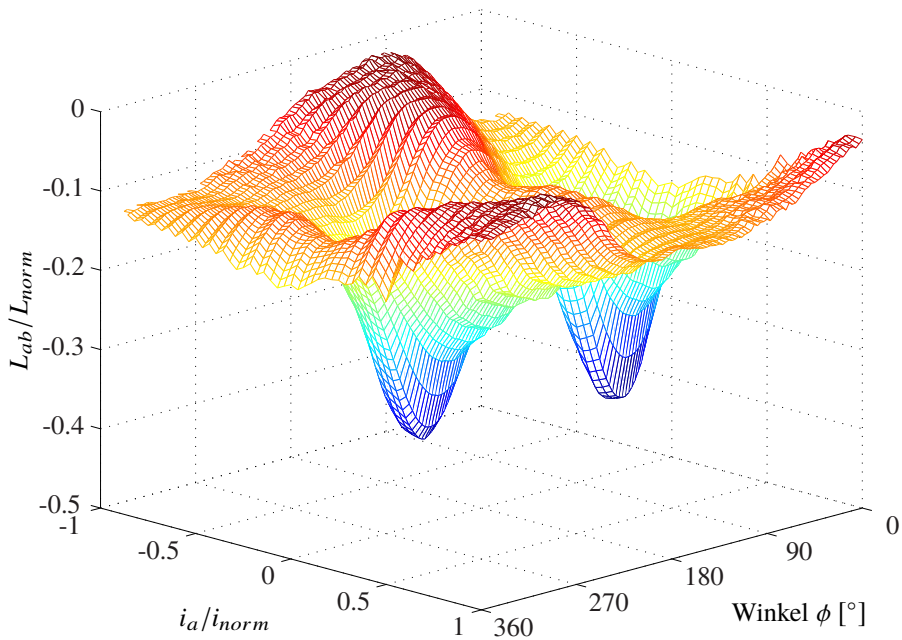


Abbildung 3.3: Berechnete Koppelinduktivität zwischen den Phasen a und b : L_{ab} wird mit $L_{norm} = \max(L_{qq})$ normiert, i_a wird mit $i_{norm} = 480$ A normiert (basierend auf [87, 88])

Der dq-transformierten Induktivität kommt eine besondere Bedeutung zu, da die üblicherweise eingesetzte feldorientierte Regelung mit dq-Koordinaten funktioniert. Die Entwicklung des Reglers wird mit einem dq-Modell der Maschine durchgeführt und benötigt daher die dq-Induktivitäten. Die in Abbildung 3.4 gezeigte q-Induktivität wird über den q-Strom und den Rotorwinkel aufgetragen, wobei der d-Strom konstant bei 0 A gehalten wird. Es zeigt sich, dass die q-Induktivität symmetrisch mit dem q-Strom abnimmt. Weiterhin ist zu erkennen, dass eine sechsfache Harmonische zum Rotorwinkel auftritt. Die sechste Harmonische ist, wie in [14] beschrieben, abhängig von der Anzahl und Ausprägung der Statornuten bzw. Statorzähne relativ zu den magnetischen Polen in der Maschine. Die sechste Harmonische der Induktivität in dq-Koordinaten entspricht durch die Transformation in Phasenkoordinaten einer fünften und siebten Harmonischen (vgl. [14]).

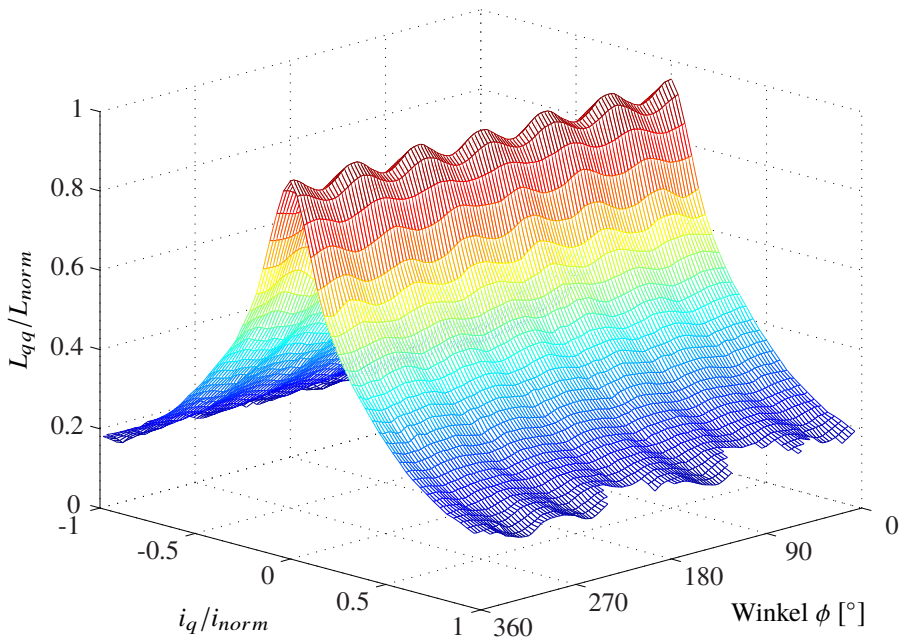


Abbildung 3.4: Berechnete Induktivität in Querrichtung: L_{qq} wird mit $L_{norm} = \max(L_{qq})$ normiert, i_q wird mit $i_{norm} = 480 \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{3}$ A normiert (basierend auf [87, 88])

Die d-Induktivität wird in Abbildung 3.5 über den d-Strom und den Rotorwinkel gezeigt. In q-Richtung fließt dabei kein Strom. Auffällig bei der d-Induktivität ist, dass sie sich nicht achsensymmetrisch zum d-Strom verringert. Bei positivem Strom überlagert sich das magnetische Feld der Magnete mit dem des Stators positiv und das Feld wird durch den Strom in den Wicklungen verstärkt. Damit wird das Eisen des Stators stärker gesättigt und die Induktivität nimmt ab. Bei negativen Strömen in die d-Richtung wird das Feld der Magnete geschwächt und das Eisen wird weniger stark gesättigt, als bei positiven Strömen.

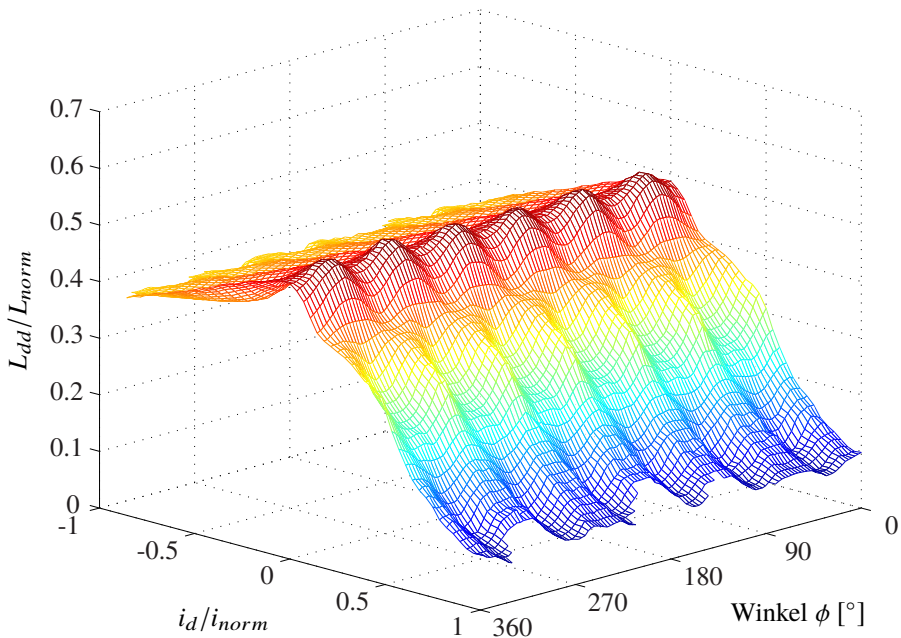


Abbildung 3.5: Berechnete Induktivität in Feldrichtung: L_{dd} wird mit $L_{norm} = \max(L_{dq})$ normiert, i_d wird mit $i_{norm} = 480 \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{3}$ A normiert (basierend auf [87, 88])

Für folgende Vergleiche der Modelle in Abschnitt 3.4 wird der entsprechende Mittelwert aus den Kennfeldern für die Induktivität des dq-Modells verwendet. Die Parameter für das erweiterte Modell sowie für das dq-Modell wurden mit entsprechend gemessenen Daten vom Prüfstand angepasst. Dazu wurde der Fluss der Permanentmagnete skaliert, um eine gute Abbildung der induzierten Spannung zu erhalten. Der Widerstand der Maschine wurde mit einem entsprechenden Messgerät bestimmt.

3.2 Ersatzschaltbild der Maschine

Mit den Parametern aus den partiellen Ableitungen des Flusses und den Gleichungen der Maschine (3.2) ergibt sich das Ersatzschaltbild 3.6 der sternverschalteten PMSM. Es besteht aus drei Strängen mit je einem Widerstand, einer Selbstinduktivität, zwei Koppelinduktivitäten und einer induzierten Spannung. Die Selbst- und Koppelinduktivitäten sowie die induzierte Spannung werden abhängig vom aktuellen Phasenstrom und vom Rotorwinkel modelliert. Die Widerstände werden als konstant angenommen. Im Folgenden werden die genannten Abhängigkeiten, soweit nicht anders beschrieben, aus Übersichtsgründen nicht mehr gekennzeichnet.

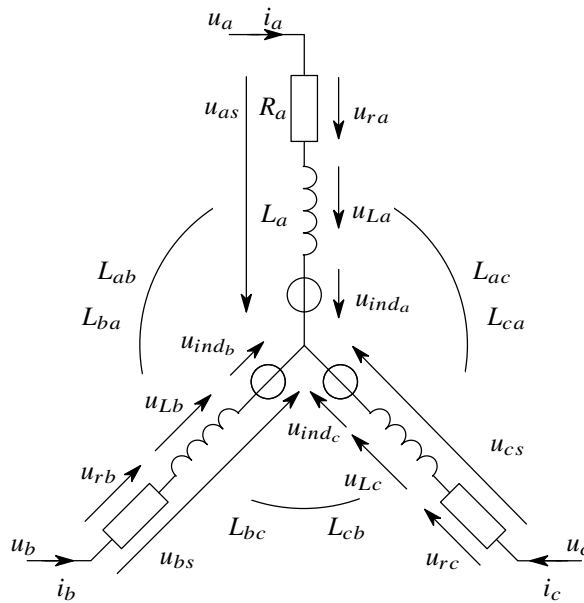


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild der PMSM in Sternschaltung (modifizierte Darstellung basierend auf [87, 88] und beispielsweise basierend auf [5, 7])

3.3 Modell für sternverschaltete Maschinen

Mit den Parameterdaten und dem Ersatzschaltbild lässt sich die Maschine mit einem knotenbasierten Simulationsprogramm (beispielsweise Matlab Simscape) simulieren. Die elektrische Maschine wird im Zustandsraum modelliert, um einen eingängigen Einblick in die Dynamik des Systems zu erhalten. Weiterhin ist die Darstellung im Zustandsraum von Vorteil, da viele Verfahren zur Entwicklung von Reglern und Beobachtern auf Zustandsraummodellen beruhen.

Wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, wird ein Modell in dq-Koordinaten aufgrund der Nicht-linearitäten der Maschine weiterhin abhängig vom Rotorwinkel sein. Daher wird ein Modell beruhend auf [24, 25] direkt in abc-Koordinaten hergeleitet und um ein Modell der Sternpunktspannung erweitert. Aus dem Ersatzschaltbild 3.6 der Maschine wird ersichtlich, dass die drei Phasen durch die Sternverschaltung linear abhängig sind. Damit ist es für die Berechnung des Systems ausreichend, lediglich zwei Maschengleichungen aufzustellen. Eine Masche wird zwischen Klemme a und b und eine Masche wird zwischen Klemme b und c aufgestellt (vgl. Gleichung (3.14)).

$$\begin{aligned}
u_{ab} &= u_a - u_b \\
&= \omega(k_a - k_b) \\
&\quad + L_{aa} \frac{di_a}{dt} + L_{ab} \frac{di_b}{dt} + L_{ac} \frac{di_c}{dt} \\
&\quad - L_{ab} \frac{di_a}{dt} - L_{bb} \frac{di_b}{dt} - L_{bc} \frac{di_c}{dt} \\
&\quad + i_a R_a - i_b R_b \\
u_{bc} &= u_b - u_c \\
&= \omega(k_b - k_c) \\
&\quad + L_{ab} \frac{di_a}{dt} + L_{bb} \frac{di_b}{dt} + L_{bc} \frac{di_c}{dt} \\
&\quad - L_{ac} \frac{di_a}{dt} - L_{bc} \frac{di_b}{dt} - L_{cc} \frac{di_c}{dt} \\
&\quad + i_b R_b - i_c R_c
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Einige geberlose Verfahren verwenden eine Messung der Sternpunktspannung, um auf den Winkel zu schließen. Daher wird das Modell nach [24, 25] um eine Modellierung der Sternpunktspannung u_s mit Berücksichtigung von Nichtlinearitäten in der Maschine mit der folgenden Gleichung (3.15) erweitert:

$$\begin{aligned}
u_s &= u_a - u_{as} \\
&= u_a - R_a i_a - L_{aa} \frac{di_a}{dt} - L_{ab} \frac{di_b}{dt} - L_{ac} \frac{di_c}{dt} - \omega k_a .
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Entsprechend nach [24, 25] kann mit der Knotenpunktregel

$$\sum_{k=a}^c i_k = 0 \qquad \sum_{k=a}^c \frac{di_k}{dt} = 0 \tag{3.16}$$

der linear abhängige Strom i_c und dessen zeitliche Ableitung $\frac{di_c}{dt}$ ersetzt werden, um ein System geringerer Ordnung zu erhalten. Das Modell wird anschließend in den Zustandsraum umgeschrieben. Ausgehend von der allgemeinen Form von Zustandsraummodellen (vgl. beispielsweise [90])

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\
\mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{u}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

werden die Ströme i_a sowie i_b als Zustände \mathbf{x} gewählt. Die induzierten Spannungen \mathbf{u}_{indabc} sowie die Klemmspannungen \mathbf{u}_{abc} werden als Eingänge \mathbf{u} gewählt. Die Ströme i_a, i_b sowie die Sternpunktspannung u_s werden von dem Modell ausgegeben (vgl. Gleichung (3.18)):

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{i}_M \\ \mathbf{u} &= \mathbf{u}_M - \mathbf{u}_{M_{ind}} \\ \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \mathbf{i}_M \\ u_s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \text{Mit } \mathbf{i}_M &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_M &= \begin{bmatrix} R_a & -R_b \\ R_c & R_b + R_c \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_M &= \begin{bmatrix} L_{aa} - L_{ab} - L_{ac} + L_{bc} & L_{ab} - L_{bb} - L_{ac} + L_{bc} \\ L_{ab} - L_{ac} - L_{bc} + L_{cc} & L_{bb} - 2L_{bc} + L_{cc} \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_{M_{ind}} &= \begin{bmatrix} u_{inda} - u_{indb} \\ u_{indb} - u_{indc} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} k_a - k_b \\ k_b - k_c \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_M &= \begin{bmatrix} u_a - u_b \\ u_b - u_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.19)$$

ergibt sich das System:

$$\dot{\mathbf{i}}_M = \mathbf{L}_M^{-1} \left[-\mathbf{R}_M \mathbf{i}_M + \mathbf{u}_M - \mathbf{u}_{M_{ind}} \right]. \quad (3.20)$$

Die neue Modellierung der Sternpunktspannung wird basierend auf Gleichung 3.15 als weiterer Ausgang des Modells nach [24, 25] mit den Zuständen sowie den Ableitungen der Zustände direkt berechnet.

$$u_s = u_a - R_a i_a - \omega k_a + [(L_{ac} - L_{aa}) \quad (L_{ac} - L_{ab})] \dot{\mathbf{i}}_M \quad (3.21)$$

3.4 Validierung

Zur Validierung des Modells werden vier relevante Testfälle beschrieben. Je Testfall werden die Messergebnisse der vorliegenden PMSM mit der Simulation eines üblichen dq-Modells sowie mit der Simulation des erweiterten Modells diskutiert und verglichen. Anschließend wird eine Übersicht aller Testergebnisse in den unterschiedlichen Arbeitspunkten dargestellt.

3.4.1 Testspannungspulse

Für den ersten Testfall werden die Testspannungspulse des geberlosen Testpulsverfahrens gemessen. Bei dem Testpulsverfahren befindet sich die Maschine im Stillstand und wird mit kurzen Testpulsen angeregt. Die Testspannungspulse werden mit gleicher Amplitude in unterschiedliche Rotorwinkel von 0° bis 360° eingepreßt. Zum Ende jedes Testpulses wird die maximal erreichte Stromamplitude aufgezeichnet (vgl. Kapitel 4 und Abbildung 4.2). Die reale Maschine erzeugt bei größeren oder längeren Testpulsen je nach Injektions- und Rotorwinkel ein Drehmoment. Das Drehmoment ruft in der Welle eine kurzzeitige Torsion oder bei noch größeren oder längeren Pulsen eine Drehung der Maschine hervor. Da das Messergebnis abhängig von dem Rotorwinkel stark verfälscht wird, beschränkt sich der Testfall nur auf entsprechend kurze Testpulse mit kleinerer Amplitude. Daher kann mit dem Testfall keine korrekte Modellierung der Sättigung nachgewiesen werden. In Abbildung 3.7 werden die maximalen Stromamplituden $|i_{dq}|/i_{norm}$ über Injektionswinkel ϕ von 0° bis 360° dargestellt. Die gemessenen und die simulierten Stromamplituden beschreiben zwischen 0° bis 360° einen kosinus-ähnlichen Verlauf mit doppelter Rotorfrequenz. Der Verlauf mit doppelter Rotorfrequenz (oder auch zweite Harmonische) ergibt sich aus dem Unterschied der d- und der q-Induktivität (vgl. Abschnitt 3.1.2). Ein übliches dq-Modell sowie das erweiterte Modell bilden die angeregten Stromamplituden gut nach und können für die Simulation des geberlosen Testpulsverfahrens im linearen Bereich ohne Sättigung eingesetzt werden. Bei dem ersten Testfall sind die Ergebnisse des erweiterten Modells und die Ergebnisse des dq-Modells nahezu gleichwertig.

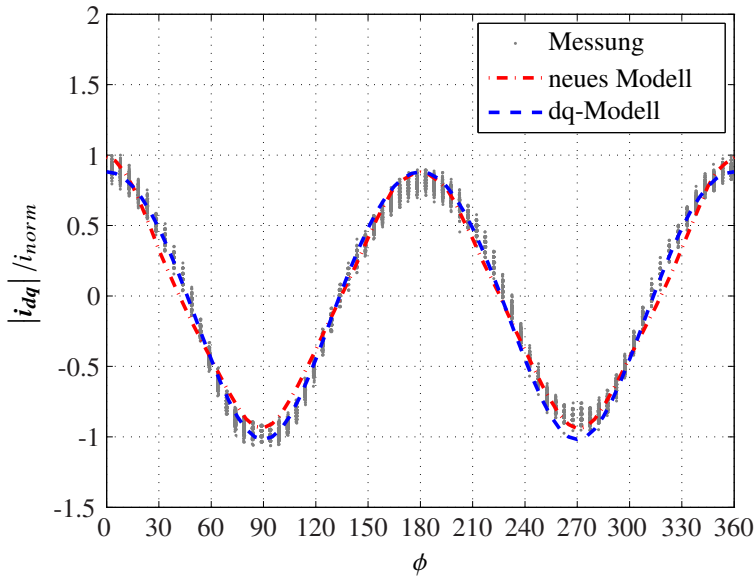


Abbildung 3.7: Vergleich der simulierten (neues Modell rot, Strichpunkt und dq-Modell blau, gestrichelt) und gemessenen (grau, gepunktet) maximalen Amplitude der dq-Ströme nach Testspannungspulsen über die Richtung der Injektion 0° bis 360° . Mittelwert subtrahiert, Berücksichtigung von Spannungsfehlern, normiert auf die maximalen Stromamplituden der Messung (i_{norm}), Testfall MOD1 (modifiziert nach [87])

3.4.2 Induzierte Spannung

Als zweiter Testfall wurde die Messung der induzierten Spannungen ausgewählt. Dazu wird die Maschine am Prüfstand von einer Lastmaschine mit konstanter Drehzahl betrieben. Die Klemmen der drei Phasen bleiben offen und werden nicht mit der Leistungselektronik verbunden. Die Drehung der Maschine erzeugt eine Flussänderung, die in jeder Phase im Stator jeweils eine Spannung induziert. Die induzierten Spannungen werden zwischen den jeweiligen Klemmen und dem Sternpunkt der Maschine gemessen. In Abbildung 3.8 werden bei 1000 U/min die gemessene, induzierte Spannung und die simulierte, induzierte Spannung aus den Modellen über die Zeit aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass die gemessene, induzierte Spannung bei Drehung der elektrischen Maschine neben der Grundwelle auch eine starke dritte Harmonische aufweist. Das Verhalten kann von dem linearen dq-Modell mit konstanter Induktivität nicht vollständig abgebildet werden. Das Simulationsergebnis des neuen Modells zeigt hingegen eine deutliche Abbildung der ersten und dritten Harmonischen.

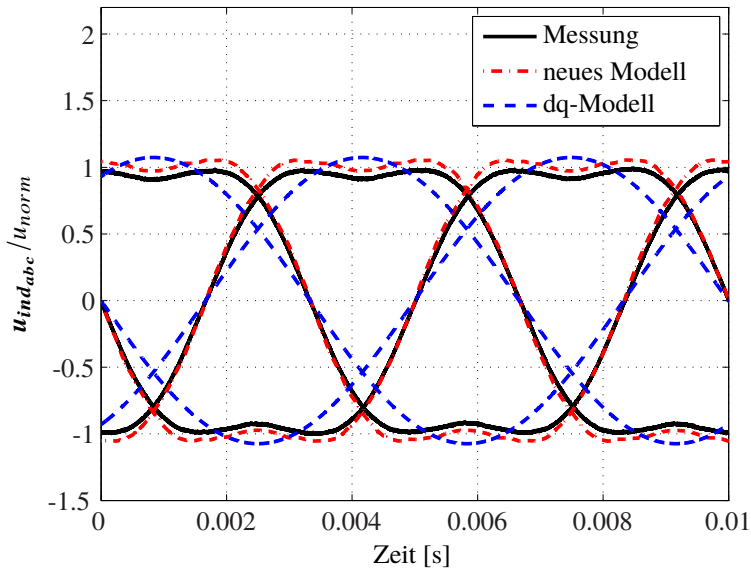


Abbildung 3.8: Vergleich der simulierten (neues Modell rot, Strichpunkt und dq-Modell blau, gestrichelt) und gemessenen (schwarz) induzierten Spannungen u_{ind_abc} bei offenen Klemmen und 1000 U/min, normiert auf die mittlere Amplitude der induzierten Spannung der Messung (u_{norm}), Testfall MOD2 (modifiziert nach [87])

In Abbildung 3.9 sind die Fehler der simulierten, induzierten Spannungen zu der gemessenen, induzierten Spannung über die Drehzahl aufgetragen. Es ergibt sich, dass die Simulationen mit dem erweiterten Modell und dem dq-Modell einen betragsmäßig ähnlich geringen Fehler $< 6,8\%$ erzeugen. Die jeweiligen Parameter für die Berechnung der induzierten Spannung wurden für die gleiche Maschine bestimmt. Daher ergibt sich für beide Modelle ein betragsmäßig ähnlich großer relativer Fehler. In dieser Arbeit wurde nicht untersucht weshalb sich für das dq-Modell relative Fehler $< 6,8\%$ und für das neue Modell relative Fehler $> -6,8\%$ ergeben. Wegen der zusätzlichen Abbildung der dritten Harmonischen in den induzierten Spannungen kann die Entwicklung von Verfahren, die auf einer Messung der Sternpunktspannung basieren, vom Einsatz des neuen Modells profitieren.

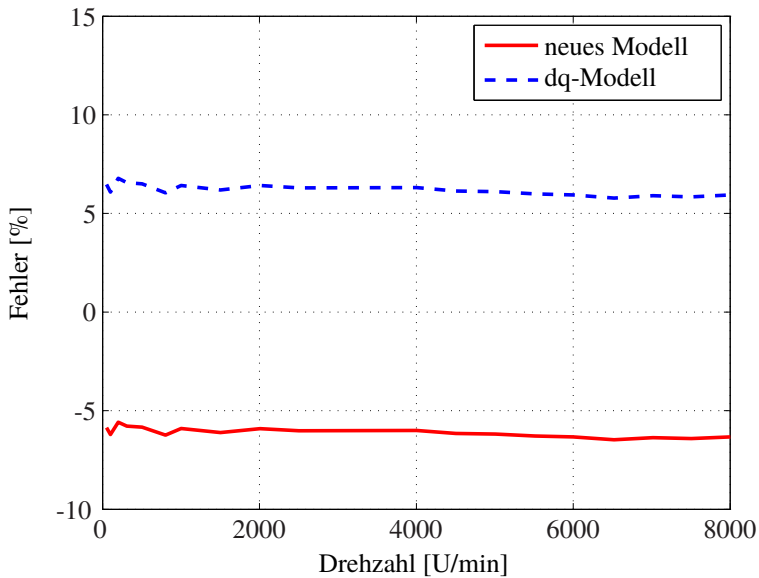


Abbildung 3.9: Abweichungen der simulierten Amplitude (neues Modell rot und dq-Modell blau, gestrichelt) der dq-transformierten induzierten Spannungen zu den Messungen bei offenen Klemmen über die Drehzahl, Testfall MOD2

3.4.3 Kurzschlussstrom

Der dritte Testfall besteht in der Messung des Phasenstromes bei kurzgeschlossener Maschine. Die PMSM wird mit einer Lastmaschine angetrieben. Wie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben, werden durch die Drehung der Maschine Spannungen in den Phasen des Stators induziert. Die induzierten Spannungen führen bei kurzgeschlossenen Klemmen zu einem entsprechenden Phasenstrom. Der Phasenstrom hängt von der induzierten Spannung, den Leitungswiderständen und den Selbst- sowie Koppelinduktivitäten ab. In Abbildung 3.10 sind der gemessene und der simulierte Verlauf der Kurzschlussströme bei 1000 U/min über die Zeit aufgetragen. Mit beiden Modellen wird der Verlauf des Kurzschlussstromes ausreichend gut für die Entwicklung geberloser Verfahren abgebildet.

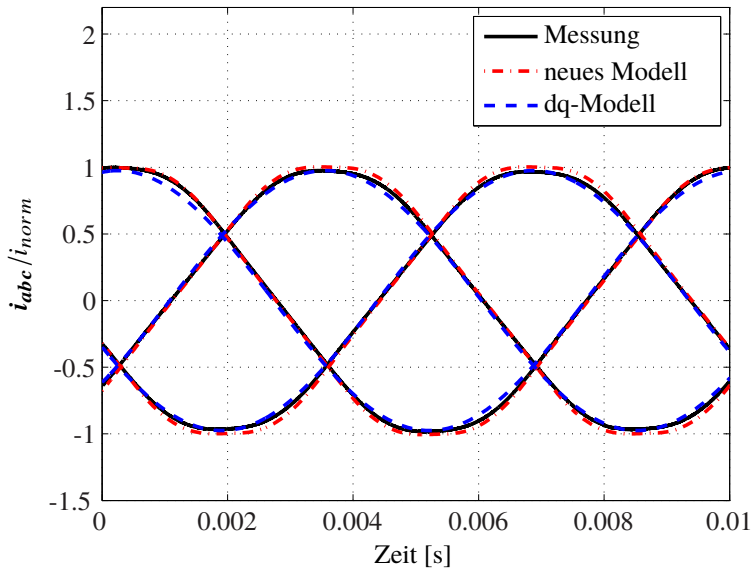


Abbildung 3.10: Vergleich der simulierten (neues Modell rot, Strichpunkt und dq-Modell blau, gestrichelt) und gemessenen (schwarz) Ströme i_{abc} im Kurzschluss bei 1000 U/min, normiert auf die maximalen Kurzschlussströme der Messung (i_{norm}), Testfall MOD3 (modifiziert nach [87])

In Abbildung 3.11 sind die Fehler der simulierten Kurzschlussströme zu den gemessenen Kurzschlussströmen über die Drehzahl aufgetragen. Bis auf den Drehzahlbereich < 1000 U/min wird mit beiden Modellen ein betragsmäßig ähnlich geringer Fehler $< 3,3\%$ erzielt. Die jeweiligen Parameter für die Berechnung der Ströme während eines Kurzschlusses wurden für die gleiche Maschine bestimmt. Daher ergibt sich für beide Modelle ein betragsmäßig ähnlich großer relativer Fehler. In dieser Arbeit wurde nicht untersucht weshalb sich für das dq-Modell relative Fehler $< 3,3\%$ und für das neue Modell relative Fehler $> -3,3\%$ ergeben. Die Ergebnisse beider Modelle mit dem dritten Testfall sind nahezu gleichwertig.

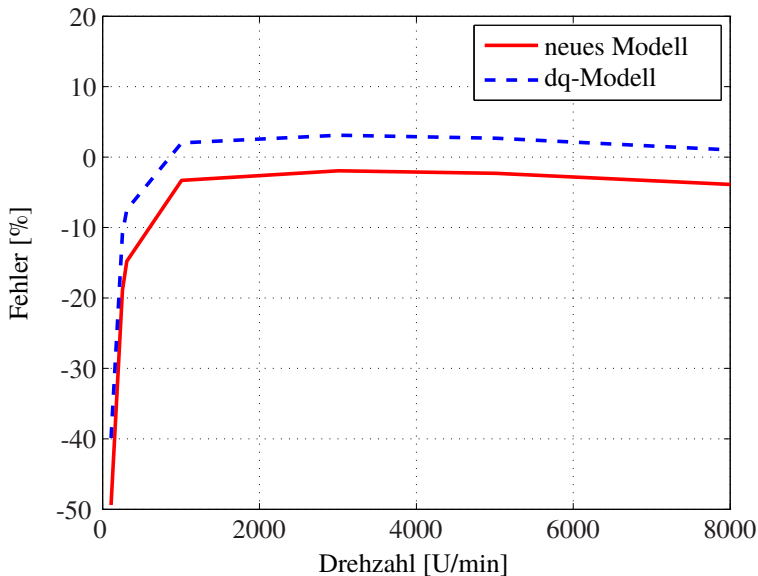


Abbildung 3.11: Abweichungen der simulierten Amplitude (neues Modell rot und dq-Modell blau, gestrichelt) der dq-transformierten Phasenströme zu den Messungen im Kurzschluss über die Drehzahl, Testfall MOD3

3.4.4 Geregelter Betrieb

Die elektrische Maschine wird in Elektro- und Hybridfahrzeugen üblicherweise mit einer feldorientierten Stromregelung betrieben. Dazu werden d- und q-Ströme entlang einer Maximum Torque Per Ampere (MTPA)-Trajektorie mit dem drehzahlabhängigen Regler geregelt. Für den Testfall wird die Maschine am Prüfstand bei unterschiedlichen dq-Strömen und Drehzahlen geregelt. Es werden die Phasenspannungen der Leistungselektronik, die Phasenströme und der Winkel des Gebers gemessen. In der Simulation der Maschine erhalten das dq- und das erweiterte Modell die gemessenen Phasenspannungen sowie den gemessenen Winkel des Rotors. Damit werden Ausgangsströme simuliert und mit den Messergebnissen verglichen. Es ergibt sich eine Berechnung des Stromes im offenen Regelkreis, da Abweichungen vom Soll-Strom nicht durch einen Eingriff des Reglers korrigiert werden. Daher ist eine Abweichung der simulierten Ströme zulässig und zu erwarten.

In Abbildung 3.12 werden die Eingangsspannungen u_{abc} und der Ausgangsstrom i_a der Maschine über die Zeit aufgetragen. Die Ströme i_b und i_c ergeben sich in ähnlicher Weise wie der Strom i_a , werden aber aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Es ist zu erkennen, dass mit dem neuen Modell, verglichen mit dem dq-Modell eine zusätzliche Phase zwischen Strom und Spannung berücksichtigt werden kann (unten in Abbildung 3.12).

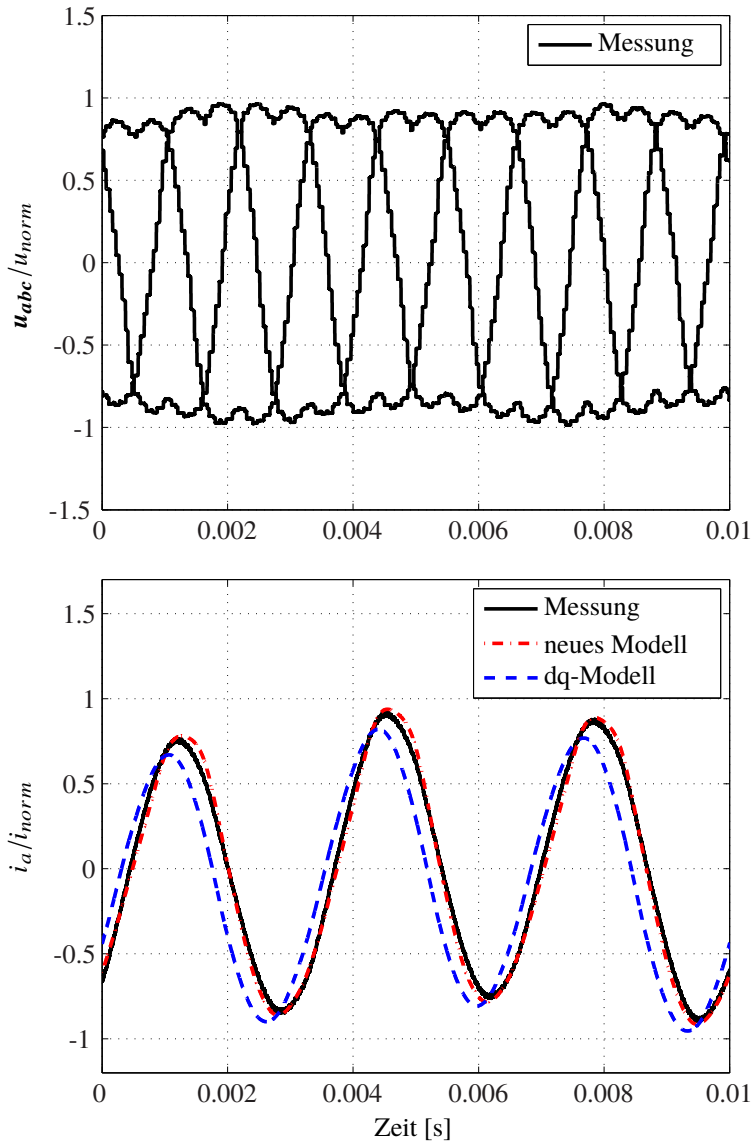


Abbildung 3.12: Vergleich des simulierten (neues Modell rot, Strichpunkt und dq-Modell blau, gestrichelt) und gemessenen (schwarz) Phasenstromes i_a (unten) bei feldorientierter Regelung mit 3000 U/min aufgrund der gemessenen Phasenspannungen u_{abc} (oben), Spannung normiert auf die mittlere Amplitude der geregelten Spannung der Messung (u_{norm}), Strom normiert auf die mittlere Amplitude des geregelten Stromes der Messung (i_{norm}), Testfall MOD4 (modifiziert nach [87])

In Abbildung 3.13 werden die Fehler der simulierten Ströme zu den gemessenen Strömen, bei unterschiedlichen Kombinationen von d- und q-Strömen über den Betrag des dq-Stromes dargestellt. Die Abdeckung mit dem neuen Modell mit maximal 30% betragsmäßigem Fehler konnte gegenüber dem dq-Modell mit maximal 64% betragsmäßigem Fehler wesentlich verbessert werden.

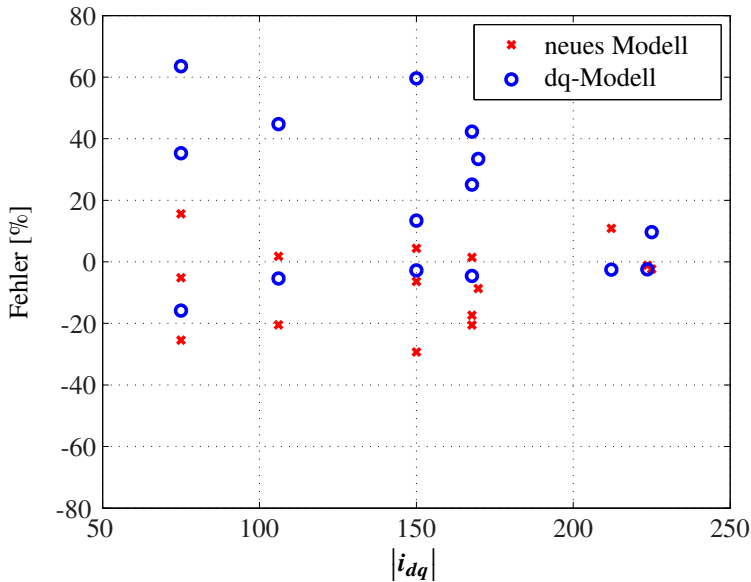


Abbildung 3.13: Abweichungen der simulierten Amplitude (neues Modell rot, Kreuz und dq-Modell blau, Kreis) der dq-transformierten Phasenströme zu den Messungen über die Amplitude der dq-Ströme $|i_{dq}|$ bei feldorientierter Regelung mit 3000 U/min, Testfall MOD4

Die Entwicklung von Stromregelungen sowie von Verfahren geberloser Regelung profitieren von der gewonnenen Genauigkeit im geregelten Betrieb.

3.5 Zusammenfassung

In Kapitel 3 wurde ein erweitertes Modell der PMSM beruhend auf [24, 25] vorgestellt. Das Modell aus [24, 25] wird um eine Modellierung der Sternpunktspannung erweitert. Mit dem neuen Modell werden nichtlineare Abhängigkeiten der Parameter von Winkel und Strom nachgebildet. Damit werden Effekte wie beispielsweise der Unterschied in der d- und q-Induktivität, eine sechste Harmonische in den dq-Induktivitäten durch die Nutzung der Maschine sowie die Verringerung der Induktivität durch Sättigung modelliert. Um die Effekte zu berücksichtigen, wird das erweiterte Modell entsprechend hergeleitet. Dazu werden zwei Maschengleichungen der sternverschalteten Maschine aufgestellt und im Zustandsraum modelliert. Zudem wird detailliert auf die Bestimmung der Maschinenparameter und deren

Eigenschaften bei der vorliegenden Maschine eingegangen. Die bestimmten Parameter werden hinsichtlich ihrer Bedeutung für die geberlose Regelung diskutiert.

Die Parameter der Maschengleichungen werden aus den magnetischen Flüssen der Maschine durch partielle numerische Ableitungen berechnet. Entscheidend dabei ist, dass die Flüsse in kleinen Winkel- und Stromschritten im zulässigen Bereich der Stromkombinationen bestimmt werden. In der vorliegenden Arbeit werden die Flüsse in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert, um die anschließende partielle numerische Ableitung entsprechend der Arbeitspunkte durchzuführen. Für sternverschaltete PMSM mit einem anderen oder veränderten magnetischen Kreis (beispielsweise durch geänderte Blechschnitte, andere Magnete oder andere Wicklungsschemata) müssen lediglich die FE-Simulationen sowie die Parameterberechnungen entsprechend dem beschriebenen Vorgehen durchgeführt und gegebenenfalls am Prüfstand validiert werden.

Die Einsatzfähigkeit des erweiterten Modells wird mit Messdaten von einem Maschinenprüfstand nachgewiesen. Die Messung wird dabei mit einem dq-Modell der Maschine und dem erweiterten Modell in unterschiedlichen Testfällen verglichen. Das dq-Modell und das erweiterte Modell bilden das Verhalten der Maschine ab. Für eine grobe Betrachtung geberloser Verfahren mit analytischen Berechnungen eignet sich aufgrund der geringeren Komplexität besonders das dq-Modell. Es ergibt sich aber, dass eine dritte Harmonische in der Sternpunktspannung nur vom erweiterten Modell abgebildet wird. Zudem ergibt sich eine wesentlich verbesserte Abbildung der Messungen mit dem erweiterten Modell, wenn die Maschine in unterschiedlichen Arbeitspunkten mit einer Stromregelung betrieben wird. Die Entwicklung geberloser Verfahren profitiert damit von der Simulation mit dem erweiterten Modell.

4 Neues Testpulsverfahren

Der Betrieb der geberlosen Regelung einer PMSM muss bei jedem Neustart mit einer absoluten Winkelinformation initialisiert werden. Für den Neustart wird vorausgesetzt, dass sich die elektrische Maschine im Stillstand befindet und kein elektrischer Strom durch den Stator fließt. Die geberlose Berechnung des aktuellen Rotorwinkels einer PMSM im Stillstand kann mittels Verfahren, welche auf Testspannungspulsen basieren, erfolgen. Mit Testspannungspulsen werden die in Kapitel 3 beschriebenen winkel- und stromabhängigen Induktivitäten angeregt. Die resultierenden Stromantworten beinhalten durch das winkelabhängige Übertragungsverhalten auswertbare Winkelinformationen. Für den Betrieb einer geberlosen Winkelbestimmung in Elektro- und Hybridfahrzeugen wird ein schneller Start mit hoher Sicherheit gefordert. In der vorliegenden Arbeit wird daher ein neues Verfahren vorgestellt, welches, verglichen zum Stand der Technik, weniger Pulse benötigt und eine erhöhte Verlässlichkeit bietet.

Das Verfahren beruht auf der betreuten Masterarbeit [91], den Patentanmeldungen [92, 93] und den Patenten [94, 95]. Mit der betreuten Masterarbeit und den Patentanmeldungen wurden die Abläufe von dem Testpulsverfahren sowie von sinnvollen Alternativen veröffentlicht. In der vorliegenden Arbeit werden sämtliche Formeln in den Abschnitten 4.2 und 4.3 neu oder deutlich detaillierter als in den Beiträgen [91] sowie [92]-[95] hergeleitet.

Im Folgenden wird zuerst der benötigte Testspannungspuls des Verfahrens definiert. Anschließend werden die resultierenden Stromantworten mit Modellen hergeleitet und diskutiert. Ausgehend von den Stromantworten wird ein neues Verfahren vorgestellt, welches aus einer Kalibrierung, einer initialen Winkelbestimmung, einer genaueren Feldbestimmung und der Auflösung der 180° Uneindeutigkeit besteht. Zum Abschluss werden der zeitliche Ablauf sowie eine Zusammenfassung gegeben.

4.1 Übersicht

Das Testpulsverfahren injiziert Spannungspulse, um aus den resultierenden Strömen auf den Winkel des Rotors ϕ zu schließen. Dazu werden bei inaktiver Regelung mit der LE mehrere Spannungspulse u_{abc} unterschiedlicher elektrischer Richtungen mit definierter Amplitude und Länge in die Statorwicklungen der PMSM eingepreßt. Aus den jeweils gemessenen Strömen i_{abc} wird der absolute Winkel $\hat{\phi}$ im Block C_{Tstpls} berechnet (vgl. Abbildung 4.1).

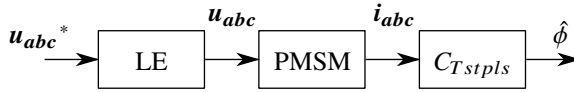


Abbildung 4.1: Struktur der geberlosen Regelung mit dem Testpulsverfahren

Nachfolgend werden die resultierenden Systemantworten auf den Testspannungspuls diskutiert.

4.2 Physikalische Eigenschaften

4.2.1 Injektion der Pulse

Die Testspannungspulse werden jeweils mit einer Amplitude U_p für die Zeit T_p in eine Statorrichtung Θ_u injiziert (vgl. Abbildung 4.2 und Gleichung (4.2)). Für die Beschreibung der Pulse wird der $\text{rect}(t)$ Operator (z.B. aus [96]) verwendet:

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{wenn } |t| < \frac{1}{2} \\ 0 & \text{wenn } |t| > \frac{1}{2} \end{cases}. \quad (4.1)$$

Damit ergibt sich die Gleichung zur Beschreibung eines Testspannungspulses zu:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_p \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p}\right) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_u) \\ \sin(\Theta_u) \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Das Verhalten des dq-Stromes bei jedem Testpuls ergibt sich vereinfacht zu einem Tiefpass zweiter Ordnung (vgl. Gleichung (4.6)). Für entsprechend kurze Spannungspulse wird der Widerstand gegenüber der Reaktanz der Induktivität vernachlässigbar klein. Damit kann das Modell bei Anregung mit Testspannungspulsen zu einem Integrator für die d- und einem Integrator für die q-Komponente vereinfacht werden (vgl. Gleichung (4.7)). Für den langsameren Stromabstieg ohne angelegte Spannung ist der Widerstand gegenüber der Reaktanz der Induktivität nicht vernachlässigbar und es ergibt sich ein eher flacher, exponentieller Stromabstieg. Eine ausführliche Herleitung des Übertragungsverhaltens wird im folgenden Abschnitt 4.2.2 beschrieben. Nach jedem Spannungspuls wird der Stromzeiger mit maximaler Amplitude für die Berechnung des Winkels gemessen. Für nachfolgende Pulse ist eine entsprechende spannungsfreie Wartezeit einzuhalten, bis sich der dq-Strom durch den Widerstand wieder zu Null ergibt ($\|i_{dq}\| \approx 0$).

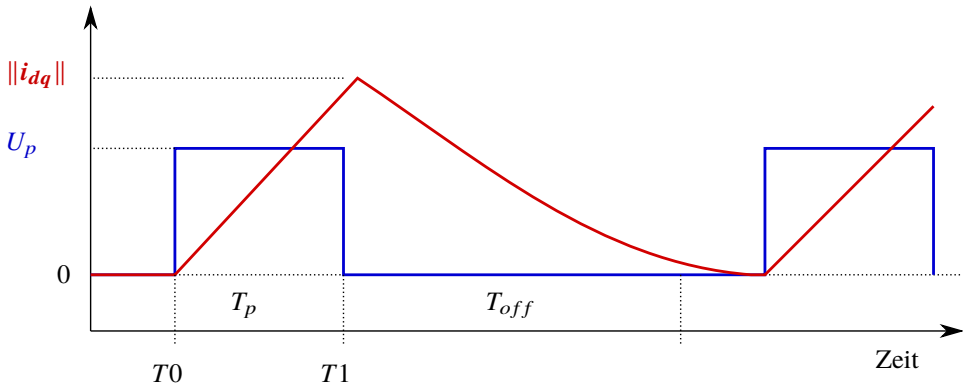


Abbildung 4.2: Schema der positiven Spannungspulse des Testpulsverfahrens in Richtung Θ_u und der Stromanstieg bzw. Stromabfall

Eine Beschleunigung des Abklingens kann erreicht werden, wenn nach dem Puls mit der Stromregelung die Ströme zu Null geregelt werden. Für die Beschreibung der Injektion und der Auswertung wird die optionale Beschleunigung des Abklingens nicht weiter berücksichtigt, da sich, bis auf die Beschleunigung, für das Verfahren kein Unterschied zu einer spannungsfreien Wartezeit ergibt. Alternativ kann für einen nahezu linearen, steilen Stromabstieg ein Gegenpuls zur Beschleunigung des Verfahrens angelegt werden. Der Gegenpuls kann als zusätzliche Messung ausgewertet werden, um die Messgenauigkeit zu erhöhen (vgl. Abbildung 4.3 und Gleichung (4.3)).

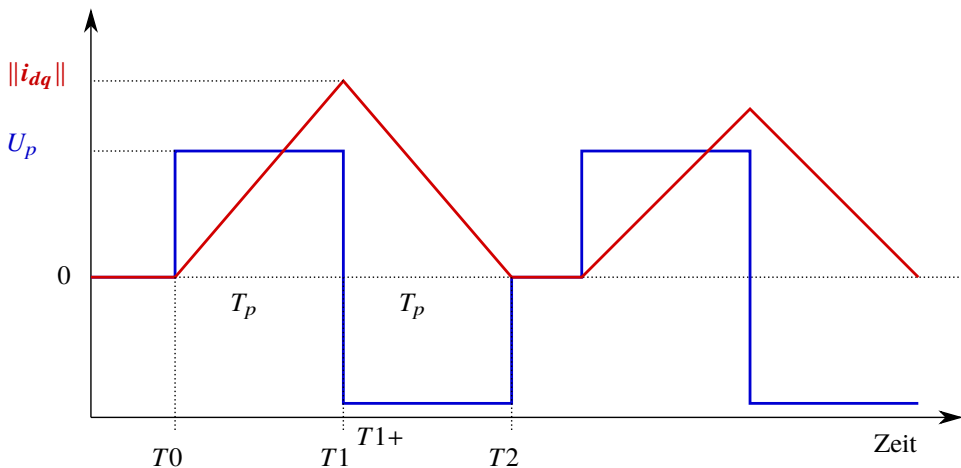


Abbildung 4.3: Schema der positiven und negativen Spannungspulse des Testpulsverfahrens in Richtung Θ_u und der Stromanstieg bzw. -abstieg

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_p \left(\text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) - \text{rect} \left(\frac{t - \frac{3T_p}{2}}{T_p} \right) \right) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_u) \\ \sin(\Theta_u) \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Mit der dq-Transformation $T_{\alpha\beta-dq}$ ergeben sich die Testspannungspulse im dq-Koordinatensystem zu:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \\ &= U_p \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Theta_u \\ \sin \Theta_u \end{bmatrix} \\ &= U_p \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_u - \phi) \\ \sin(\Theta_u - \phi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \text{bzw. } \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \\ &= U_p \left(\text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) - \text{rect} \left(\frac{t - \frac{3T_p}{2}}{T_p} \right) \right) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_u - \phi) \\ \sin(\Theta_u - \phi) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.2.2 Herleitung der Ausgangssignale

Für die Herleitung der Ausgangsströme wird das dq-Modell (vgl. Gleichung (1.2) und [3]-[7]) im Stillstand ($\omega = 0$) verwendet. Hierfür ergeben sich im Laplace-Bereich die Beziehungen:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 L_d L_q + sR(L_d + L_q) + R^2} \begin{bmatrix} R + sL_q & 0 \\ 0 & R + sL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Bei ausreichend kurzen Spannungspulsen wird der Maschinenwiderstand R vernachlässigbar klein gegenüber der Reaktanz der Induktivitäten sL_d und sL_q . Damit kann folgendes dq-HF-Modell für Berechnungen der Ausgangssignale verwendet werden:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Der positive und der negative Puls mit jeweils $T_p = 400 \mu\text{s}$ ergeben zusammen eine Grundschwingung mit der Frequenz von 1250 Hz sowie Schwingungen mit Frequenzen oberhalb von 1250 Hz. Für Frequenzen kleiner oder gleich 1250 Hz ist die Differenz zwischen dem dq-Modell und dem hergeleiteten dq-HF-Modell vernachlässigbar (vgl. Abbildung 4.4).

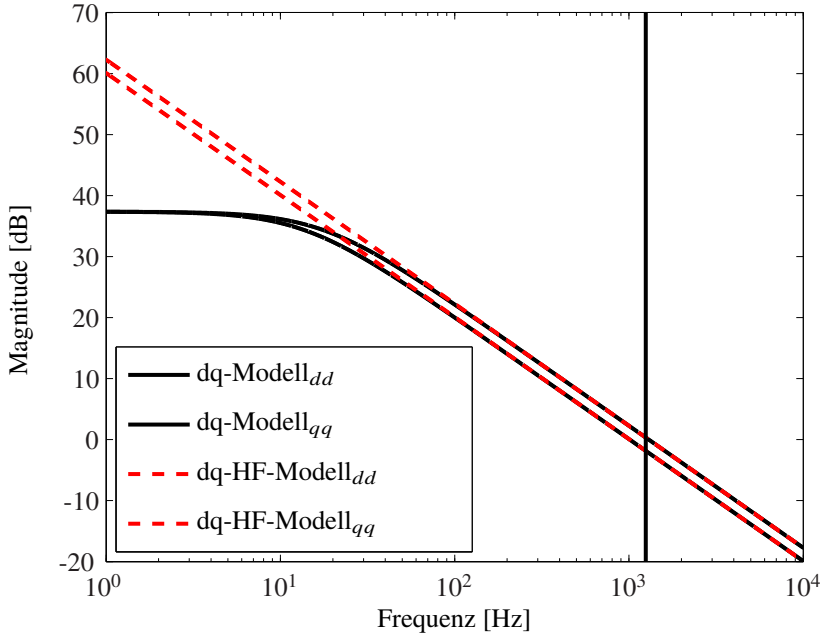


Abbildung 4.4: Bode-Diagramm des dq-Modells (in schwarz) und des dq-HF-Modells (in rot) im Stillstand. Die Frequenzen der Testpulse liegen im Bereich oberhalb von 1250Hz (schwarz, senkrecht markiert)

Als Ausgangspunkt für die Pulse wird angenommen, dass zum Zeitpunkt T_0 kein Strom fließt ($i_{dT_0} \approx 0$ und $i_{qT_0} \approx 0$) (vgl. Abbildung 4.2 und 4.3). Zwischen den Zeitpunkten T_0 und T_1 wird der Spannungspuls mit der Amplitude U_p in eine Statorrichtung Θ_u eingepreßt. Zum Zeitpunkt T_1 ergeben sich die Ströme i_{dT_1} , i_{qT_1} nach dem positiven Puls zu:

$$\begin{bmatrix} i_{dT_1} \\ i_{qT_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dT_0} \\ i_{qT_0} \end{bmatrix} + U_p T_p \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cos(\Theta_u - \phi) \\ \frac{1}{L_q} \sin(\Theta_u - \phi) \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Nach dem negativen Puls zum Zeitpunkt T_2 ergeben sich die Ströme zu:

$$\begin{bmatrix} i_{dT_2} \\ i_{qT_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dT_{1+}} \\ i_{qT_{1+}} \end{bmatrix} - U_p T_p \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cos(\Theta_u - \phi) \\ \frac{1}{L_q} \sin(\Theta_u - \phi) \end{bmatrix} \approx 0. \quad (4.9)$$

Die Messergebnisse können nach dem positiven sowie nach dem negativen Puls jeweils auf den Startwert bezogen und entsprechend des Spannungsvorzeichens ausgewertet werden. Die Messung der Startwerte erfolgt zum Zeitpunkt T_0 (i_{dT_0} , i_{qT_0}) und zum Zeitpunkt T_{1+} direkt nach der Messung des ersten Pulses ($i_{dT_{1+}}$, $i_{qT_{1+}}$). Zur Verbesserung der Messgenauigkeit wird ein Mittelwert aus den Ergebnissen gebildet.

$$\begin{bmatrix} i_{dT_m} \\ i_{qT_m} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} i_{dT_1} \\ i_{qT_1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dT_0} \\ i_{qT_0} \end{bmatrix} \right) + \left(\begin{bmatrix} i_{dT_{1+}} \\ i_{qT_{1+}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dT_2} \\ i_{qT_2} \end{bmatrix} \right) \quad (4.10)$$

Im folgenden Abschnitt 4.2.3 werden die vom neuen Testpulsverfahren verwendeten Winkelinformationen des Stromes hergeleitet. Für die geberlose Winkelberechnung benötigt das entwickelte Testpulsverfahren den Strombetrag $\|i_{dq}\|$ sowie die Winkeldifferenz Θ_{Diff} aus dem Argument der Spannung $\arg(\mathbf{u}_{dq})$ und des Stromes $\arg(\mathbf{i}_{dq})$. Da das Übertragungsverhalten der Maschine bei einem negativen Puls analog zu einem positiven Puls ist, wird für die Übersichtlichkeit nur die Stromantwort des positiven Pulses beschrieben.

4.2.3 Stromhöhen

Der Betrag des maximalen dq-Stromes nach jedem Spannungspuls ergibt sich mit Gleichung (4.8) zu:

$$\begin{aligned} \|I_{dqT1}\| &= U_p T_p \sqrt{\left(\frac{\cos(\Theta_u - \phi)}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{\sin(\Theta_u - \phi)}{L_q}\right)^2} \\ &= \frac{U_p T_p}{\sqrt{2} L_d L_q} \sqrt{L_d^2 + L_q^2 + (L_q^2 - L_d^2) \cos(2(\Theta_u - \phi))}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Der maximale Strom weist damit eine Abhängigkeit von dem Injektionswinkel mit doppelter Rotorfrequenz auf. Die Amplitude der winkelabhängigen Stromänderung hängt von der Differenz zwischen der d- und q- Induktivität ab. Bei Injektionen in Richtung $\Theta_u - \phi = 0^\circ$ oder entgegen der Richtung des Magnetfeldes $\Theta_u - \phi = 180^\circ$ ergibt sich die maximale Stromamplitude. Bei maximaler Stromamplitude kann damit auf eine Injektion in oder entgegen der Richtung des magnetischen Feldes geschlossen werden (vgl. Abbildung 4.5).

4.2.4 Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung

Der Winkel der Stromantwort ergibt sich abhängig von dem Injektionswinkel unter Verwendung des Arkustangens zu:

$$\begin{aligned} \Theta_i &= \arctan\left(\frac{\frac{U_p T_p}{L_q} \sin(\Theta_u - \phi)}{\frac{U_p T_p}{L_d} \cos(\Theta_u - \phi)}\right) + \phi \\ &= \arctan\left(\frac{L_d}{L_q} \tan(\Theta_u - \phi)\right) + \phi. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Ausgehend von Gleichung (4.12) wird die örtliche Winkeldifferenz Θ_{Diff} zwischen dem Winkel Θ_u der angelegten Testspannungspulse und dem Winkel Θ_i der gemessenen Stromantwort berechnet:

$$\begin{aligned} \Theta_{\text{Diff}} &= \Theta_u - \Theta_i \\ &= \Theta_u - \phi - \arctan\left(\frac{L_d}{L_q} \tan(\Theta_u - \phi)\right). \end{aligned} \quad (4.13)$$

Die Kurve der Winkeldifferenz Θ_{Diff} zwischen Strom und Spannung weist, ähnlich der Kurve des maximalen Stromes, nach jedem Puls eine Abhängigkeit von dem Injektionswinkel mit doppelter Rotorfrequenz auf. Die Winkeldifferenz hängt im Gegensatz zu den Stromhöhen nicht von der Differenz der d- und q-Induktivität ab, sondern von deren Verhältnis zueinander. Je niedriger sich das Verhältnis L_d/L_q ergibt, desto stärker ergibt sich eine Ausprägung der winkelabhängigen Differenz $\Theta_{\text{Diff}}(\Theta_u - \phi)$.

Bei Injektion in die Feldrichtung oder entgegen der Feldrichtung der Permanentmagnete sowie in Querrichtung ergibt sich die Winkeldifferenz zu Null. Die Winkel der Nulldurchgänge von $\Theta_{\text{Diff}}(\Theta_u - \phi)$ mit negativer Steigung entsprechen der positiven oder negativen d-Richtung der Maschine (vgl. Abbildung 4.5).

4.2.5 Kombination der Eigenschaften

In Abbildung 4.5 werden die maximalen Stromhöhen und die Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung für Injektionswinkel im Bereich $[0^\circ, 360^\circ]$ dargestellt. Es werden die Simulationsergebnisse des dq-Modells mit dem dq-HF-Modell und mit den Berechnungen der hergeleiteten Gleichungen verglichen. Dabei wird deutlich, dass die Gleichungen zu der Beschreibung der Stromhöhen (4.11) und der Winkeldifferenzen (4.13) angewendet werden können. Die Verschiebung der Stromhöhen durch den vernachlässigten Spannungsabfall am Maschinenwiderstand zwischen dem dq- und dem dq-HF-Modell ist für die Herleitung und den Ablauf des Verfahrens unbedeutend, da die Form der Kurven nicht beeinträchtigt wird. Für den Einsatz des neuen Verfahrens ist es ohnehin nötig, die Kurvenverläufe zu kalibrieren. Die Kurve der Stromhöhen ist um etwa 90° zu der Kurve der Winkeldifferenzen versetzt. Somit lassen sich Verfahren entwickeln, die verglichen mit dem Stand der Technik mit relativ wenigen Pulsen geringer Stromhöhe auskommen (vgl. Abschnitt 1.2.3). Mit Verwendung beider Eigenschaften ist es möglich, die positive oder die negative d-Richtung zu ermitteln. Im Folgenden werden beide möglichen Richtungen wegen ihrer Uneindeutigkeit als d'-Richtung bezeichnet. Eine Auflösung der Uneindeutigkeit kann nur über die Sättigungseigenschaften des Eisens bei wesentlich höheren Statorfeldstärken in Richtung oder entgegen der Richtung des Rotormagnetfeldes erfolgen.

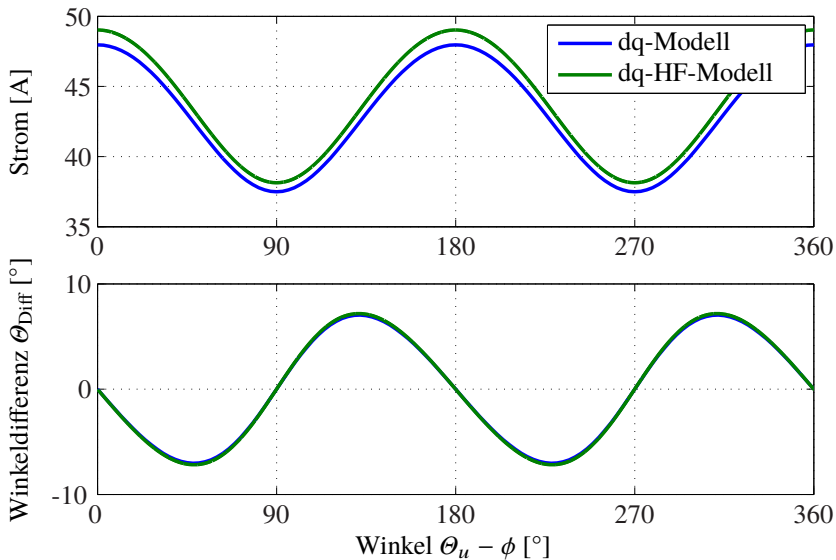


Abbildung 4.5: Simulation des Betrags von maximalem Strom $\|I_{dqT1}\|$ (oben) und der Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung θ_{Diff} (unten) nach den Testspannungspulsen in Richtung θ_u von $[0^\circ, 360^\circ]$ im Stillstand bei einer Rotorlage von $\phi = 0^\circ$. Vergleich zwischen dem dq-Modell und dem dq-HF-Modell.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird die Funktionsweise des neuen Testpulsverfahrens erklärt. Das Verfahren setzt für die Winkelberechnung nicht nur auf die Auswertung der maximalen Strombeträge sondern auch auf die Auswertung der Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung.

4.3 Funktionsweise des Verfahrens

In dem Testpulsverfahren wird der Winkel aus einem gewichteten Mittel mehrerer unabhängiger Methoden berechnet. Bei allen Schritten des Testpulsverfahrens wird der Stillstand der Maschine bei beliebigem Rotorwinkel vorausgesetzt. Bevor das Verfahren eingesetzt werden kann, erfolgt einmalig eine Kalibrierung der Kurven der Stromhöhen und Winkeldifferenzen. Bei jedem Systemstart werden die kalibrierten Kurven für das neue Testpulsverfahren verwendet.

Das Verfahren beginnt mit einem initialen Puls und der Auswertung der resultierenden Stromantwort mit den in Tabellen abgelegten kalibrierten Kurvenverläufen von θ_{Diff} und $\|I_{dqT1}\|$ (vgl. Schritt 1). Anschließend werden mindestens zwei Pulspaare symmetrisch zur initial berechneten d' -Richtung eingepreßt. In der vorliegenden Arbeit werden drei Pulspaare zu Erhöhung der Genauigkeit und Robustheit gewählt. Die Auswertung der Pulse erfolgt mit drei unabhängigen Teilverfahren. Zuerst werden in Schritt 2a Rotorwinkel mit den Messergebnissen

für die Stromhöhen und Winkeldifferenzen ähnlich des initial berechneten Winkels mit kalibrierten Tabellen bestimmt. In Schritt 2b wird der Rotorwinkel mit den maximalen Stromhöhen der Messung berechnet. Die Auswertung der Stromhöhen wird optional aufgeführt, da das Messrauschen der Stromhöhen durch die numerische Ableitung dicht benachbarter Ergebnisse stärker in die Berechnung eingeht als bei der Auswertung der Winkeldifferenzen. In Schritt 2c wird die d' -Richtung aus dem Nulldurchgang der Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung berechnet. Da sich die Induktivität bei niedrigen Stromwerten mit doppelter Frequenz abhängig vom Rotorwinkel ändert, kann in den vorherigen Schritten nur die uneindeutige d' -Richtung ermittelt werden. Erst zum Schluss wird die resultierende 180° Uneindeutigkeit aufgehoben und die d -Richtung bestimmt.

- Vorbereitungen
 - Kalibrierung der Kurven
- Schritte der Winkelbestimmung zur Laufzeit:
 1. Berechnung des initialen Winkels
 - Einprägen von einem Puls in Statorrichtung 0°
 - Berechnung des Winkels aus dem Abgleich mit den abgelegten Tabellen der Stromhöhen $\|I_{dqT1}\|$ und Winkeldifferenzen Θ_{Diff} zwischen Spannung und Strom
 - (1 Wert)
 2. Bestimmung der Feldrichtung
 - Einprägen von mindestens zwei Pulspaaren symmetrisch zu der initial berechneten d' -Richtung
 - a) Auswertung mit kalibrierten Tabellen (vgl. Abschnitt 4.3.1)
 - Auswertung der Stromhöhen $\|I_{dqT1}\|$ und Winkeldifferenzen Θ_{Diff} zwischen Spannung und Strom mit abgelegten Tabellen
 - (6 Werte)
 - b) Auswertung der Stromhöhen $\|I_{dqT1}\|$ (optional) (vgl. Abschnitt 4.3.3)
 - Numerische Bestimmung mittlerer Ableitungen benachbarter Messergebnisse links und rechts der zuvor bestimmten d' -Richtung
 - Berechnung von Geradengleichungen durch die Punkte der Ableitung
 - Berechnung der Nullstellen der Geradengleichungen
 - (3 Werte)
 - c) Auswertung der Winkeldifferenzen Θ_{Diff} (vgl. Abschnitt 4.3.3)
 - Berechnung von Geradengleichungen durch die Messergebnisse

- Berechnung der Nullstellen der Geradengleichungen
 - (3 Werte)
3. Auflösung der 180° Uneindeutigkeit (vgl. Abschnitt 4.3.1)
- Einprägen von jeweils einem Puls mit einer Amplitude im Bereich der Sättigung des Eisens in positiver und negativer d-Richtung
 - Eindeutige Bestimmung des Nordpols bei größter Stromantwort.

4.3.1 Kalibrierung der Kurven

Für das neue Testpulsverfahren werden kalibrierte Kurven der Stromhöhen und Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung benötigt (vgl. Abschnitt 4.2.3, 4.2.4 und 4.2.5). Für die Kalibrierung wird vorausgesetzt, dass sich die Maschine im Stillstand befindet. Durch die Haftreibung des Antriebsstranges und entsprechend geringer Pulsdauer und Pulsamplitude kann die Kalibrierung des Systems im Fahrzeug regelmäßig wiederholt werden, ohne dabei die Maschine zu drehen. Es werden Spannungspulse in kleinen Winkelschritten über mehrere Drehungen der Injektionswinkel von 0° bis 360° in die Statorwicklungen der Maschine injiziert. Alternativ können die Pulse auch alternierend und fortlaufend (zum Beispiel in Richtung {0°, 180°, 3°, 183° ...}) eingepreßt werden, damit sich das jeweils über zwei Pulse gemittelte Drehmoment nahezu ausgleicht. Die Kalibrierungspulse haben die gleiche Länge und Amplitude wie die Pulse des Testpulsverfahrens. Für das Verfahren wird angenommen, dass Pulse über eine Drehung der Injektionswinkel von 0° bis 360° bei einer beliebigen konstanten Rotorposition ähnliche Ergebnisse liefern wie Pulse mit beliebigem konstanten Injektionswinkel bei Drehung des Rotors von 0° bis 360°. Abweichende Ergebnisse, abhängig vom Rotorwinkel, verringern direkt den Signal-zu-Rauschabstand der Rohwerte für das Verfahren. Daher sollte die Prozedur bei unterschiedlichen Rotorwinkeln wiederholt werden, um die Fehler aus vernachlässigten Effekten, beispielsweise durch die Nutung des Stators, zu ermitteln. Zudem können eventuelle Parameteränderungen mit fortschreitender Alterung der Maschine mit erneuter Kalibrierung nachgeführt werden. Bei unbekannter Rotorposition in geberlosen Systemen werden die Messergebnisse der Kurven anhand ihrer Minima, Maxima und Nulldurchgänge den korrekten Rotorwinkeln zugeordnet. Für stetige und eindeutige Verläufe der Kurven sind, abhängig von den Ergebnissen der Kalibrierung, Glättungen der Kurven nötig. In Abbildung 4.6 sind die Ergebnisse der Kalibrierungen über unterschiedliche Injektionswinkel $\theta_u - \phi$ ohne Mittelung und Glättung dargestellt. Verglichen mit den Ergebnissen aus der Simulation mit einem dq-Modell oder den Ergebnissen aus den Gleichungen (4.11) und (4.13) sind andere Amplituden der beiden Kurven sichtbar. Das sichtbare „Hängenbleiben“ der Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung bei 90° sowie bei 270° deutet auf einen bisher unbekanntem Effekt hin. Für die Berechnung des initialen Winkels nach Schritt 1 stellt das „Hängenbleiben“ einen Störeinfluss dar. Für die Schritte 2b und 2c ergibt sich keine Störung, da die Bereiche um 90° sowie 270° nicht für die Berechnung verwendet werden. Zusätzlich zeigt sich, verglichen mit der Simulation, für die Stromhöhen eine andere Verschiebung. Damit ist eine Kalibrierung für jedes einzelne System in regelmäßigen

Abständen sinnvoll. Für die Dauer der Kalibrierung ist der Stillstand der Maschine erforderlich. Der Stillstand kann mit angezogener mechanischer Bremse beispielsweise während der Durchführung einer Inspektion in der Werkstatt oder nach dem Abschalten des Fahrzeugs gewährleistet werden.

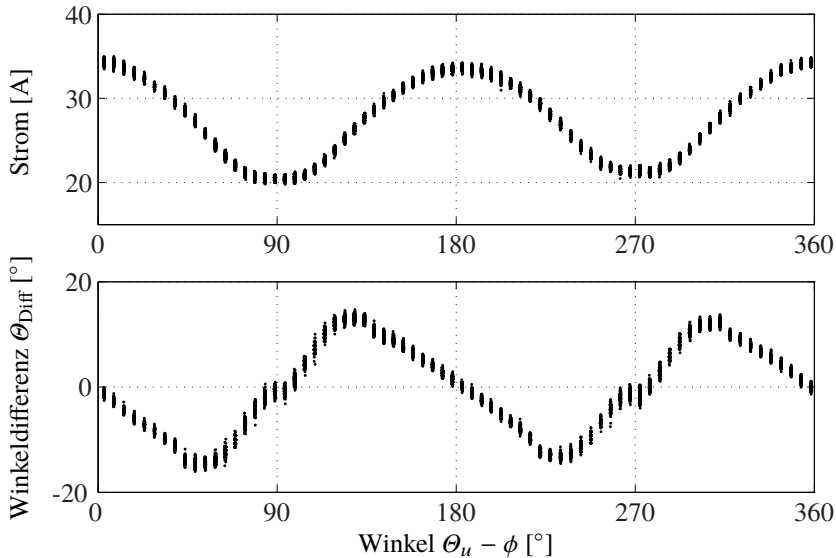


Abbildung 4.6: Messung des Betrags von maximalem Strom $\|I_{dqT1}\|$ (oben) und der Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung Θ_{Diff} (unten) nach den Testspannungspulsen in Richtung $\Theta_u - \phi$ von $[0^\circ, 360^\circ]$ im Stillstand (modifizierte Darstellung basierend auf Messergebnissen von [91]).

4.3.2 Berechnung des initialen Winkels mit Kennlinien

Mit jedem Start des Systems wird eine Berechnung des Rotorwinkels in möglichst kurzer Zeit benötigt. Daher wird für die initiale Winkelbestimmung bei dem neuen Verfahren nur ein kurzer Spannungspuls in Statorrichtung $\Theta_u = 0^\circ$ injiziert. Die Dauer und Amplitude des Pulses muss dabei den Kalibrierungspulsen entsprechen. Für den Puls werden der maximale Betrag der Stromhöhe und die Winkeldifferenz zwischen Spannung und Strom gemessen. Mit dem Ergebnis der Stromhöhe werden bis zu zwei mögliche Winkel aus der entsprechenden Tabelle ermittelt (vgl. Abbildung 4.7 oben). Das gleiche Vorgehen wird auf das Ergebnis der Winkeldifferenz angewandt (vgl. Abbildung 4.7 unten). Daraus resultieren vier mögliche Winkel. Die beiden Winkel mit dem geringsten Abstand werden ausgewählt. Der Mittelwert der ausgewählten Winkel ergibt eine Winkelberechnung des Verfahrens. Wenn der Abstand zwischen den Winkeln außerhalb der Erfahrungswerte liegt, sollte die Messung wiederholt werden. In Abbildung 4.7 wird das Vorgehen des Verfahrens mit simulierten Ergebnissen der Stromhöhen und Winkeldifferenzen unter Berücksichtigung eines Messrauschens der Stromsensoren dargestellt. Das Messrauschen wird entsprechend der Messergebnisse während der Kalibrierung der Kurven modelliert (vgl. Abbildung 4.6). In der Simulation konnte der

Rotorwinkel von $\phi = 60^\circ$ mit dem Ergebnis von $\hat{\phi} = 63.2^\circ$, beziehungsweise $\hat{\phi} = 63.2^\circ + 180^\circ$ angenähert werden. In Schritt 3 wird die 180° Uneindeutigkeit aufgehoben. Daher wird aus Übersichtsgründen im Folgenden jeweils nur einer der beiden möglichen Winkel genannt. Das Ergebnis der initialen Winkelberechnung wird im nächsten Schritt bei der Bestimmung der Feldrichtung verwendet.

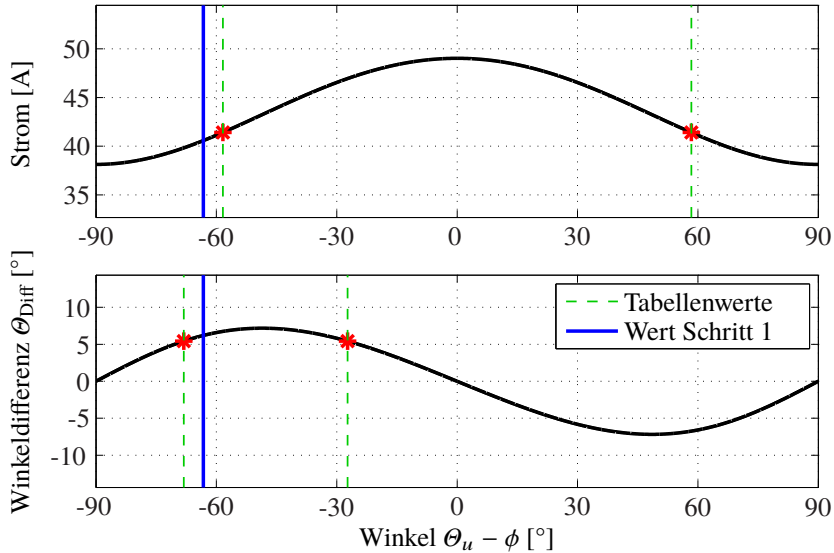


Abbildung 4.7: Simulation der initialen Winkelberechnung mittels Kennlinien nach einem Testspannungspuls in Richtung $\theta_u = 0^\circ$ bei einem Rotorwinkel von $\phi = 60^\circ$ im Stillstand. Berechnung eines Rotorwinkels aus dem Mittelwert der zwei plausiblen Ergebnisse der Kennlinien des maximalen Stromes $\|I_{dqT1}\|$ (oben) und der Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung θ_{Diff} (unten) (basierend auf [91]).

4.3.3 Bestimmung des Rotorwinkels

Für das neue geberlose Testpulsverfahren werden zur genaueren Bestimmung der Feldrichtung $n \geq 2$, $n \in \mathbb{N}$ Pulspaare jeweils symmetrisch zur initial berechneten d' -Richtung angelegt. In der vorliegenden Arbeit werden drei Pulspaare gewählt (vgl. Abbildung 4.10). Die Messergebnisse der Stromhöhen sind damit achsensymmetrisch zum Maximum der entsprechenden Kurve. Die Ergebnisse der Winkeldifferenz zwischen Strom und Spannung sind damit punktsymmetrisch zum Nulldurchgang. Bei einem Winkelfehler der initialen Winkelberechnung ($\Delta\phi \neq 0$) werden die Pulspaare nicht symmetrisch zur realen d' -Richtung eingepreßt. Für die Stromhöhen ergibt sich, dass die drei Steigungen links von der d' -Richtung verglichen mit den Steigungen rechts von der d' -Richtung entweder höher oder niedriger sind. Für die Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung ergibt sich, dass die drei Abstände zur x-Achse links von der d' -Richtung verglichen mit den Abständen rechts von der d' -Richtung entweder höher oder niedriger sind. Mit dem Zusammenhang können entsprechend erfahrungsgemäßer

Grenzwerte ungültige Messungen mit unplausiblen Werten der Steigungen von $\|I_{dqT1}\|$ bzw. Abständen von Θ_{Diff} zur x-Achse entfernt und gegebenenfalls wiederholt werden.

Auswertung der Stromhöhen

Der maximale Wert der Stromhöhen $\|I_{dqT1}\|(\hat{\phi})$ ergibt sich bei einem Puls in die d-Richtung. Der Rotorwinkel wird aus der Nullstelle der Stromänderung $\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi)}{d\phi}$ mit den Messpunkten links und den Messpunkten rechts von der zuvor bestimmten d'-Richtung berechnet. Im Folgenden wird das Verfahren am Beispiel von zwei Pulspaaren beschrieben.

Es wird zuerst der jeweilige mittlere Winkel zwischen den Messpunkten berechnet:

$$\phi_1 = \frac{\phi_a + \phi_b}{2}, \quad \phi_2 = \frac{\phi_c + \phi_d}{2}. \quad (4.14)$$

Mit den zugehörigen mittleren Steigungen wird die Ableitung des Stromes $\frac{d\|I_{dqT1}\|}{d\phi}$ an den Punkten ϕ_1 und ϕ_2 angenähert (vgl. Gleichung (4.14) und (4.15) sowie den oberen Teil von Abbildung 4.8).

$$\begin{aligned} \frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_1)}{d\phi} &\approx \frac{\|I_{dqT1}\|(\phi_b) - \|I_{dqT1}\|(\phi_a)}{\phi_b - \phi_a} \\ \frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_2)}{d\phi} &\approx \frac{\|I_{dqT1}\|(\phi_d) - \|I_{dqT1}\|(\phi_c)}{\phi_d - \phi_c} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Die Stromänderung $\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi)}{d\phi}$ wird durch eine Verbindungsgerade zwischen den vorher bestimmten Punkten angenähert (vgl. Gleichung (4.16) und Abbildung 4.8 unten).

$$\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi)}{d\phi} \approx \frac{d^2\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi^2} \phi + \frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi} \quad (4.16)$$

Die Steigung der Stromänderung zwischen den Punkten ϕ_1 und ϕ_2 ergibt sich zu:

$$\frac{d^2\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi^2} \approx \frac{\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_2)}{d\phi} - \frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_1)}{d\phi}}{\phi_2 - \phi_1}. \quad (4.17)$$

Wurden die Testspannungspulse nicht symmetrisch zur realen d-Achse eingepreßt, ist die Verbindungsgerade an der Stelle ϕ_0 um folgenden Wert verschoben:

$$\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi} \approx \frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_1)}{d\phi} - \frac{d^2\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi^2} \phi_1. \quad (4.18)$$

Durch Nullstellen der angenäherten Stromänderung (vgl. Gleichung (4.16))

$$\frac{d\|I_{dqT1}\|(\hat{\phi})}{d\phi} = 0 \quad (4.19)$$

wird der Rotorwinkel $\hat{\phi}$ berechnet

$$\hat{\phi} \approx - \frac{\frac{d\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi}}{\frac{d^2\|I_{dqT1}\|(\phi_0)}{d\phi^2}} \quad (4.20)$$

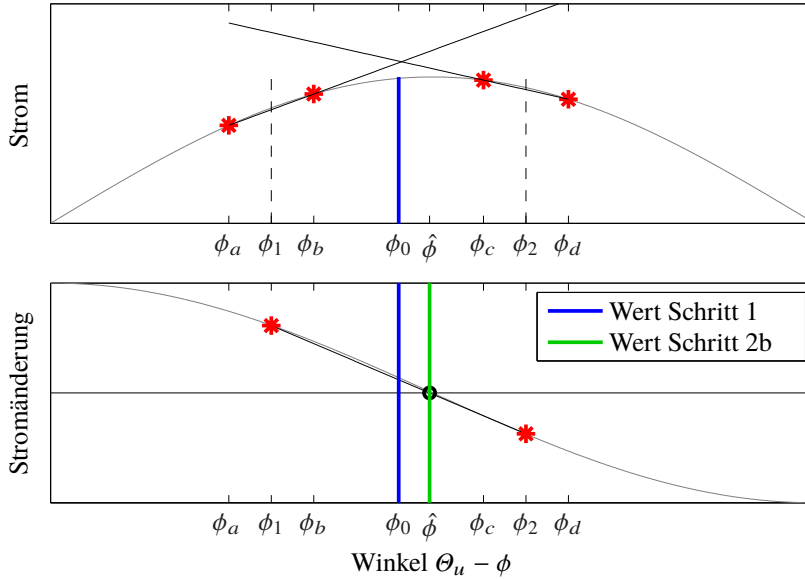


Abbildung 4.8: Schema zur Bestimmung des Maximums von $\|I_{dqT1}\|$ durch Berechnung der Nullstelle von $\frac{d\|I_{dqT1}\|}{d\phi}$ (basierend auf [91]).

Auswertung der Winkeldifferenzen

Zur Berechnung des Rotorwinkels aus den Winkeldifferenzen werden zwischen den Ergebnissen links von der d'-Richtung und den jeweils gegenüberliegenden Ergebnissen entsprechende Geradengleichungen aufgestellt. Mit den Nullstellen der Geradengleichungen lässt sich der Nulldurchgang der Winkeldifferenzen annähern. Jeder Nulldurchgang der Winkeldifferenzen ergibt jeweils einen berechneten Rotorwinkel (vgl. Abbildung 4.9). Im Folgenden wird das Verfahren am Beispiel eines Puls-paares beschrieben.

Die Funktion der Winkeldifferenzen wird durch eine Verbindungsgerade zwischen den Messungen angenähert. Die Steigung zwischen den Punkten ergibt sich zu:

$$\frac{d\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0)}{d\phi} \approx \frac{\Theta_{\text{Diff}}(\phi_d) - \Theta_{\text{Diff}}(\phi_a)}{\phi_d - \phi_a} \quad (4.21)$$

Wurden die Testspannungspulse nicht symmetrisch zur realen d-Achse eingepreßt, ist die Verbindungsgerade an der Stelle ϕ_0 um folgenden Wert verschoben:

$$\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0) \approx \Theta_{\text{Diff}}(\phi_a) - \frac{d\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0)}{d\phi} \phi_a. \quad (4.22)$$

Die Funktion der Winkeldifferenzen wird zwischen den Messergebnissen angenähert mit:

$$\Theta_{\text{Diff}}(\phi) \approx \frac{d\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0)}{d\phi} \phi + \Theta_{\text{Diff}}(\phi_0). \quad (4.23)$$

Durch Nullstellen der angenäherten Funktion wird der Rotorwinkel berechnet:

$$\Theta_{\text{Diff}}(\hat{\phi}) = 0, \quad \hat{\phi} \approx -\frac{\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0)}{\frac{d\Theta_{\text{Diff}}(\phi_0)}{d\phi}}. \quad (4.24)$$

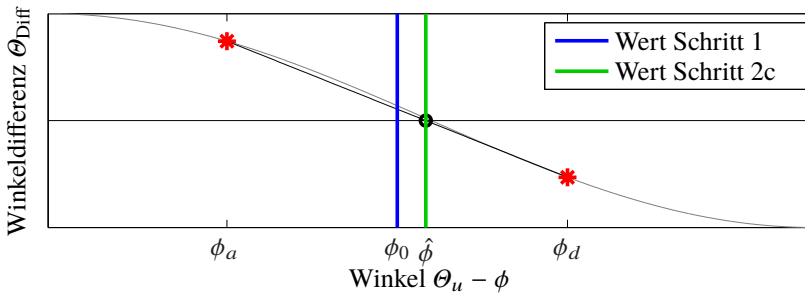


Abbildung 4.9: Schema zur Bestimmung der Nullstellen der Winkeldifferenzen Θ_{Diff} (basierend auf [91])

Kombination der Auswertungen

Das neue Testpulsverfahren kombiniert die Auswertung von Stromhöhen und Winkeldifferenzen für eine Erhöhung des Signal-zu-Rausch-Abstands. In Abbildung 4.10 ist eine Simulation der Feldrichtungsbestimmung bei einem Rotorwinkel von 60° mit zusätzlichem Rauschanteil und initial berechnetem Winkel von 63.2° dargestellt (vgl. Abschnitt 4.3.2). Der gemittelte Winkel der Auswertungen von Stromhöhen und Winkeldifferenzen liegt bei 59.4° . Verglichen mit dem initial berechneten Winkel alleine erhöht sich die Genauigkeit der Winkelberechnung, obwohl die Pulse nicht exakt symmetrisch zur d'-Richtung eingepreßt wurden.

Eine Alternative zu der Auswertung der Messergebnisse liegt in der Schätzung von Ausgleichskurven für $\|I_{dqT1}\|$ und Θ_{Diff} mittels der Methode der kleinsten Quadrate (vgl. [97]) mit allen Pulsen. Um die Winkelschätzung aus den Stromhöhen $\|I_{dqT1}\|$ zu bestimmen, wird die Nullstelle der Ableitung der entsprechenden Ausgleichskurve berechnet. Die Winkelschätzung aus den Winkeldifferenzen Θ_{Diff} ergibt sich aus der Nullstelle der Ausgleichskurve. Im Gegensatz zu der Methode der kleinsten Quadrate ist der Vorteil der vorgestellten Auswertung

die anschauliche Möglichkeit zum Ausschluss von fehlerhaften Messungen durch Plausibilisierungen der einzelnen Steigungen zwischen den Messwerten und durch Plausibilisierungen der Messwerte mit den entsprechenden Tabellenwerten.

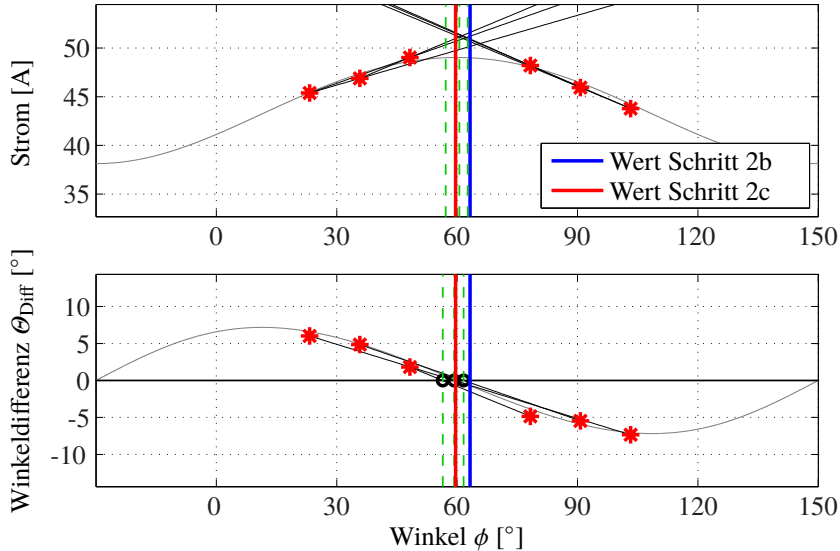


Abbildung 4.10: Simulation der Feldrichtungsbestimmung durch symmetrisches Anlegen von sechs Pulsen um die erste Berechnung der d' -Richtung (63.2°) sowie Auswertung der Stromhöhen und Winkeldifferenzen nach Abschnitt 4.3.3 (basierend auf [91]).

4.3.4 Zeitlicher Ablauf des Verfahrens

Der gemessene zeitliche Verlauf des gesamten Verfahrens ist in Abbildung 4.11 zu sehen. Das Verfahren wird mit einem positiven Puls und anschließender Wartezeit bis zum Abklingen des Stromes dargestellt. Mit dem ersten eingprägten Puls in Statorrichtung 0° wird die Berechnung des initialen Winkels durchgeführt. Anschließend werden sechs Pulse jeweils symmetrisch zur zuvor bestimmten d' -Richtung eingprägt. Zum Schluss wird mit zwei Pulsen im Sättigungsbereich des Eisens die 180° Uneindeutigkeit aufgehoben. Dazu wird ein Puls in positiver d -Richtung und ein Puls in negativer d -Richtung injiziert. Bei Pulsen in Richtung des Magnetflusses tritt eine verstärkte Sättigung des Eisens auf, was sich in einer verringerten Induktivität zeigt. Deshalb bestimmt der Puls mit der höheren Stromantwort die d -Richtung (vgl. [29] und [33]).

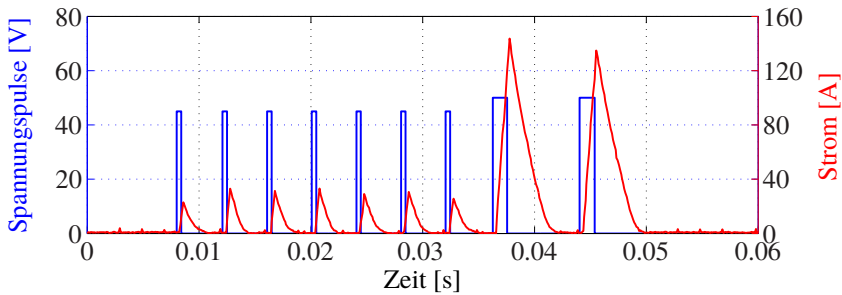


Abbildung 4.11: Messung des zeitlichen Ablaufs des neuen Testpulsverfahrens, 6 symmetrisch zur d' -Richtung eingeprägte Pulse, 2 Pulse in die positive und negative d' -Richtung im Sättigungsbereich des Eisens, höchste Stromantwort in d -Richtung (in dieser Abbildung vorletzter Puls), (modifizierte Darstellung basierend auf Messergebnissen von [91]).

4.4 Ergebnisse

Die Winkelfehler des neuen Testpulsverfahrens gegenüber den Winkelsignalen des serienmäßig montierten Winkelsensors sind in Abbildung 4.12 über eine Vielzahl von Messungen bei unterschiedlichen Rotorwinkeln im Stillstand dargestellt. Die Ergebnisse wurden ohne die optionale Auswertung der Stromhöhen nach Abschnitt 4.3.3 erzielt. Abhängig von den Rastmomenten und der Lagerreibung der Maschine ergeben sich am Prüfstand Häufungen der Messungen zu bestimmten Rotorwinkeln. Bei der Messung sind keine systematischen Winkelfehler wie beispielsweise Effekte durch die sechste Harmonische durch die Statornuten sichtbar. Besonders ist, dass es bei dem untersuchten System bei Rotorpositionen von 0° bis 360° durch die mehrfache Auswertung der Pulse und der entsprechenden Plausibilisierungen zu keinen Winkelfehlern größer als $\pm 10^\circ$ kommt (vgl. Abbildung 4.12).

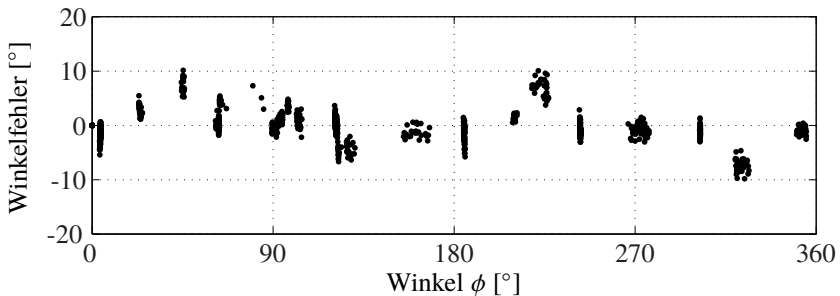


Abbildung 4.12: Messung der Winkelfehler zwischen Berechnungen des Testpulsverfahrens und dem Signal des Winkelsensors bei unterschiedlichen Rotorwinkeln ohne die optionale Verwendung der Stromhöhen zur Winkelberechnung (Testfall GR1). Standardabweichung des Winkelfehlers: $2,2^\circ$ (modifizierte Darstellung basierend auf Messergebnissen von [91]).

4.5 Zusammenfassung

In Kapitel 4 wurde ein neues Testpulsverfahren zur geberlosen Winkelberechnung der PMSM im Stillstand vorgestellt. Es werden Stromantworten ausgehend von definierten Testspannungspulsen hergeleitet. Aus den Stromantworten lassen sich zwei charakteristische winkelabhängige Eigenschaften bestimmen und theoretisch beschreiben. Für das Verfahren werden die Stromhöhen und die Winkeldifferenzen zwischen Strom und Spannung verwendet, um einen Winkel der positiven oder negativen d -Richtung zu berechnen. Dafür können kalibrierte Tabellen der Eigenschaften abhängig von dem Rotor- und Injektionswinkel abgelegt werden. Mit den Tabellen ist es möglich, eine Winkelberechnung mit nur einem Puls durchzuführen. Damit kann eine Winkelberechnung in kürzester Zeit erfolgen. Bei höheren Anforderungen an die Genauigkeit werden sechs Pulse symmetrisch zu der ersten Berechnung der d' -Richtung angelegt und ausgewertet. Mit den symmetrisch zur d' -Achse eingepprägten Testspannungspulsen wird durch die Symmetrie ein möglichst geringes mittleres Drehmoment erzeugt. Die Auswertung erfolgt dabei in drei Teilschritten. Es werden Winkel mit den Tabellen, den Nullstellen der Ableitung der Stromhöhen und den Nullstellen der Winkeldifferenzen berechnet. Zum Abschluss wird die 180° Uneindeutigkeit mit einem Pulspar in positiver und negativer d -Richtung im Sättigungsbereich aufgelöst.

Verglichen mit Suchalgorithmen zur Bestimmung des Maximums des Stromes (vgl. [29]) werden bewusst Messungen im Bereich der Kurven mit höherer Steigung ausgewählt. Damit ergibt sich ein höherer Signal-zu-Rausch-Abstand zwischen den Messergebnissen. Weiterhin ergibt sich, verglichen mit [33], eine hohe Verlässlichkeit der Winkelberechnung mit geringer Anzahl von Testspannungspulsen durch Plausibilisierungen der Messergebnisse. Die maximal zu erwartenden Winkelfehler sind am Prüfstand mit dem untersuchten System für elektrische Fahrzeuge nicht größer als $\pm 10^\circ$. Damit ist ein sicherer und effizienter Start der Drehmomenterzeugung für den Betrieb in Serienfahrzeugen möglich (vgl. Kapitel 2.2).

5 Modifiziertes Testsignalverfahren

Im Anschluss an die initiale Winkelbestimmung werden geberlose Verfahren verwendet, die vom Stillstand bis zu ca. 10% der Nenndrehzahl Rotorwinkel für die feldorientierte Regelung liefern. Für den Einsatz der geberlosen Regelung in elektrischen Fahrzeugen wird eine sichere Winkelberechnung parallel zu der feldorientierten Regelung für die Drehmomenterzeugung gefordert. Weiterhin sind zusätzliche Kosten durch Sensoren und störende Geräusche sowie Drehmomentrippel zu vermeiden. Neben anderen Verfahren, die das System aktiv durch Spannungspulse oder durch Änderung der PWM-Ansteuerungssignale anregen, eignen sich daher besonders Testsignalverfahren mit Anregung in die d-Richtung der Maschine (vgl. Abschnitt 1.2.3). Bei den Verfahren mit Anregung in die d-Richtung wird die Maschine mit einem „hochfrequenten“, kosinusförmigen Testsignal parallel zur Nutzbestromung angeregt. Mit entsprechender Signalverarbeitung wird das winkelabhängige Übertragungsverhalten der PMSM bei der Frequenz des eingespeisten Testsignals für die Winkelberechnung ausgewertet.

Im Folgenden werden zwei Verfahren nach [34] und [41] vorgestellt, die kosinusförmige (pulsierende) Testsignale in die d-Richtung der PMSM einprägen. Es wird das Übertragungsverhalten der Maschine und die vorgeschlagenen Signalverarbeitungen der Verfahren diskutiert. Anschließend werden aus [43],[44]-[47] bekannte und bisher unbekannte Abhängigkeiten und Nichtlinearitäten erläutert und am Prüfstand vermessen. Um den eingeschränkten Arbeitsbereich der Verfahren zu erweitern, wird in der vorliegenden Arbeit ein neues Testsignalverfahren entwickelt und an die Eigenschaften der vorliegenden Maschine angepasst. Das neue Verfahren beruht auf den Veröffentlichungen [98, 99], der Patentanmeldung [100] und dem Patent [101].

5.1 Übersicht

Das Testsignalverfahren basiert auf dem Unterschied der Induktivitäten in d- und q-Richtung aufgrund der magnetischen Asymmetrie in der Maschine. Der feldorientierte Regelkreis (vgl. Abbildung 1.1) wird im Folgenden um die geberlose Regelung erweitert. Zur Auswertung der magnetischen Asymmetrie wird zusätzlich zu den Ausgangsspannungen u_{dq}^* des Reglers K für die feldorientierte Regelung ein kosinusförmiges Testsignal in die berechnete d-Richtung der Maschine eingepreßt (vgl. Abbildung 5.1). Für die Frequenz des Signals wird üblicherweise ein konstanter Wert zwischen der doppelten elektrischen Frequenz bei 10% der Nenndrehzahl und der halben PWM-Frequenz gewählt. Aus dem hochfrequenten Anteil der Phasenströme i_{abc} wird im Block C_{Tsig} mit einer entsprechenden Signalverarbeitung eine Winkeldifferenz $\Delta\phi$ zwischen der Richtung des eingepreßten Testsignals und der d-Achse berechnet. Die berechnete Winkeldifferenz wird mit einem Beobachter zu Null geregelt, um den

Rotorwinkel für die feldorientierte Regelung der PMSM zu schätzen (vgl. Abschnitt 7.1). Da das Testsignalverfahren auf der Auswertung der d- und q-Induktivitäten beruht, ändert sich die berechnete Winkeldifferenz $\Delta\phi$ abhängig vom eingprägten Testsignal in die berechnete d' -Richtung mit der doppelten Rotorfrequenz. Ähnlich wie der berechnete Rotorwinkel nach den ersten beiden Schritten des Testpulsverfahrens aus Kapitel 4, weist der berechnete Rotorwinkel des Testsignalverfahrens uneindeutig in Richtung des magnetischen Nord- oder Südpols (erst mit dem dritten Schritt des Testpulsverfahrens wird der Winkel eindeutig zwischen 0° bis 360° bestimmt). Daher wird im Folgenden davon ausgegangen, dass mit einem vorherigen Verfahren die eindeutige d-Richtung bestimmt wurde. Mit der Beobachter-Struktur Beob wird sichergestellt, dass die eindeutig berechnete d-Richtung mit dem Testsignalverfahren verfolgt wird. Für die Winkelschätzung mit dem Beobachter wird die aktuell berechnete Winkeldifferenz $\Delta\phi$ des Testsignalverfahrens und das berechnete Drehmoment M_{Em} aus dem Block C_M benötigt. Der eingesetzte Beobachter und die Verbindung der Verfahren wird in Kapitel 7 vorgestellt.

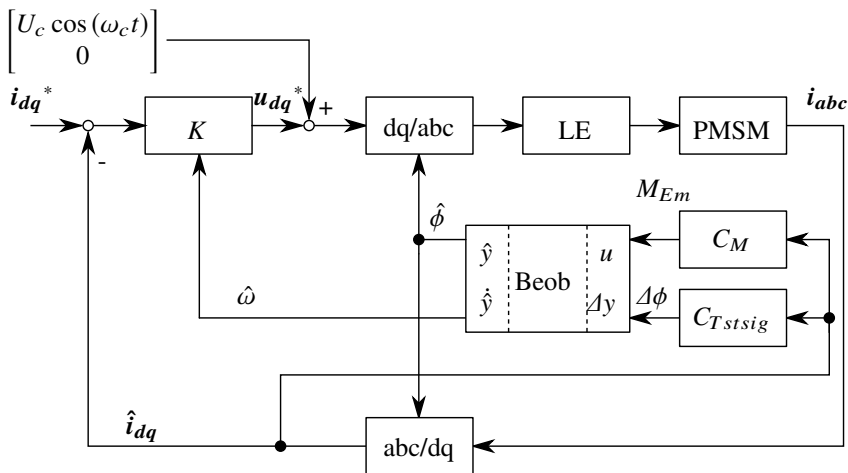


Abbildung 5.1: Struktur der geberlosen Regelung mit dem Testsignalverfahren nach [41]

5.2 Physikalische Eigenschaften

5.2.1 Injektion der Testsignalspannung

Die Auswertung der winkelabhängigen Induktivität der Maschine für geberlose Verfahren ist nur während entsprechend hochfrequenter Änderungen des dq-Stromes im Betrieb möglich. Im Falle des Testsignalverfahrens wird dazu in die aktuell berechnete d-Richtung eine Testsignalspannung zusätzlich zu der geforderten Spannung des Stromreglers u_{dq}^* eingpräg. Die

Testsignalspannung verläuft kosinusförmig mit der Amplitude U_c und der Frequenz $f_c = 1000$ Hz bzw. $\omega_c = 2\pi f_c$ (vgl. Gleichung (5.1) und in Abbildung 5.1). Im Folgenden wird lediglich die hochfrequente Spannung des Testsignals im Regelkreis betrachtet, da mit einer passenden Filterung die Stromregler- und Testsignalspannungen sowie Stromregler- und Testsignalströme entkoppelt werden. Die Spannung im geberlos berechneten dq-Koordinatensystem ergibt sich damit zu \hat{u}_{dq} (vgl. [34, 35, 41]):

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_c \cos(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Mit einer $\alpha\beta$ -Transformation $T_{dq-\alpha\beta}$ (vgl. A.2) in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ergibt sich die direkt an der PMSM messbare Testsignalspannung des Verfahrens $u_{\alpha\beta}$ (vgl. Gleichung (5.2)).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= T_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi}) & -\sin(\hat{\phi}) \\ \sin(\hat{\phi}) & \cos(\hat{\phi}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c \cos(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= U_c \cos(\omega_c t) \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi}) \\ \sin(\hat{\phi}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Mit einer weiteren dq-Transformation $T_{\alpha\beta-dq}$ (vgl. A.2) mit dem tatsächlichen Rotorwinkel ϕ in das dq-Koordinatensystem ergibt sich (vgl. [34, 35, 41]):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \\ &= U_c \cos(\omega_c t) \begin{bmatrix} \cos(-\phi) & -\sin(-\phi) \\ \sin(-\phi) & \cos(-\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi}) \\ \sin(\hat{\phi}) \end{bmatrix} \\ &= U_c \cos(\omega_c t) \begin{bmatrix} \cos(\hat{\phi} - \phi) \\ \sin(\hat{\phi} - \phi) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Die Systemantwort auf das Testsignal sowie die benötigte Amplitude und Frequenz der Einprägung für die Auswertung der Induktivität wird im folgenden Abschnitt diskutiert.

5.2.2 Herleitung der Ausgangsströme

Für die Berechnung der Systemantwort auf die Testsignalfrequenz wird, wie in (vgl. [34, 35, 41, 44]), eine Vereinfachung des dq-Maschinenmodells verwendet. Um die Lesbarkeit zu verbessern, ist hier das dq-Modell aus Abschnitt 1.2.2 aufgeführt (vgl. Gleichung (5.4)). In den Veröffentlichungen werden Terme mit dem Maschinenwiderstand R , dem Fluss der Permanentmagnete Ψ_{PM} und der Drehfrequenz ω gegenüber Termen mit der Induktivität vernachlässigt (vgl. Gleichung (5.5)).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 L_d L_q + sR(L_d + L_q) + R^2 + \omega^2 L_d L_q} \begin{bmatrix} R + sL_q & \omega L_q \\ -\omega L_d & R + sL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Das beschriebene Modell gleicht dem dq-HF-Modell aus Abschnitt 4.2.2 (vgl. Gleichung (4.7)). Als Überprüfung der Gültigkeit des dq-HF-Modells wird hier auf das Bode-Diagramm in den Abbildungen 5.2 und 5.3 verwiesen. In den Abbildungen werden das dq-Modell und das vereinfachte dq-HF-Modell für die Modellierung des Testsignals mit einer Frequenz von 1000 Hz bei unterschiedlichen Drehzahlen vom Stillstand bis zu 20% der Nenndrehzahl verglichen. Für das Verfahren ist es wichtig, die Frequenz des Testsignals ausreichend hoch zu wählen, da sich erst bei Frequenzen oberhalb von 500 Hz ein richtungsabhängiger Unterschied im Betrag der Übertragungsfunktion zeigt, der unabhängig von der Drehzahl ist. Der richtungsabhängige Unterschied ergibt sich hauptsächlich durch zwei unterschiedliche Integratoren. In dem dq-Modell und dem dq-HF-Modell sind die zwei unterschiedlichen Integratoren enthalten. Wie in dem Bode-Diagramm 5.2 zu erkennen ist, senken sich bei beiden Modellen die Magnituden der Übertragungsfunktion jeweils um 20 dB pro Dekade. Damit kann das dq-HF-Modell für die Herleitung herangezogen werden. Weiterhin ist in den Abbildungen zu erkennen, dass die Kopplung der d- und q-Komponente in der Übertragungsfunktion mit steigenden Frequenzen abnimmt. Analog nimmt der Unterschied in der Phase zwischen der d- und q-Achse des Modells ab (vgl. Abbildung 5.3).

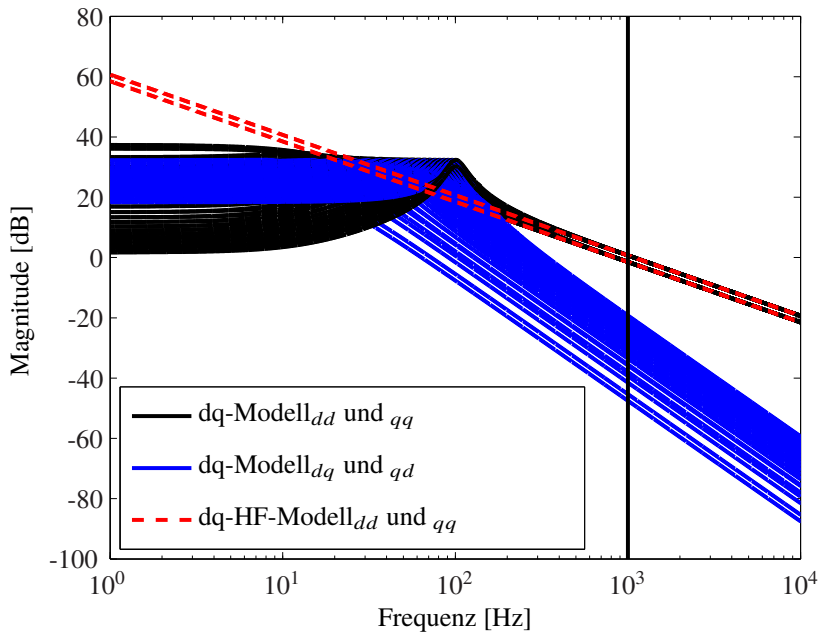


Abbildung 5.2: Bode-Diagramm der Magnitude von PMSM-Modellen bei unterschiedlichen Drehzahlen vom Stillstand bis zu 20% der Nennzahl. Das dq-Modell (direkte Übertragungsfunktion in schwarz, Übertragungsfunktion der Kopplung in blau), das vereinfachte dq-HF-Modell (in rot) und die Frequenz des Testsignals bei 1000 Hz (schwarze senkrechte Linie).

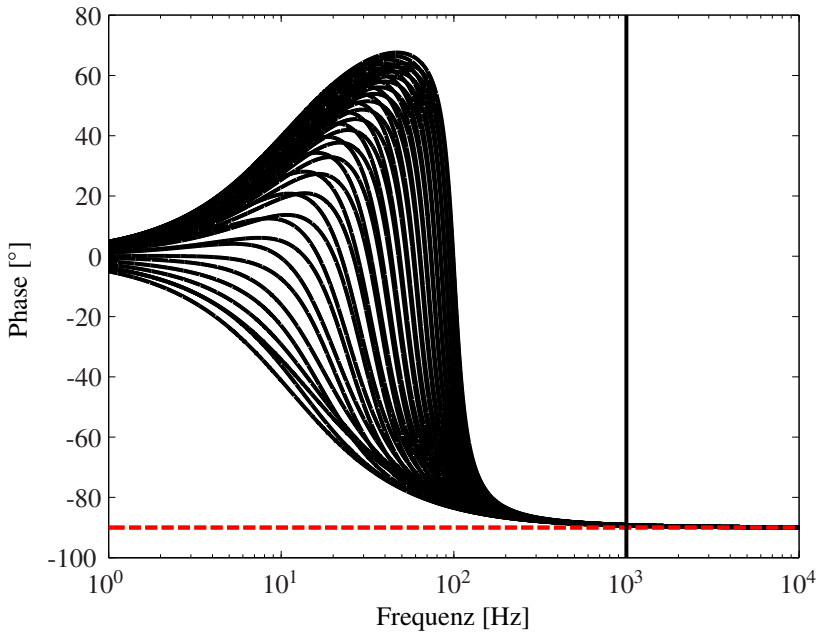


Abbildung 5.3: Bode-Diagramm der Phase von PMSM-Modellen bei unterschiedlichen Drehzahlen vom Stillstand bis zu 20% der Nennzahl. Das dq-Modell (direkte Übertragungsfunktion in schwarz), das vereinfachte dq-HF-Modell (in rot) und die Frequenz des Testsignals bei 1000 Hz (schwarze senkrechte Linie).

Mit einer Signalverarbeitung sind die niederfrequenten Anteile aus der Nutzbestromung sowie der Einfluss der induzierten Spannung zu unterdrücken. Dabei sollten die hochfrequenten Anteile des Testsignalverfahrens möglichst wenig beeinflusst werden. Die Unterdrückung der ungewünschten Signalanteile kann entweder vor oder nach der dq-Transformation der gemessenen Phasenströme mit einem geeigneten Hoch- oder Bandpass erfolgen. Mit den Gleichungen (5.3), (5.5) sowie einer idealen Filterung ergeben sich die dq-Ströme als Reaktion auf das Testsignal zu (vgl. [34, 35, 41]):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{U_c \sin(\omega_c t)}{\omega_c} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cos(\hat{\phi} - \phi) \\ \frac{1}{L_q} \sin(\hat{\phi} - \phi) \end{bmatrix} \\ &= \frac{U_c}{2L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} L_q (\sin(\omega_c t - (\hat{\phi} - \phi)) + \sin(\omega_c t + (\hat{\phi} - \phi))) \\ L_d (\cos(\omega_c t - (\hat{\phi} - \phi)) - \cos(\omega_c t + (\hat{\phi} - \phi))) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Aus Gleichung (5.6) wird ersichtlich, dass bei geringen Winkeldifferenzen ($\hat{\phi} \approx \phi$) die angeregten hochfrequenten Stromanteile hauptsächlich in die d-Richtung erzeugt werden. Verglichen mit anderen aktiven geberlosen Verfahren ergeben sich daher relativ geringe Schwankungen des Drehmoments durch das Testsignalverfahren.

Die dq-Ströme aus Gleichung (5.6) sind, wegen der fehlenden Information über den realen Rotorwinkel ϕ , nicht direkt aus den Strommessungen ermittelbar. Daher sind die dq-Ströme mit dem positiven Rotorwinkel ϕ in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zu transformieren, um eine Beschreibung der messbaren Phasenströme der PMSM zu erhalten (vgl. Gleichung (5.7) und der Ausgang der PMSM in Abbildung 5.1).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{U_c \sin(\omega_c t)}{2L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} (L_q - L_d) \cos(2\phi - \hat{\phi}) + (L_q + L_d) \cos(\hat{\phi}) \\ (L_q - L_d) \sin(2\phi - \hat{\phi}) + (L_q + L_d) \sin(\hat{\phi}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Die gesuchten Winkelinformationen werden durch eine entsprechende Signalverarbeitung aus den $\alpha\beta$ -Strömen berechnet. Im Folgenden wird ein neues Testsignalverfahren vorgestellt, um den elektrischen Rotorwinkel trotz veränderlicher Maschinenparameter in einem größtmöglichen Arbeitsbereich zu berechnen.

5.3 Funktionsweise des Verfahrens

5.3.1 Beschreibung der Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung spielt bei den Testsignalverfahren eine zentrale Rolle, da die Winkelinformation aus den Strömen der PMSM extrahiert werden, um den Rotorwinkel zu berechnen. Die hochfrequenten Stromanteile, die durch das Testsignal angeregt werden, sind mit der Testsignalfrequenz moduliert und weisen eine Amplitude und Phase abhängig von der aktuellen richtungsabhängigen Induktivität auf. Der Teil der Signalverarbeitung bis zur Demodulation mit der Testsignalfrequenz wird wie in [34, 35] und [41] durchgeführt. Der gemessene $\alpha\beta$ -Strom wird zuerst mit dem negativen berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}$ in ein $\hat{d}\hat{q}$ -Koordinatensystem transformiert (vgl. Gleichung (5.8) sowie den Ausgang des „dq“-Blocks in Abbildung 5.1).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(-\hat{\phi}) & -\sin(-\hat{\phi}) \\ \sin(-\hat{\phi}) & \cos(-\hat{\phi}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \frac{U_c \sin(\omega_c t)}{2L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} \cos(2(\phi - \hat{\phi}))(L_q - L_d) + (L_q + L_d) \\ \sin(2(\phi - \hat{\phi}))(L_q - L_d) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.8)$$

In Abbildung 5.1 wird die Signalverarbeitung von den geberlos berechneten dq-Strömen bis zu der berechneten Winkeldifferenz $\Delta\phi$ im Block C_{Tstsig} dargestellt. Nach der dq-Transformation wird eine Hoch- oder Bandpass-Filterung (HP) durchgeführt, um die niederfrequenten Anteile der Nutzbestromung herauszufiltern. Eine Filterung nach der dq-Transformation gegenüber der Filterung vor der dq-Transformation hat folgende Vorteile (vgl. [41]):

- Die Grenzfrequenzen der Filter müssen nicht abhängig von der Maschinendrehzahl gewählt werden.
- Die Phasenverschiebungen durch die Filter müssen nicht abhängig von der Drehzahl kompensiert werden.

Anschließend wird wie in [41] eine Demodulation mit der negativen (vgl. Gleichung (5.9)) sowie der positiven (vgl. Gleichung (5.10)) Testsignalfrequenz durchgeführt.

$$\begin{bmatrix} i_{sig1} \\ i_{sig2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\omega_c t) & -\sin(-\omega_c t) \\ \sin(-\omega_c t) & \cos(-\omega_c t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sig3} \\ i_{sig4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(+\omega_c t) & -\sin(+\omega_c t) \\ \sin(+\omega_c t) & \cos(+\omega_c t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Nach der Demodulation liegen die Winkelinformationen in den vier Signalen i_{sig1} bis i_{sig4} im Gleichstrom-Frequenzanteil vor (vgl. Gleichung (5.11)).

$$\begin{bmatrix} i_{sig1} \\ i_{sig2} \\ i_{sig3} \\ i_{sig4} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{4L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} (L_q - L_d)(\sin(2\omega_c t - 2(\phi - \hat{\phi})) + \sin(2(\phi - \hat{\phi}))) \\ \quad + (L_q + L_d) \sin(2\omega_c t) \\ (L_q - L_d)(\cos(2\omega_c t - 2(\phi - \hat{\phi})) - \cos(2(\phi - \hat{\phi}))) \\ \quad + (L_q + L_d)(\cos(2\omega_c t) - 1) \\ (L_q - L_d)(\sin(2\omega_c t + 2(\phi - \hat{\phi})) - \sin(2(\phi - \hat{\phi}))) \\ \quad + (L_q + L_d) \sin(2\omega_c t) \\ (L_q - L_d)(-\cos(2\omega_c t + 2(\phi - \hat{\phi})) + \cos(2(\phi - \hat{\phi}))) \\ \quad - (L_q + L_d)(\cos(2\omega_c t) - 1) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Die Winkelinformationen werden mit einer Tiefpassfilterung (LP) von den hochfrequenten Demodulationstermen getrennt (vgl. Gleichung (5.12)).

$$\begin{bmatrix} i_{sig1} \\ i_{sig2} \\ i_{sig3} \\ i_{sig4} \end{bmatrix}^{LP} = \frac{U_c}{4L_d L_q \omega_c} \begin{bmatrix} (L_q - L_d) \sin(2(\phi - \hat{\phi})) \\ -(L_q - L_d) \cos(2(\phi - \hat{\phi})) - (L_q + L_d) \\ -(L_q - L_d) \sin(2(\phi - \hat{\phi})) \\ (L_q - L_d) \cos(2(\phi - \hat{\phi})) + (L_q + L_d) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Im folgenden Abschnitt werden anders als in [41] nicht nur i_{sig1} und i_{sig3} , sondern alle vier Signale zur Winkelberechnung herangezogen, um den Signal-zu-Rauschabstand zu erhöhen und die Verwendung des Arkustangens zu ermöglichen.

5.3.2 Berechnung des Rotorwinkels

Die Berechnung des Winkels kann direkt aus allen vier Signalen erfolgen. Das hat den Nachteil, dass eine unberücksichtigte oder nicht exakt korrigierte Phase x durch das System oder die Hochpassfilterung in dem Argument des jeweiligen Sinus- oder Kosinusters verbleibt und somit zu einem bleibenden Winkelfehler führt (vgl. Gleichung (5.13)).

$$i_{sig1} = \frac{U_c}{4L_dL_q\omega_c}(L_q - L_d) \sin(2(\phi - \hat{\phi}) - x) \quad (5.13)$$

Entweder kann die Phase durch eine kalibrierte Korrektur ausgeglichen werden oder es wird eine Subtraktion der Sinusterme wie in [41] durchgeführt.

$$\begin{aligned} \text{SinusHF} &= i_{sig1} - i_{sig3} \\ &= \frac{U_c}{4L_dL_q\omega_c}(L_q - L_d) \\ &\quad (\sin(2(\phi - \hat{\phi}) - x) + \sin(2(\phi - \hat{\phi}) + x)) \\ &= \frac{U_c}{2L_dL_q\omega_c}(L_q - L_d) \sin(2(\phi - \hat{\phi})) \cos(x) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Die Subtraktion der Terme bietet den Vorteil, dass die Anforderung an die Korrektur der Phase x sinkt, da die Phase x lediglich die Amplitude und nicht mehr die Phase des Winkelsignals *SinusHF* beeinflusst. Anders als in [41] werden hier in gleicher Weise zusätzlich die Kosinusterme verwendet, um den Signal-zu-Rauschabstand zu erhöhen und die Verwendung des Arkustangens zu ermöglichen.

$$\begin{aligned} \text{KosinusHF} &= i_{sig4} - i_{sig2} \\ &= \frac{U_c}{4L_dL_q\omega_c}(L_q - L_d) \\ &\quad (\cos(2(\phi - \hat{\phi}) - x) + \cos(2(\phi - \hat{\phi}) + x) + 2(L_q + L_d) \cos(x)) \\ &= \frac{U_c}{2L_dL_q\omega_c}((L_q - L_d) \cos(2(\phi - \hat{\phi})) + (L_q + L_d) \cos(x)) \end{aligned} \quad (5.15)$$

Ein Überblick der gesamten Signalverarbeitung zur Berechnung des Winkels (entspricht dem Block C_{Tstsig} in Abbildung 5.1) ist in Abbildung 5.4 gegeben.

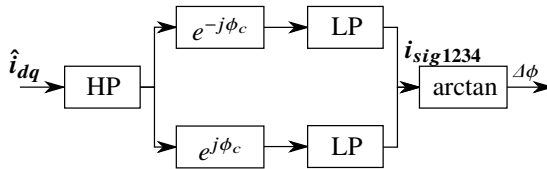


Abbildung 5.4: Signalverarbeitung des neuen Testsignalverfahrens

Verglichen mit [41] wird durch die Verwendung der Sinus- und der Kosinusterme mit jeweils ähnlichem Signal-zu-Rausch-Abstand ein erhöhter Signal-zu-Rausch-Abstand erzielt. Zusätzlich ist es möglich, den Arkustangens für die Winkelberechnung zu verwenden. Die Verwendung des Arkustangens (bei Verwendung der „arctan2“-Funktion vgl. [102]) ermöglicht, im Vergleich zum Arkussinus, die Größe des Wertebereichs zu verdoppeln. Da sich die Induktivität mit doppelter elektrischer Frequenz ändert, kann mit dem Arkussinus eine elektrische Winkeldifferenz zwischen $\pm 45^\circ$ und mit dem Arkustangens eine Winkeldifferenz zwischen $\pm 90^\circ$ berechnet werden.

5.3.3 Fehlereinflüsse und Anpassungen

Einfluss der Verschlusszeit

Das Testsignal für die Anregung der Maschine wird bei Testsignalverfahren zusätzlich zu den Spannungen der feldorientierten Regelung eingepreßt (vgl. Abbildung 5.1). Aus Sicht der Nutzstromregelung besteht die Regelstrecke aus der Leistungselektronik und der Maschine. Der Regler gleicht daher Störungen und Änderungen im Übertragungsverhalten beider Komponenten aus, um den geforderten Soll-Strom zu erreichen. Aus Sicht des Testsignalverfahrens ist das winkelabhängige Übertragungsverhalten der Maschine von gestellter Spannung u_{dq} zu dem gemessenen Strom i_{dq} von Interesse. In dem vorliegenden System gehen bei einer Identifikation des Übertragungsverhaltens der Maschine unter anderem unmodellierete, nicht-ideale Spannungsstellfehler der Leistungselektronik als Fehler in das Übertragungsverhalten ein, da in den Seriengeräten keine Sensoren zur Messung der Ausgangsspannung vorgesehen sind. Um Fehler bei der Identifikation zu verringern und die geforderte Anregung der Maschine sicherzustellen, sollten Spannungsstellfehler der Leistungselektronik kompensiert werden. Ein Teil des Spannungsstellfehlers wird durch die Verschlusszeit T_v (oder auch Verriegelungszeit) bei der PWM hervorgerufen. Um Kurzschlüsse zu vermeiden, wird für jeden Schaltvorgang der Halbbrücke zuerst der aktive Schalter deaktiviert. Anschließend wird, nach einer Verzögerung um die Verschlusszeit, der inaktive Schalter aktiviert. Ein positiver Phasenstrom in Richtung der elektrischen Maschine kann entweder über den leitend geschalteten oberen Schalter oder über die untere Diode aus der entsprechenden Halbbrücke fließen. Bei negativem Stromvorzeichen sind die jeweils anderen Bauteile der Halbbrücke stromführend.

Abhängig vom jeweiligen Stromvorzeichen entsteht daher mit dem PWM-Ansteuermuster ein Spannungsstellfehler je Halbbrücke (vgl. Abbildung 5.5, Gleichung (5.16) und Gleichung (5.17)). Die Stellbefehle der aktuellen PWM-Periode für den oberen (TH) und unteren (TL) Schalter einer Halbbrücke werden im Folgenden dargestellt. Der Wert eines Stellbefehls ergibt sich entsprechend der Zeit, die der Schalter aktiv geschaltet ist. Die Schaltzeiten sind mittenzentriert angeordnet.

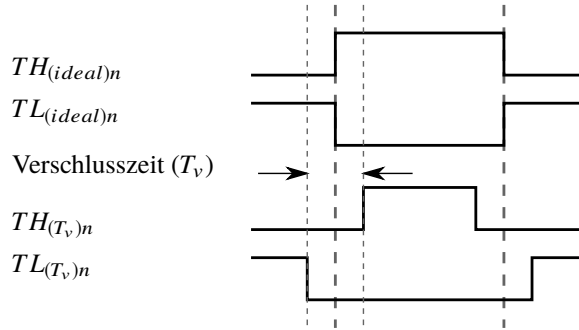


Abbildung 5.5: Stellbefehle bei einer mittenzentrierten PWM für den oberen (TH) und unteren (TL) Schalter einer Halbbrücke, ohne (oben) und mit Berücksichtigung der Verschlusszeit (unten). (Darstellung basierend auf Untersuchungen von [43]).

Die idealen Stellbefehle der oberen Schalter $TH_{(ideal)n}$ ergeben sich aus den berechneten Soll-Spannungen und der Batteriespannung. Die idealen Stellbefehle der unteren Schalter $TL_{(ideal)n}$ ergeben sich mit der Periodendauer T_{PWM} der PWM zu:

$$TL_{(ideal)n} = T_{PWM} - TH_{(ideal)n} \quad \forall n \in \{a, b, c\}. \quad (5.16)$$

Mit Berücksichtigung der Verschlusszeit T_v reduzieren sich die Stellbefehle der oberen $TH_{(T_v)n}$ und unteren $TL_{(T_v)n}$ Schalter.

$$\begin{aligned} TH_{(T_v)n} &= TH_{(ideal)n} - T_v \\ TL_{(T_v)n} &= TL_{(ideal)n} - T_v \end{aligned} \quad \forall n \in \{a, b, c\} \quad (5.17)$$

Die Kompensation des Spannungsstellfehlers ist hinreichend bekannt (beispielsweise aus [43]) und ist auch in Zusammenhang mit dem Testsignalverfahren untersucht worden (vgl. [44]). Als Kompensation werden, abhängig vom Stromvorzeichen der jeweiligen Phase, die Stellbefehle der Schalter um $T_{(KOMP)n}$ verändert (vgl. Abbildung 5.6 und die Gleichungen (5.18)). Bei positivem Strom durch die Halbbrücke wird die Schaltzeit des oberen Schalters $TH_{(KOMP)n}$ verlängert. Bei negativem Strom wird die Schaltzeit des unteren Schalters $TL_{(KOMP)n}$ verlängert. Für den Fall des Stromnulldurchgangs erfolgt keine Kompensation (bei $i_n = 0$ A wird $T_{(KOMP)n} = 0$ s, $\forall n \in \{a, b, c\}$ gewählt).

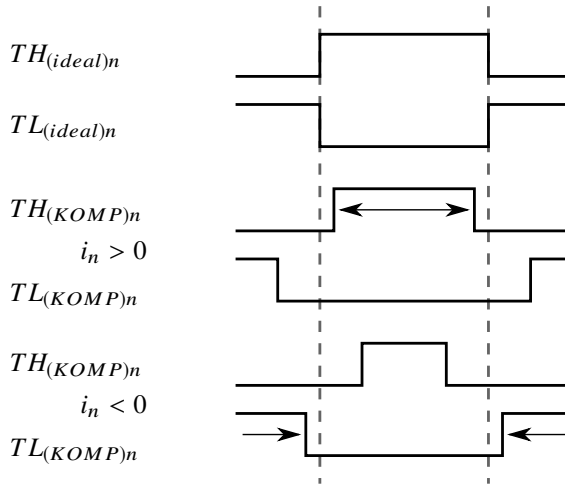


Abbildung 5.6: Stellbefehle für den oberen (TH) und unteren (TL) Schalter einer Halbbrücke, mit Verschlusszeit und deren Kompensation, abhängig vom Phasenstrom $i_n \forall n \in \{a, b, c\}$ (bei einer mittenzentrierten PWM) (Darstellung basierend auf Untersuchungen von [43]).

$$\begin{aligned}
 TH_{(KOMP)n} &= TH_{(ideal)n} - T_v + T_{(KOMP)n} \\
 TL_{(KOMP)n} &= TL_{(ideal)n} - T_v - T_{(KOMP)n} \\
 T_{(KOMP)n} &= A_{konst} \text{sign}(i_n) \quad \forall n \in \{a, b, c\} \quad (5.18)
 \end{aligned}$$

Wenn zur Kompensation der aktuell stromführende Schalter mit dem idealen Stellbefehl und der stromlose Schalter mit dem um die Verschlusszeit angepassten Stellbefehl geschaltet wird ($A_{konst} = T_v$), stellt sich bei einer Messung am Prüfstand eine übermäßige Kompensation ein. Die übermäßige Kompensation mit mehr als 100% des Spannungsstellfehlers führt zu einem verbleibenden Spannungsfehler mit umgekehrten Vorzeichen. Das Verhalten wird umso größer, je kleiner der aktuelle Betrag des Stromraumzeigers $|i_{dq}|$ ist. Deshalb wird in der vorliegenden Arbeit die Modifikation vorgeschlagen, die Dauer A der Kompensationszeiten nicht konstant, sondern abhängig vom geforderten Betrag des dq-Stromes $|i_{dq}|^*$ zu wählen. Ideal sinusförmige Verläufe der Phasenströme werden mit Kompensationszeiten zwischen 0 s und der Verschlusszeit (T_v) angenähert. Weiterhin ist, wie in [43] beschrieben, unbedingt von einer Vorzeichendetektion der gemessenen Phasenströme i_{abc} abzusehen. Durch das Messrauschen in den Stromsignalen im Bereich des Stromnulldurchgangs wird die Detektion des Vorzeichens ungenau und führt zu Fehlern bei der Spannungskompensation. Daher können die geforderten Soll-Ströme i_{abc}^* für die Detektion des Vorzeichens verwendet werden. In

Gleichung (5.19) ist die vorgeschlagene modifizierte Kompensationszeit $T_{(KOMP)n}$ für die einzelnen Phasen gegeben.

$$\begin{aligned} TH_{(KOMP)n} &= TH_{(ideal)n} - T_v + T_{(KOMP)n} \\ TL_{(KOMP)n} &= TL_{(ideal)n} - T_v - T_{(KOMP)n} \\ T_{(KOMP)n} &= A(|i_{dq}|^*) \text{sign}(i_n^*) \quad \forall n \in \{a, b, c\} \end{aligned} \quad (5.19)$$

In der Abbildung 5.7 sind die gemessenen Verläufe der drei Phasenströme ohne Fehlerspannungskompensation bei mittenzentrierter PWM und drehender Maschine zu sehen. Zum Vergleich ist in Abbildung 5.8 der Verlauf der Phasenströme mit Fehlerspannungskompensation dargestellt.

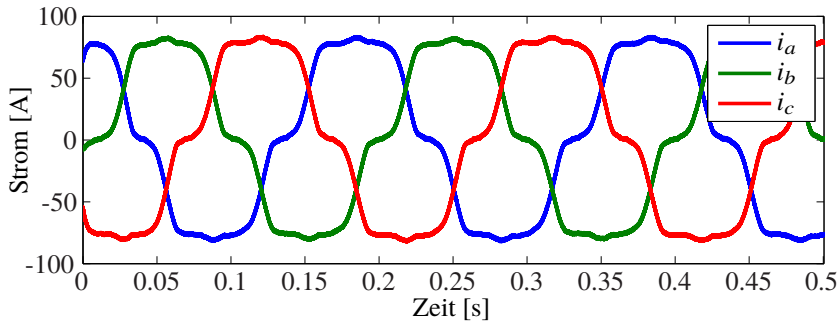


Abbildung 5.7: Gemessene Phasenströme bei ausgeschalteter Fehlerspannungskompensation

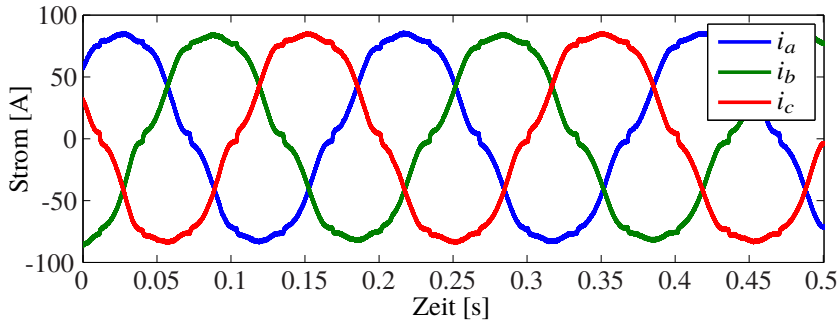


Abbildung 5.8: Gemessene Phasenströme bei eingeschalteter Fehlerspannungskompensation gemäß Gleichung (5.19)

Es ergibt sich aus den gezeigten Messungen am Prüfstand, dass ohne die Fehlerspannungskompensation, ähnlich wie in [43] beschrieben, ein „Hängenbleiben“ der Ströme im jeweiligen Nulldurchgang auftritt (vgl. Abbildung 5.7). Mit dem „Hängenbleiben“ wird die geringere Steigung im Nulldurchgang verglichen mit einem idealen sinusförmigen Verlauf beschrieben. Bei jedem „Hängenbleiben“ des Stromes werden der betroffene Phasenstrom nahe des Nulldurchgangs sowie die jeweils anderen Phasenströme verändert. In dem Verfahren aus

[43] werden die einzelnen Phasenströme zur Bestimmung der Dauer der Kompensation verwendet. Im Gegensatz dazu wird in der vorliegenden Arbeit der Gesamtstrom verwendet, was weniger Rechenzeit beansprucht und insbesondere dem Effekt der Überkompensation bei kleinen Gesamtströmen entgegenwirkt. Mit der vorgeschlagenen modifizierten Fehlerspannungskompensation konnten die Phasenströme dem idealen Sinusverlauf angenähert werden (vgl. Abbildung 5.8). Dabei sind leicht „sprungförmige“ Nulldurchgänge der Phasenströme zu erkennen, die durch die Umschaltung der Kompensation abhängig vom Stromvorzeichen erzeugt werden.

Als Vorschlag für andere Systeme mit stärker „springenden“ Stromverläufen im Nulldurchgang ist die Kombination der vorgeschlagenen modifizierten Kompensation mit der Berücksichtigung der Amplituden der einzelnen Phasenströme zu nennen. Weiterhin könnten, mit einem entsprechenden Beobachter, geschätzte Phasenströme \hat{i}_{abc} verwendet werden, um Vorzeichenfehler gegenüber der Kompensation mit den Soll-Strömen i_{abc}^* zu verringern (vgl. Gleichung (5.20)).

$$\begin{aligned} TH_{(KOMP)n} &= TH_{(ideal)n} - T_v + T_{(KOMP)n} \\ TL_{(KOMP)n} &= TL_{(ideal)n} - T_v - T_{(KOMP)n} \\ T_{(KOMP)n} &= A(|i_{dq}|^*)B(\hat{i}_n) \quad \forall n \in \{a, b, c\} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Abhängigkeit von der Sättigung

Die nichtlineare Abhängigkeit der Maschine vom aktuellen Strom beeinflusst das Testsignalverfahren. In Gleichung (5.12) ist zu sehen, dass die Amplituden der Winkelsignale von der Differenz zwischen d- und q-Induktivität abhängen. Wie in [45, 47] beschrieben, ändern sich die Induktivitäten der Maschine mit zunehmender magnetischer Sättigung des Eisens durch hohe Phasenströme und beeinträchtigen damit den geberlosen Betrieb des Systems. Bei der vorliegenden Maschine verringert sich die Induktivitätsdifferenz ($L_d - L_q$) bei bestimmten Kombinationen von i_d und i_q soweit, dass der Signal-zu-Rausch-Abstand nicht mehr für eine stabile Winkelberechnung mit dem Testsignalverfahren ausreicht. Ein ausreichender Signal-zu-Rausch-Abstand ist in der vorliegenden Arbeit gegeben, wenn die Amplitude des Nutzsignals mindestens um den Faktor 3 größer ist als unerwünschte Rausch- und Störeinflüsse (vgl. Abschnitt 2.2).

In [45, 47] werden mit FE-Simulationen die Induktivitäten bei allen zulässigen d- und q-Stromkombinationen berechnet. Damit werden anschließend Bereiche definiert, in denen ein stabiler geberloser Betrieb möglich ist. Im Gegensatz dazu werden in der vorliegenden Arbeit die stabilen Bereiche direkt experimentell anhand der SinusHF- und KosinusHF-Komponente für das vorgestellte neue Testsignalverfahren bestimmt.

Dazu wird das Testsignalverfahren für jeden PMSM-Typ im Betrieb bei geringer Drehzahl parallel zur Stromregelung eingesetzt, um die aktuellen Signale und den Winkelfehler zu bestimmen. Für die feldorientierte Regelung wird das Signal vom Winkelsensor verwendet. Während der experimentellen Untersuchung werden Transformationswinkel für die Signalverarbeitung

des Testsignalverfahrens und Injektionswinkel für das Testsignal mit einem speziellen Testwinkel überschrieben. Der Testwinkel wird nicht aus dem aktuell berechneten Rotorwinkel des Verfahrens, sondern aus einem Koordinatensystem erzeugt, welches um ein Hz langsamer dreht als das dq-Koordinatensystem der Stromregelung. Damit kann bei eingestellten dq-Strömen das Testsignalverfahren alle Fehlerwinkel zwischen $[0^\circ, 360^\circ]$ durchlaufen. In Abbildung 5.9 sind die stufenweise ansteigenden dq-Ströme, der künstliche Fehlerwinkel zwischen den Koordinatensystemen sowie die SinusHF- und KosinusHF-Komponente über die Zeit aufgetragen (vgl. Gleichung (5.14) und (5.15)). Es ist zu erkennen, dass sich das Verhalten der SinusHF- sowie der KosinusHF-Komponente abhängig vom Strom i_q verändert. Mit steigendem q-Strom wird die Amplitude der SinusHF-Komponente kleiner und die Verschiebung der KosinusHF-Komponente erhöht sich.

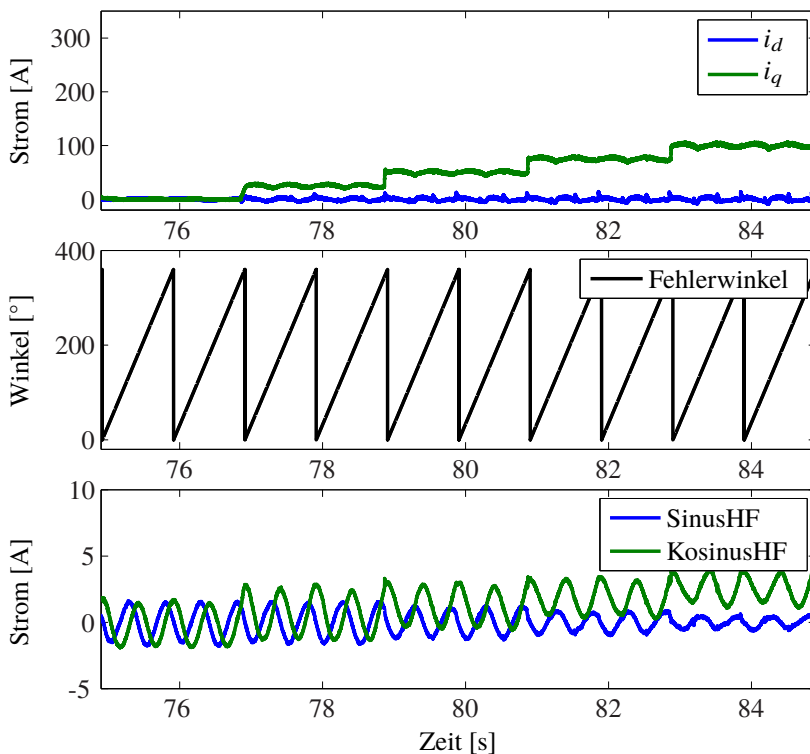


Abbildung 5.9: Verlauf der SinusHF- und der KosinusHF-Komponente bei veränderlichem i_q , 10 U/min und Verstellung des Injektionswinkels mit einem Hz

PMSM mit vergrabenen Magneten werden im Grunddrehzahlbereich üblicherweise möglichst effizient mit dq-Strömen entlang der MTPA-Trajektorie betrieben. Daher ist es für die Betrachtung möglicher Arbeitspunkte für das Testsignalverfahren nötig, die SinusHF- und KosinusHF-Komponente bei allen zulässigen d- und q-Stromkombinationen zu erfassen. Anschließend wird der Frequenzbereich der ermittelten SinusHF- und KosinusHF-Signale relativ zu der Frequenz des Injektionswinkels analysiert. Da der Injektionswinkel mit einem

Hz im Bereich von $[0^\circ, 360^\circ]$ variiert wird, ergeben sich die Amplituden der SinusHF- sowie KosinusHF-Komponente über die Änderung der Induktivität mit zwei Hz. Mit einer Fast Fourier-Transformation (FFT) lassen sich die Amplituden der beiden Komponenten über die d- und q-Stromkombinationen berechnen. In Abbildung 5.10 sind die Amplituden der SinusHF-Komponente (links im Bild) sowie der KosinusHF-Komponente (rechts im Bild) bei zwei Hz über i_d und i_q aufgetragen (normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$).

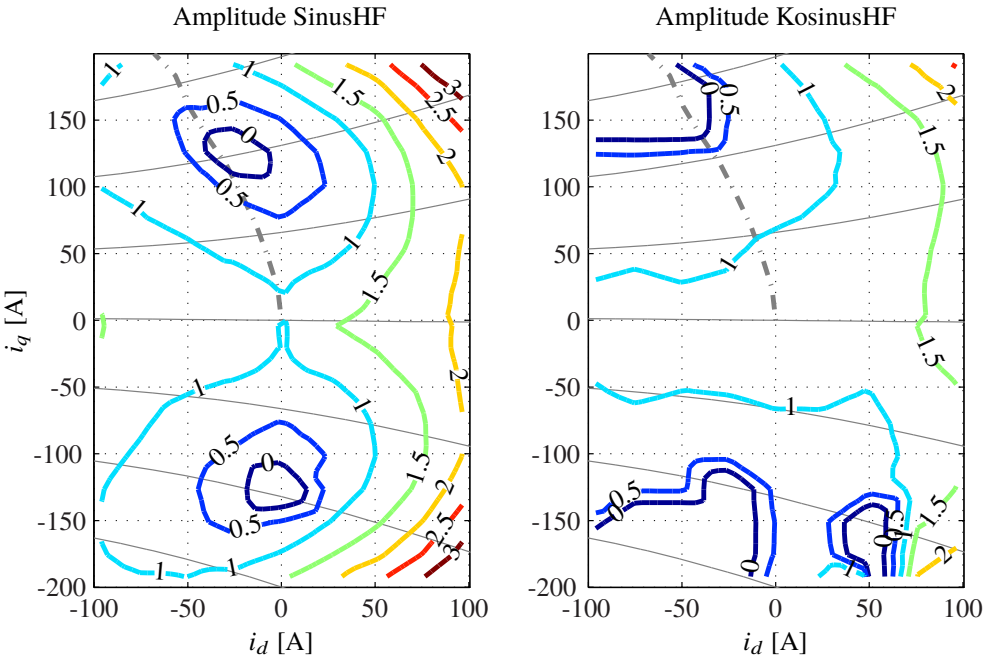


Abbildung 5.10: Experimentell bestimmte Amplituden der SinusHF-Komponente (links) und der KosinusHF-Komponente (rechts) (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min), 10 U/min und Verstellung des Injektionswinkels mit einem Hz über i_d und i_q (Höhenlinien des Drehmoments (grau, Strich), MTPA-Trajektorie (grau, Strichpunkt)).

In den Kennfeldern werden die zugehörigen Drehmomente als Höhenlinien und die üblicherweise verwendete MTPA-Trajektorie in grau dargestellt. Es ergeben sich Bereiche im Kennfeld, in denen die Amplituden der SinusHF-Komponente sowie der KosinusHF-Komponente größer oder auch kleiner sind, als die Amplituden bei geringen dq-Strömen $i_{dq} \approx 0$. Bemerkenswert ist, dass die Verläufe der Amplituden der SinusHF-Komponente nicht mit denen der KosinusHF-Komponente übereinstimmen, obwohl beide Komponenten entsprechend der Herleitung von dem gleichen Unterschied der Induktivitäten ($L_q - L_d$) abhängen (vgl. Gleichung (5.14) und (5.15)). Der erkennbare Unterschied zwischen der Amplitude der SinusHF- und der KosinusHF-Komponente über i_{dq} ist ein bisher unbekannter Effekt. Der Effekt lässt sich nicht mit dem neuen Maschinenmodell aus Kapitel 3 oder mit gängigen Veröffentlichungen für das Testsignalverfahren erklären (vgl. [35, 37, 39, 45, 47]). Die Induktivitätsdifferenz ($L_d - L_q$)

kann sich abhängig von den dq-Strömen stark verringern. Es wird vorgeschlagen, nur Bereiche zu verwenden, in denen die Amplituden der SinusHF- und KosinusHF-Komponente mindestens um den Faktor 3 größer sind als die Amplituden unerwünschter Rausch- und Störeinflüsse. Die zu vermeidenden Bereiche werden mit einer Amplitude von Null gekennzeichnet und treten beispielsweise für die SinusHF-Komponente zwischen $i_q = [100A, 150A]$ und $i_d = [-50A, 0A]$ auf (vgl. oben links in Abbildung 5.10). In Abbildung 5.11 ist die Verschiebung der KosinusHF-Komponente über den d- und den q-Strom dargestellt. Die Verschiebung der KosinusHF-Komponente hängt von dem Verhältnis der Summe zu der Multiplikation der dq-Induktivitäten $(L_d + L_q)/(L_d L_q)$ ab (vgl. Gleichung (5.15)). Mit steigenden Strömen, entsprechend steigender Sättigung und damit abnehmender Induktivitäten ist zu erwarten, dass die KosinusHF-Komponente zunehmend verschoben wird. Entsprechend der Erwartung nimmt die gemessene Verschiebung der KosinusHF-Komponente mit steigendem Strom zu.

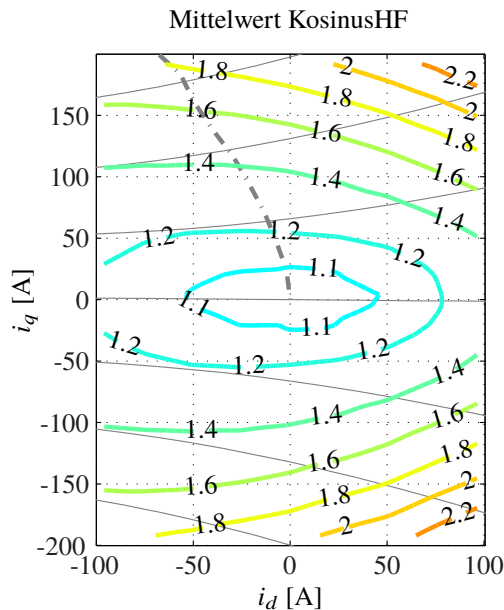


Abbildung 5.11: Experimentell bestimmter Mittelwert der Kosinus-Komponente (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min), bei 10 U/min und Verstellung des Injektionswinkels mit einem Hz über i_d und i_q (Höhenlinien des Drehmoments (grau, Strich), MTPA-Trajektorie (grau, Strichpunkt)).

Für das neue Testsignalverfahren werden mit den Kennfeldern aus Abbildung 5.10 und 5.11 entsprechende Korrektur-Kennfelder zur Skalierung, Mittelwert- und Phasenverschiebung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente erstellt. Mit dem Einsatz der Korrektur-Kennfelder verringert sich die Abhängigkeit der Amplituden, der Mittelwert- und Phasenverschiebung von dem dq-Strom. Die Winkeldifferenz kann mit der Arkussinus- oder der Arkustangens-Funktion und der korrigierten SinusHF- und KosinusHF-Komponente bestimmt werden. Mit dem Testsignalverfahren ist eine Abkehr von der üblicherweise eingesetzten MTPA-

Trajektorie unbedingt notwendig, da nur Arbeitspunkte mit ausreichend großem Signal-zu-Rausch-Abstand der SinusHF- und KosinusHF-Komponente für das Verfahren geeignet sind. Ein ausreichender Signal-zu-Rausch-Abstand ist in der vorliegenden Arbeit gegeben, wenn die Amplitude des Nutzsignals mindestens um den Faktor 3 größer ist als unerwünschte Rausch- und Störeinflüsse (vgl. Abschnitt 2.2).

Abhängigkeit von der Drehzahl

Das Testsignalverfahren wird bis zu 10% der Nenn Drehzahl eingesetzt. Daher werden die SinusHF- und KosinusHF-Komponente auf die Abhängigkeit von der Drehzahl untersucht. In Abbildung 5.12 und 5.13 sind die SinusHF- und KosinusHF-Verläufe bei 100 und 500 U/min zu sehen.

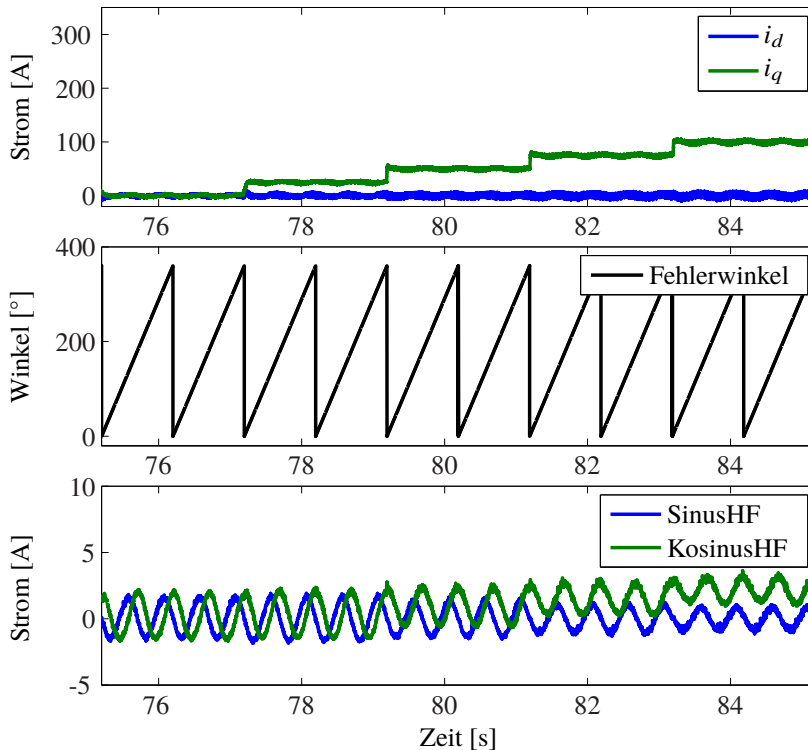


Abbildung 5.12: Experimentell bestimmter Verlauf der SinusHF- und KosinusHF-Komponente, bei veränderlichem i_q , 100 U/min und Verstellung des Injektionswinkels mit einem Hz

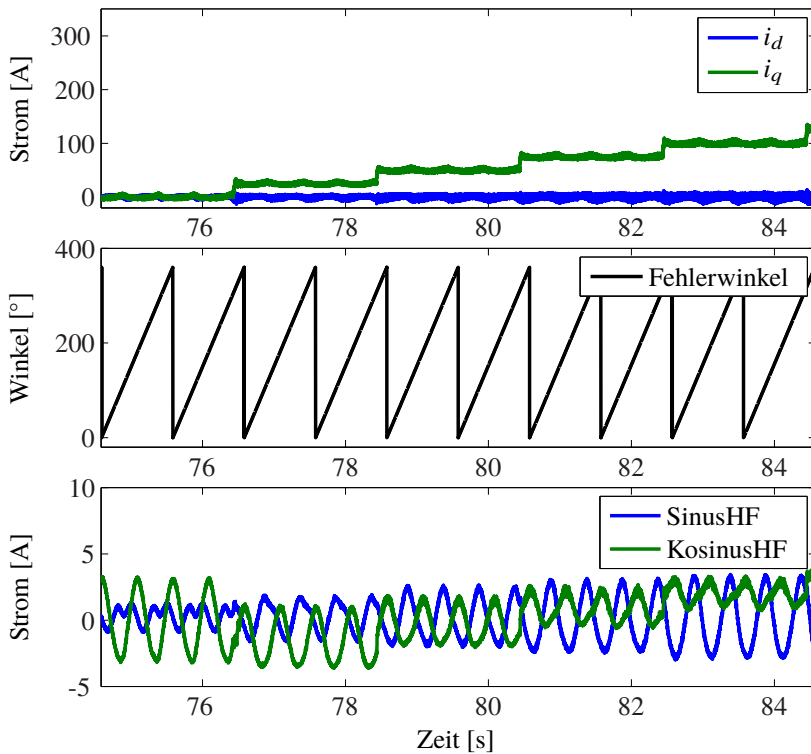


Abbildung 5.13: Experimentell bestimmter Verlauf der SinusHF- und KosinusHF-Komponente, bei veränderlichem i_q , 500 U/min und Verstellung des Injektionswinkels mit einem Hz

Wie in Abbildung 5.9 sind die SinusHF- und KosinusHF-Komponente bei stufenweise ansteigenden dq-Strömen und mit einem künstlichen Fehlerwinkel zwischen den Koordinatensystemen dargestellt. Im Vergleich zu niedrigen Drehzahlen bei 10 U/min (vgl. Abbildung 5.9) ist bei 100 U/min (vgl. Abbildung 5.12) und 500 U/min (vgl. Abbildung 5.13) eine veränderte Abhängigkeit der Amplitude vom aktuellen Strom sichtbar. Auch verändert sich die Abhängigkeit des Mittelwerts der KosinusHF-Komponente durch den Strom.

Zudem treten andere Frequenzanteile in den extrahierten Signalen auf und führen zu Störungen bei der Bestimmung der Winkeldifferenz. Insbesondere wird eine vierte Harmonische mit steigender Drehzahl bereits ab 200 U/min in der SinusHF-Komponente sichtbar. Bei geringen dq-Strömen $i_{dq} \approx 0$ A und 500 U/min (vgl. links in Abbildung 5.13) ist verglichen mit 10 U/min und 100 U/min (vgl. links in Abbildung 5.9 und 5.12) eine vierte Harmonische zu erkennen. Die genannten drehzahlabhängigen Effekte lassen sich nicht mit den Gleichungen (5.14) und (5.15) erklären. In dem Bode Diagramm der Übertragungsfunktion 5.2 ist bei konstanter Testsignalfrequenz von 1000 Hz keine vergleichbare Abhängigkeit von der Drehzahl sichtbar.

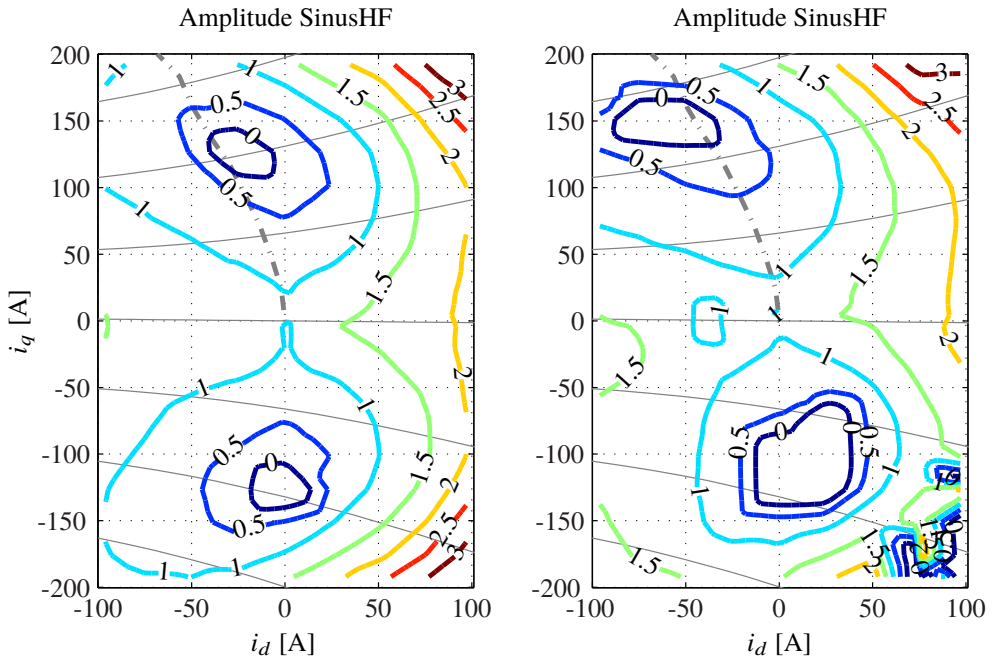


Abbildung 5.14: Experimentell bestimmte Amplitude der SinusHF-Komponente bei 10 U/min(links) und 100 U/min (rechts) (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min), über i_d und i_q

In den Abbildungen 5.14, 5.15 und 5.16 ist die Amplitude der SinusHF-Komponente über d- und q-Ströme bei 10, 100, 200, 300, 400 und 500 U/min dargestellt.

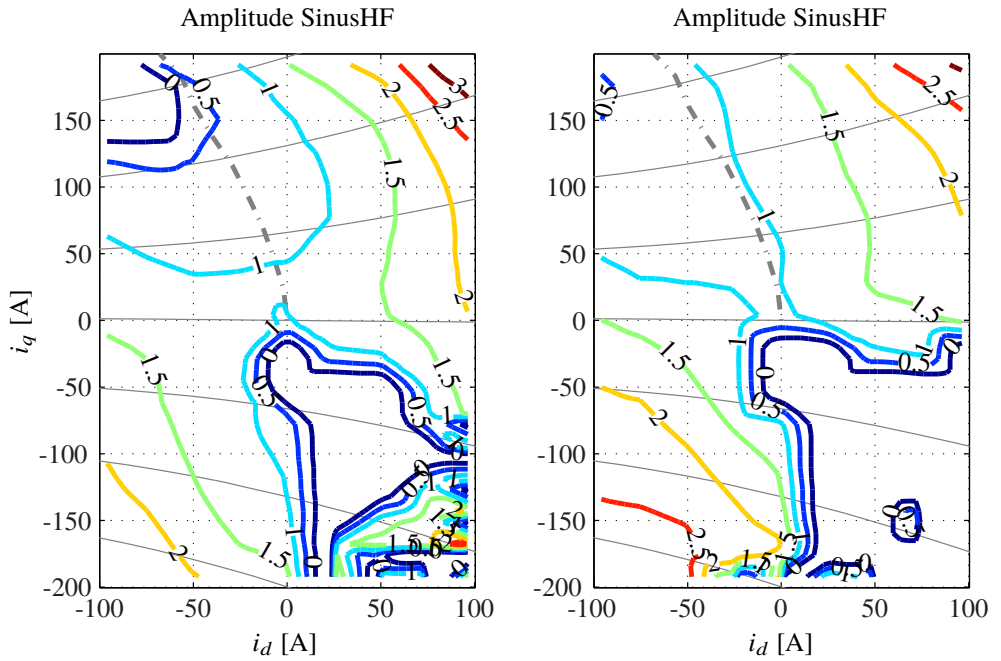


Abbildung 5.15: Experimentell bestimmte Amplitude der SinusHF-Komponente bei 200 U/min(links) und 300 U/min (rechts) (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min), über i_d und i_q

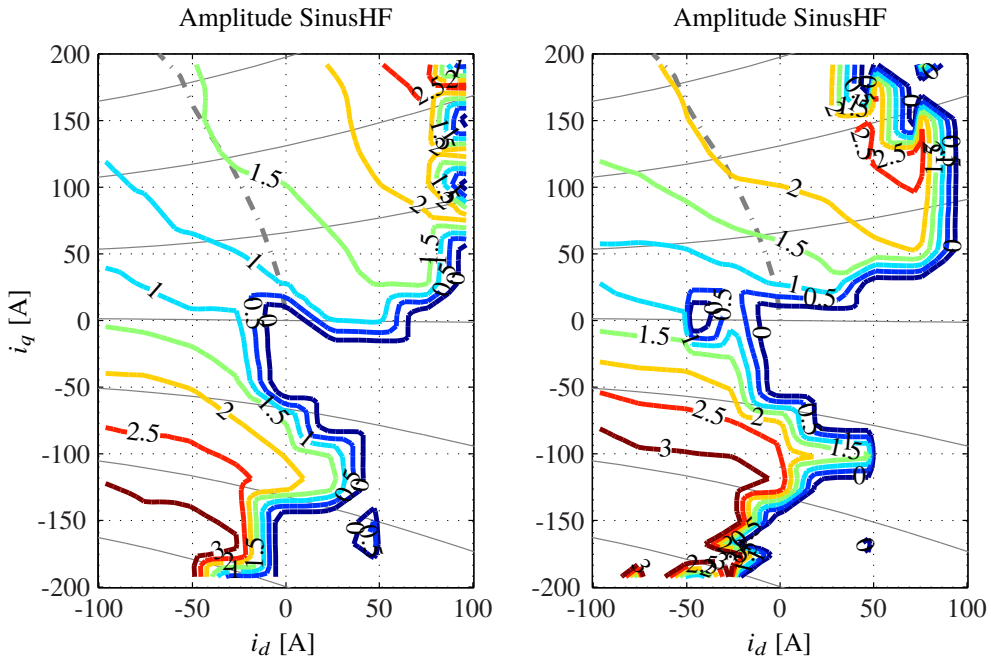


Abbildung 5.16: Experimentell bestimmte Amplitude der SinusHF-Komponente bei 400 U/min (links) und 500 U/min (rechts) (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min), über i_d und i_q

In den Abbildungen ist erkennbar, dass sich eine Symmetrie gegenüber dem motorischen und generatorischen Betrieb nur bei niedrigen Drehzahlen unterhalb von 100 U/min einstellt (vgl. den linken Teil von 5.14 mit dem rechten Teil von 5.14, 5.15 und 5.16). Weiterhin scheint sich die Amplitude der SinusHF-Komponente im Kennfeld mit steigender Drehzahl oberhalb von 10 U/min zu verdrehen und zu verzerren. Die Bereiche, in denen die Amplituden der SinusHF- und KosinusHF-Komponente für eine Auswertung zu gering werden, oder in denen andere Frequenzanteile eine zu starke Störung verursachen, vergrößern sich mit steigender Drehzahl. Die Vergrößerung der Bereiche mit starker Störung ist besonders im rechten Teil von Abbildung 5.16 bei 500 U/min, verglichen mit dem linken Teil der Abbildung 5.14 bei 10 U/min sichtbar. Auch die genannten Abhängigkeiten von der Drehzahl lassen sich nicht mit den Gleichungen (5.14) und (5.15) und dem Bode Diagramm 5.2 erklären und deuten auf bisher unbekannte Effekte hin. Das elektrische Übertragungsverhalten der PMSM im dq-Koordinatensystem ist für Frequenzen im Bereich der Nutzbestromung von der elektrischen Drehzahl abhängig (vgl. Gleichung (4.6)). Für Frequenzen im Bereich der Testsignalfrequenz lässt sich das Übertragungsverhalten der Maschine zum drehzahlunabhängigen dq-HF-Modell vereinfachen (vgl. Gleichung (5.5) und Abschnitt 5.2.2). Dennoch zeigt sich am Prüfstand die beschriebene und bisher unbekannte Abhängigkeit der Amplitude und des Mittelwerts der SinusHF- und KosinusHF-Komponente von der Drehzahl, die sich weder mit dem neuen Modell aus Kapitel 3, noch mit dem dq-, oder dem dq-HF-Modell erklären lässt.

Wegen der beschriebenen Verzerrungen und der vierten Harmonischen ist es naheliegend, im Drehzahlbereich zwischen 200 U/min und 500 U/min auf die Auswertung des Arkustangens zu verzichten. Um die nutzbaren Bereiche für die geberlose Regelung zu vergrößern, werden auch andere Frequenzanteile verwendet (beispielsweise die vierte Harmonische aus Abbildung 5.13), solange die Frequenzanteile synchron zum Rotorfeld verlaufen. Mit den zusätzlichen Frequenzanteilen ist nicht mehr davon auszugehen, dass der absolute Wert der berechneten Winkeldifferenz einen verlässlichen Wert darstellt. Daher wird lediglich der Nulldurchgang der SinusHF-Komponente mit einer zusätzlich verstärkten Rückführung des Winkel-Beobachters verfolgt.

5.3.4 Änderung der Trajektorie

Für den geberlosen Betrieb der vorliegenden PMSM mit dem Testsignalverfahren ist die Verwendung der MTPA-Trajektorie ungeeignet, da mit der MTPA-Trajektorie Bereiche geringer Amplituden der SinusHF- und KosinusHF-Komponente durchschritten werden. In Abbildung 5.17 wird die MTPA-Trajektorie (grau, Strichpunkt) zusammen mit der Amplitude der SinusHF- sowie der KosinusHF-Komponente über den dq-Strom dargestellt.

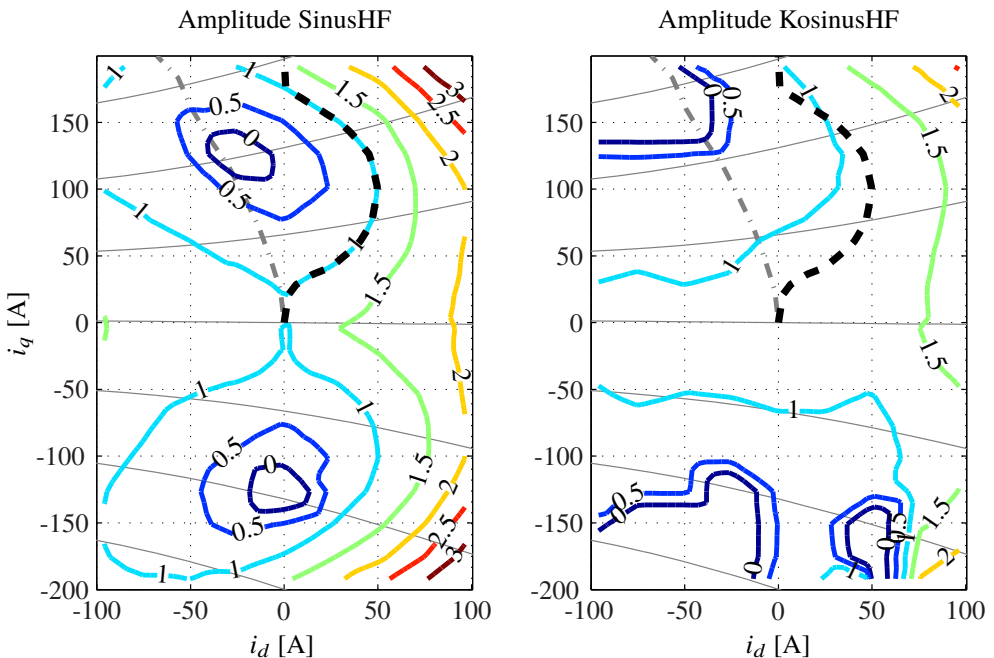


Abbildung 5.17: Neue Trajektorie (schwarz, gestrichelt) für i_{dq} als Verbesserung gegenüber der MTPA-Trajektorie (grau, Strichpunkt), Amplituden der SinusHF-Komponente (links) und KosinusHF-Komponente (rechts) (farblich gekennzeichnete Höhenlinien von dunkelblau (0) über grün, orange bis dunkelrot (3), normiert auf die Amplituden bei $i_{dq} = 0$ und Drehzahl von 10 U/min) (vgl. Abbildung 5.10)

Im Verlauf der MTPA-Trajektorie ist der Signal-zu-Rausch-Abstand der SinusHF- und der KosinusHF-Komponente teilweise zu gering für einen stabilen Betrieb des Verfahrens. Eine neue Modifikation des Verfahrens besteht darin, Bereiche niedriger SinusHF- und KosinusHF-Amplituden gezielt zu vermeiden. Um mit der vorliegenden Maschine geforderte Drehmomente mit dem geberlosen Testsignalverfahren möglichst effizient bereitzustellen, wird eine neue Trajektorie mit positivem i_d -Strom vorgeschlagen. In Abbildung 5.17 ist der neue Verlauf von i_{dq} (schwarz, gestrichelt) im Kennfeld der SinusHF- und KosinusHF-Komponente dargestellt. Ein Vergleich der Trajektorien zeigt, dass geforderte Drehmomente (eingezeichnet als Höhenlinien) mit beiden Lösungen erzeugt werden können. Die verringerte Effizienz durch verhältnismäßig höhere Stromstärken ist durch das neue Testsignalverfahren bedingt und sollte bei der Auslegung des Systems berücksichtigt werden. In Kapitel 8 (Abbildung 8.1) werden die benötigten Ströme i_{dq} für den Betrieb der feldorientierten Regelung mit anderen geberlosen Verfahren aus der vorliegenden Arbeit verglichen.

5.3.5 Übersicht des modifizierten Testsignalverfahrens

Das vorgestellte neue Testsignalverfahren basiert auf dem „Zweiwegeverfahren“ nach [41] und wird entsprechend des Kapitels 5 erweitert. Zusammengefasst besteht das Verfahren aus folgenden Schritten:

1. Vermessung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente am Prüfstand zur Vorbereitung:
 - a) Feldorientierte Regelung der Maschine bei unterschiedlichen d- und q-Stromkombinationen mit dem Signal des Winkelsensors
 - b) Bereitstellung eines Fehlerwinkelsignals, welches auf dem Winkelsensor basiert und ein Hz langsamer dreht als die Rotorfrequenz
 - c) Injektion des kosinusförmigen Testsignals mit dem Fehlerwinkel
 - d) Bestimmung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente mit dem Fehlerwinkel:
 - Messung der Phasenströme i_{abc}
 - Transformation in das dq-Koordinatensystem des Fehlerwinkels
 - Hoch- oder Bandpass-Filterung im Frequenzbereich des Testsignals
 - Demodulation mit positiver und negativer Testsignalfrequenz
 - Tief- oder Bandpassfilterung im Frequenzbereich der Winkeländerungen
 - Berechnung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente
 - e) Berechnung von Korrekturen zur Skalierung, Mittelwert- und Phasenverschiebung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente abhängig von i_{dq} und der Drehzahl
 - f) Veränderung der i_{dq} -Trajektorie abhängig von den Amplituden der SinusHF- und KosinusHF-Komponente zur Erweiterung des Einsatzbereichs.

2. Winkelbestimmung zur Laufzeit:

- a) Feldorientierte Regelung der Maschine mit berechnetem Winkel
- b) Einprägen eines kosinusförmigen Testsignals in die berechnete d-Richtung der Maschine
- c) Bestimmung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente mit berechnetem Winkel:
 - Messung der Phasenströme i_{abc}
 - Transformation in das dq-Koordinatensystem
 - Hoch- oder Bandpass-Filterung im Frequenzbereich des Testsignals
 - Demodulation mit positiver und negativer Testsignalfrequenz
 - Tief- oder Bandpassfilterung im Frequenzbereich der Winkeländerungen
 - Berechnung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente
- d) Korrektur (Amplitude, Mittelwert, Phase) der SinusHF- und KosinusHF-Komponente mit Kennfeldern aus Schritt 1e
- e) Verwendung des Arkustangens
- f) Umschaltung auf die Verfolgung des Nulldurchgangs der SinusHF-Komponente für Arbeitspunkte mit geringem Signal-zu-Rausch-Abstand der SinusHF- und KosinusHF-Komponente.

Die Verwendung des Arkustangens ist auf Arbeitspunkte beschränkt, in denen die SinusHF- und KosinusHF-Komponente mit ausreichender Signalamplitude vorliegen. Bei höheren Drehzahlen wird, wegen der Verzerrung der Kennfelder und der störenden Frequenzanteile, auf die Synchronisation des Nulldurchgangs der SinusHF-Komponente übergegangen (ähnlich wie in [41]). Um weiterhin höhere Drehmomente zur Verfügung zu stellen, bleibt auch bei höheren Drehzahlen die Nutzung der neuen i_{dq} -Trajektorie aktiv. In Abbildung 5.18 ist ein Überblick des Verfahrens gegeben. Zu sehen ist die neue i_{dq} -Trajektorie oben links und die Korrektur der SinusHF- sowie der KosinusHF-Komponenten unten rechts.

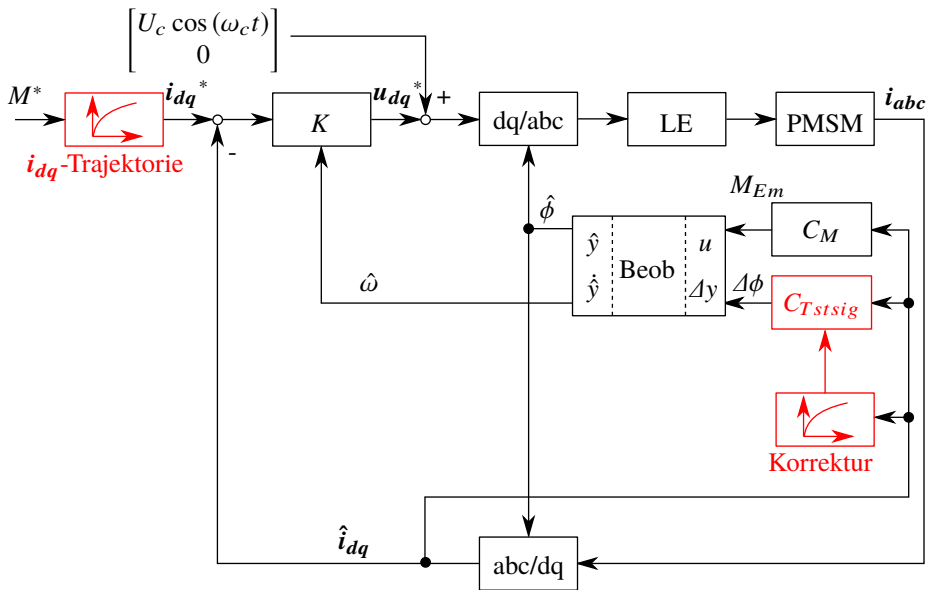


Abbildung 5.18: Struktur der geberlosen Regelung mit dem modifizierten Testsignalverfahren, modifizierte Darstellung basierend auf [41], mit modifiziertem Block C_{Tstsig} , neuer i_{dq} -Trajektorie und Korrektur der SinusHF- sowie der KosinusHF-Komponenten (rot)

5.4 Ergebnisse

Das neue Testsignalverfahren wird mit dem „Einwegeverfahren“ nach [35] und dem „Zweiwegeverfahren“ nach [41] verglichen. Die drei Verfahren werden nacheinander mit deren berechnetem Rotorwinkel im geschlossenen Regelkreis am Prüfstand betrieben. Die Koordinatentransformationen sowie der Stromregler verwenden die Ergebnisse des jeweiligen Verfahrens ohne Verwendung des Gebersignals. In Abschnitt 5.3.3 wird deutlich, dass unmodellerte, drehzahlabhängige und stromabhängige Effekte die Amplitude, die Phase und den Mittelwert der SinusHF- und KosinusHF-Komponenten beeinflussen. Daher wird von einer analytischen Betrachtung der Stabilität jedes Verfahrens abgesehen. Alle eingesetzten Verfahren bleiben bei sehr niedrigen Drehzahlen und niedrigen Stromsprüngen stabil. In den Abbildungen 5.19, 5.20 sowie 5.21 sind die resultierenden Winkelfehler zu dem Winkelsensor der PMSM bei eingestellten dq-Strömen zur Drehmomenterzeugung und steigender Drehzahl über die Zeit aufgetragen. Ohne Drehmoment und bei geringer Drehzahl (10 U/min) weisen das „Einwegeverfahren“, das „Zweiwegeverfahren“ sowie das neue Testsignalverfahren absolute Winkelfehler $|\phi_{err}| = |\phi - \hat{\phi}| < 10^\circ$ auf. Wird bei 10 U/min ein geringer q-Strom von 44 A (Drehmoment von 20 Nm) angefordert, erzeugt das „Einwegeverfahren“ (vgl. 5.19) einen deutlich größeren Winkelfehler als das „Zweiwegeverfahren“ und das neue Testsignalverfahren (vgl. 5.20 sowie 5.21). Ohne die vorteilhafte Kombination der Demodulation mit positiver und negativer Testsignalfrequenz stören Signalanteile abhängig vom Nutzstrom die

Berechnung des Rotorwinkels. Mit steigender Drehzahl vergrößert sich der Winkelfehler bei dem „Einwegeverfahren“ bis es bei ca. 242 U/min zur Instabilität kommt (vgl. Abbildung 5.19). Das „Zweiwegeverfahren“ sowie das neue Testsignalverfahren hingegen bleiben ohne Drehmoment und mit geringem Drehmoment von 20 Nm über einen Drehzahlbereich von 0 bis 360 U/min mit Winkelfehlern $|\phi_{err}| < 23^\circ$ stabil (vgl. Abbildung 5.20 und 5.21).

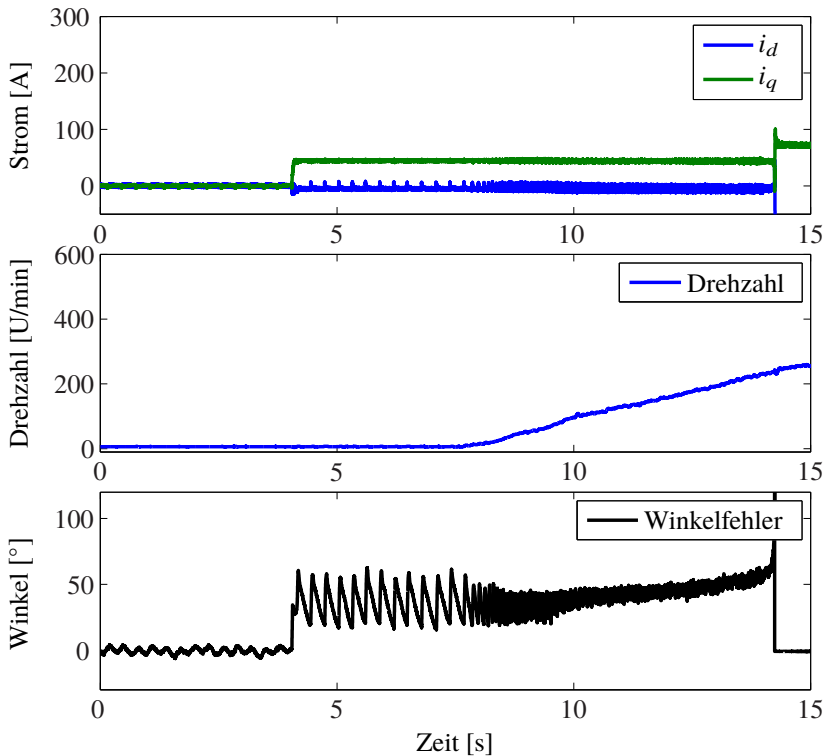


Abbildung 5.19: Experimentell bestimmter Verlauf des Winkelfehlers bei Verwendung des „Einwegeverfahrens“, einem Strom von $i_d = 0$ A, $i_q = 44$ A (einem Drehmoment von 20 Nm) und steigender Drehzahl. Das Verfahren wird bei ca. 242 U/min (14,24 s) instabil (Testfall GR2). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 21,1^\circ$

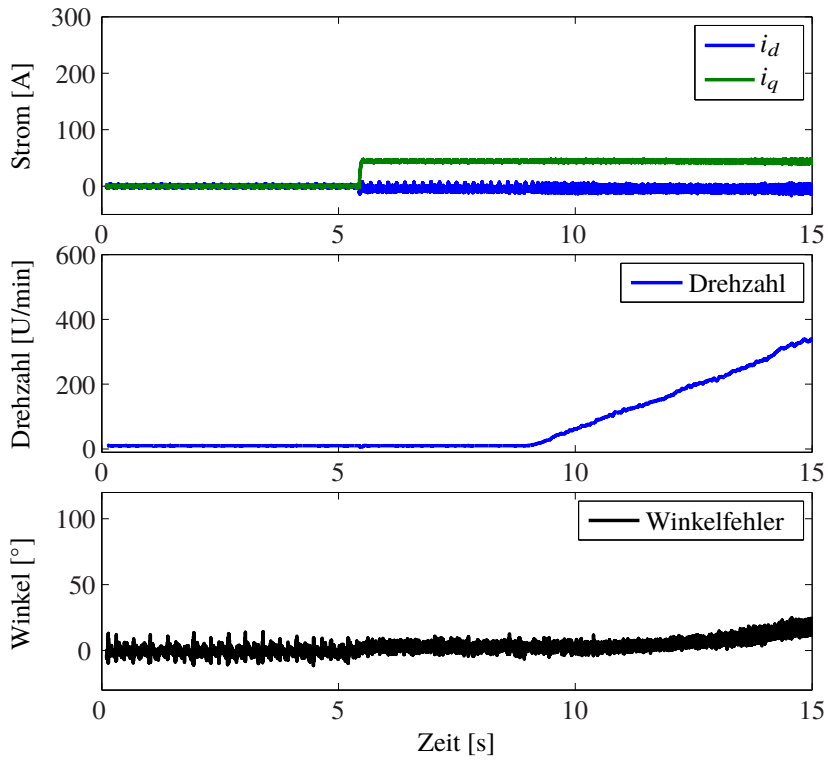


Abbildung 5.20: Experimentell bestimmter Verlauf des Winkelfehlers bei Verwendung des „Zweiwegeverfahrens“, einem Strom von $i_d = 0$ A, $i_q = 44$ A (einem Drehmoment von 20 Nm) und steigender Drehzahl (Testfall GR2). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 5, 1^\circ$

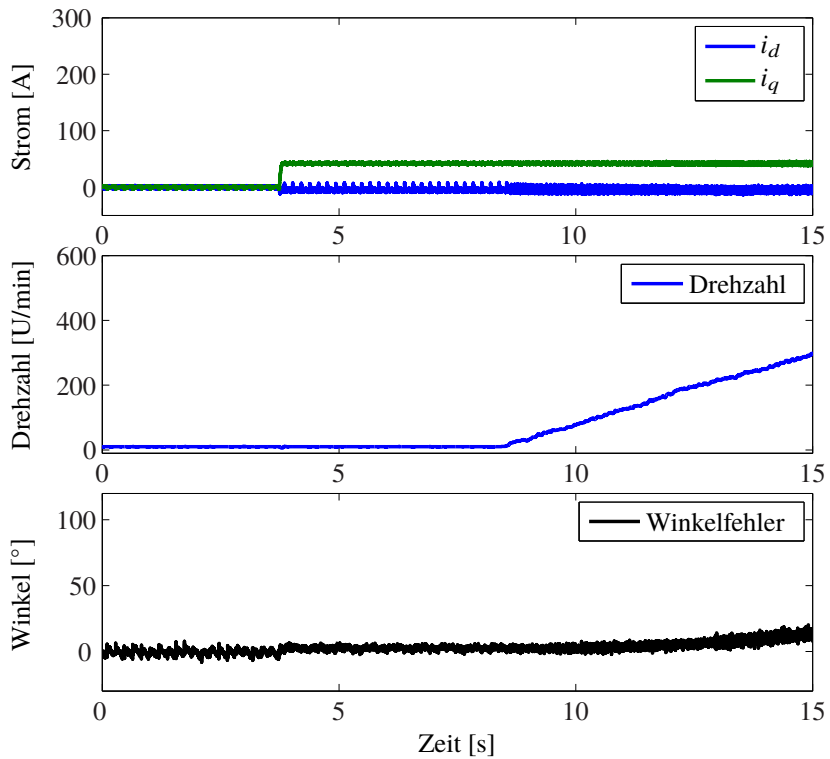


Abbildung 5.21: Experimentell bestimmter Verlauf des Winkelfehlers bei Verwendung des neuen Testsignalverfahrens, einem Strom von $i_d = 0$ A, $i_q = 44$ A (einem Drehmoment von 20 Nm) und steigender Drehzahl (Testfall GR2). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 3,7^\circ$

In Abbildung 5.22 und 5.23 ist das Verhalten des „Zweiwegeverfahrens“ und des vorgestellten neuen Verfahrens bei steigenden Drehmomenten dargestellt. Mit dem neuen Testsignalverfahren können aufgrund der geänderten Trajektorie höhere Drehmomente angefahren werden. Zusätzlich kann das neue Verfahren bei Drehzahlen kleiner als 200 U/min einen verringerten Rauschanteil auf dem Winkelsignal aufweisen, da mit der SinusHF-, der KosinusHF-Komponente und der Arkustangens Funktion mehr Signalinformationen zur Verfügung stehen.

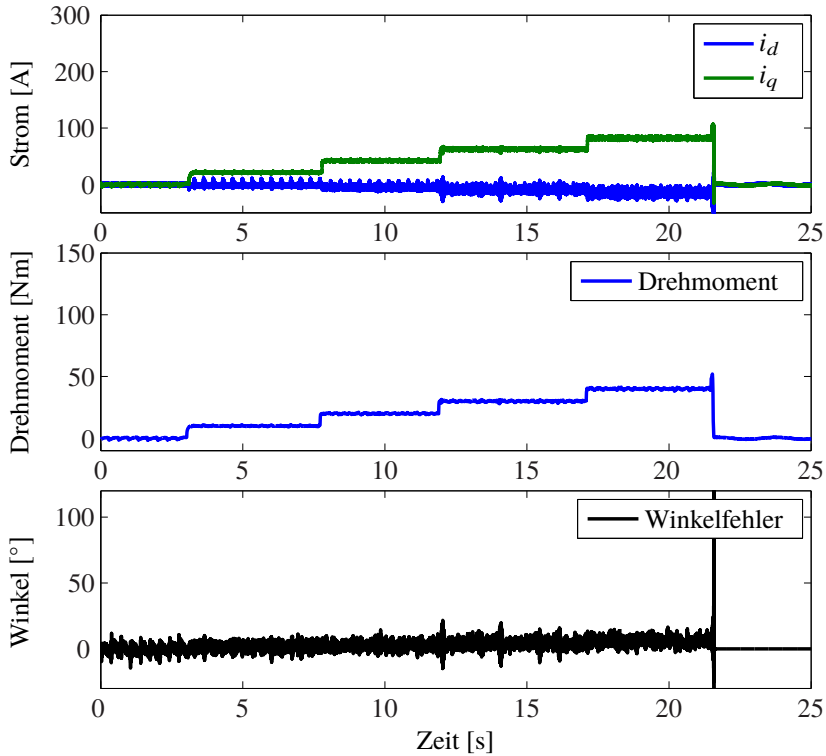


Abbildung 5.22: Experimentell bestimmter Verlauf des Winkelfehlers bei Verwendung des „Zweiwegeverfahrens“ bei 5 U/min und steigendem Drehmoment (Testfall GR3). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 3,6^\circ$

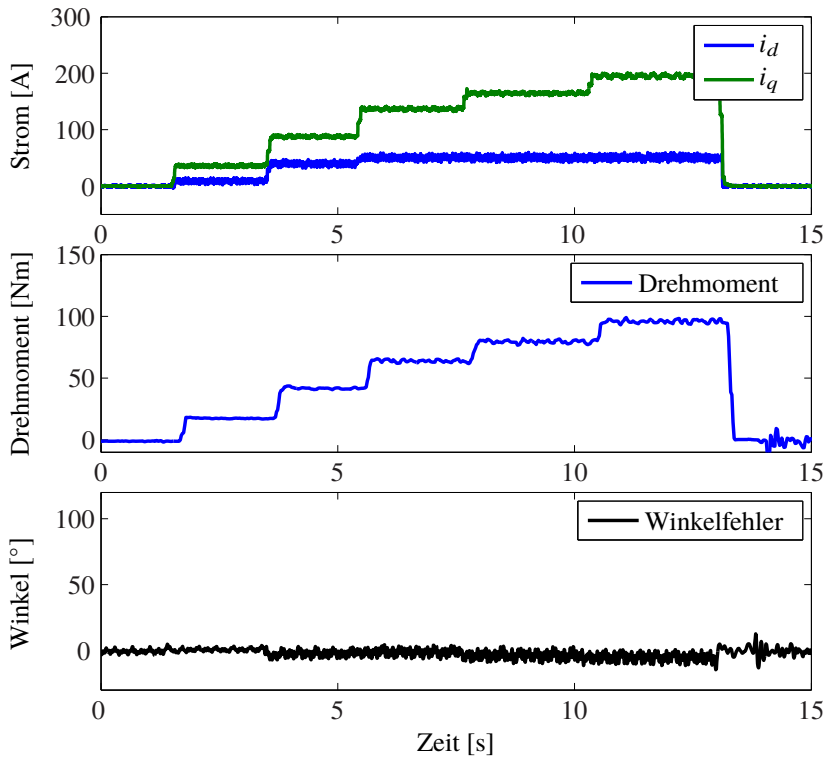


Abbildung 5.23: Experimentell bestimmter Verlauf des Winkelfehlers bei Verwendung des neuen Testsignalverfahrens bei 30 U/min und steigendem Drehmoment (Testfall GR3). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 3,2^\circ$

Testsignalverfahren	Test	$\sigma_{\phi_{err}}$	Abbildung
„Einwegeverfahren“ nach [34]	GR2, Drehzahl	$21,1^\circ$	5.19
„Zweiwegeverfahren“ nach [41]	GR2, Drehzahl	$5,1^\circ$	5.20
neues Verfahren	GR2, Drehzahl	$3,7^\circ$	5.21
„Einwegeverfahren“ nach [34]	GR3, Drehmoment	instabil	-
„Zweiwegeverfahren“ nach [41]	GR3, Drehmoment	$3,6^\circ$; instabil	5.22
neues Verfahren	GR3, Drehmoment	$3,2^\circ$	5.23

Tabelle 5.1: Übersicht der geberlosen Testsignalverfahren. Standardabweichung des Winkelfehlers über unterschiedliche Drehmomente und Drehzahlen

Mit steigender Drehmomentanforderung wird das „Zweiwegeverfahren“ oberhalb von 50 Nm instabil. Es ist zu beachten, dass die dq-Ströme aufgrund der steigenden Drehmomentanforderung mit der MTPA-Trajektorie in Bereiche gelangen, in denen das Testsignalverfahren niedrige Amplituden für die SinusHF- und KosinusHF-Komponente erzeugt. Bei dem neuen Testsignalverfahren hingegen lassen sich mit der veränderten Trajektorie Drehmomente von 0 Nm bis 100 Nm anfahren (vgl. Abbildung 5.23 sowie 5.17). Gegenüber dem Stand der Technik von Testsignalverfahren wird es mit dem neuen Testsignalverfahren möglich, den Arbeitsbereich der geberlosen Regelung für PMSM zu erweitern (vgl. Tabelle 5.1 und Kapitel 8).

5.5 Zusammenfassung

In Kapitel 5 wurde ein neues Testsignalverfahren mit einem erweiterten Arbeitsbereich und verbesserter Winkelberechnung vorgestellt. Das neue Testsignalverfahren basiert auf dem Testsignalverfahren aus [34, 35] und den Erweiterungen aus [41].

Für das Testsignalverfahren nach [34, 35] wird ein hochfrequentes Testsignal in die d-Richtung der Maschine eingepreßt, um die winkelabhängige Induktivität als Quelle für ein Winkelsignal zu nutzen. Aus den Strömen wird mit einer dq-Transformation und mit einer Demodulation der hochfrequenten Signalanteile sowie mit entsprechender Filterung der Rotorwinkel berechnet. Die Erweiterung aus [41] besteht aus der Nutzung beider Seitenbänder des aufmodulierten Testsignals in den Strömen. Dazu wird eine Demodulation mit positiver Trägerfrequenz und eine Demodulation mit negativer Trägerfrequenz durchgeführt. Die Korrektur der Phase durch die Hochpassfilterung sowie das Verhalten abhängig von der Last und der Drehzahl wird verbessert (vgl. Abbildung 5.19 gegenüber 5.20). In [45, 47] wurden FE-Analysen zur Definition eines stabilen Bereichs über die i_{dq} Ströme ohne Abhängigkeit der Drehzahl durchgeführt.

Das vorgeschlagene, neue Testsignalverfahren berücksichtigt nicht nur die Signalkomponenten mit einem Sinus-Anteil aus [41], sondern auch Komponenten mit einem Kosinus-Anteil. Unter Verwendung des Arkustangens kann damit die Größe des maximalen Wertebereichs der berechneten Winkeldifferenz verdoppelt werden. Dazu werden die SinusHF- und KosinusHF-Komponente abhängig von dem aktuellen dq-Strom vorab direkt am Prüfstand gemessen und in Kennfeldern abgelegt. Mit den Kennfeldern zur Skalierung, Mittelwert- und Phasenverschiebung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente wird die Verwendung des Arkustangens während des Betriebs ermöglicht. Zusätzlich ermöglicht die Messung der SinusHF- und KosinusHF-Komponente über die dq-Ströme und die Drehzahl am Prüfstand eine verbesserte Abschätzung des stabilen Bereichs des realen Gesamtsystems gegenüber der Analyse von FE-Berechnungen aus [45, 47]. Eine weitere Verbesserung des neuen Verfahrens liegt in der Vergrößerung des Arbeitsbereichs auf höhere Drehmomente. Dazu wird eine veränderte Trajektorie für den dq-Strom abweichend von der MTPA-Trajektorie vorgeschlagen, um Arbeitspunkte in den Kennfeldern mit niedrigen Amplituden der SinusHF- und KosinusHF-Komponente zu vermeiden. Die daraus resultierenden höheren Stromstärken werden im Kapitel 8 mit anderen geberlosen Verfahren verglichen. Weiterhin wurde das Verhalten des Testsignalverfahrens für unterschiedliche Drehzahlen untersucht. Es ergibt sich,

dass die SinusHF- und die KosinusHF-Komponente von der Drehzahl abhängen. Die Korrekturkennfelder zur Skalierung der Komponenten verdrehen und verzerren sich oberhalb von 200 U/min. Zusätzlich kommen bisher unberücksichtigte, andere Frequenzanteile, insbesondere eine vierte Harmonische, hinzu. Eine mögliche Umgehung der zu stark störenden Frequenzanteile besteht in einer drehmoment- und drehzahlabhängigen Trajektorie für den dq-Strom und entsprechender Korrekturkennfelder für die SinusHF- und KosinusHF-Komponente. Wegen des hohen Rechenaufwands und Speicherbedarfs der Korrekturkennfelder wird stattdessen vorgeschlagen, in dem Bereich mit zu stark störenden Frequenzanteilen von der Auswertung des Arkustangens abzusehen. Zudem können mit steigender Drehzahl und zunehmenden anderen Frequenzanteilen die Nulldurchgänge der berechneten winkelabhängigen Signale mit einem Beobachter oder einer PLL verfolgt werden. Der erweiterte Arbeitsbereich der geberlosen Regelung mit dem neuen Testsignalverfahren im Vergleich zu dem Verfahren nach [41] kann in Abbildung 5.22 und 5.23 betrachtet werden. Mit den neuen Modifikationen an dem Testsignalverfahren wird der stabile Arbeitsbereich mit akzeptablen Winkelfehlern $< \pm 15^\circ$ gegenüber dem Stand der Technik deutlich vergrößert (vgl. Kapitel 8 und Kapitel 2.2).

6 Neues Taktmusterverfahren

Als Alternative zum neuen Testsignalverfahren aus Kapitel 5 wird ein neues Taktmusterverfahren vorgestellt, das auf den Verfahren von [49] und [50] basiert. Ähnlich wie das Testsignalverfahren ist das Taktmusterverfahren für den geberlosen Betrieb nach einer initialen Winkelbestimmung ab dem Stillstand der Maschine bis zu ca. 10% der Nenndrehzahl vorgesehen. Für den Einsatz in elektrischen Fahrzeugen gelten auch für das Taktmusterverfahren hohe Anforderungen an die Zuverlässigkeit sowie an die Genauigkeit bei möglichst geringen Kosten. Das Verfahren muss im Betrieb fortlaufend Winkelberechnungen für die feldorientierte Regelung liefern. Um den Rotorwinkel zu bestimmen, werden bei dem Testsignalverfahren aus Kapitel 5 die Stromantworten der drei Phasen auf eine Testsignalspannung ausgewertet. Bei dem Taktmusterverfahren hingegen wird die Sternpunktspannung der PMSM bei kurz angelegten Test-Schaltzuständen während der PWM gemessen und ausgewertet. Taktmusterverfahren funktionieren daher nur mit sternverschalteten Maschinen. Die benötigte Messung der Sternpunktspannung erfordert eine zusätzliche Sensorik, die entsprechend zusätzliche Kosten verursacht.

In [49] wird vorgeschlagen bei einer linkszentrierten PWM in drei aufeinanderfolgenden PWM-Perioden nacheinander jeweils eine Phase vorzuziehen. Dabei werden drei PWM-Perioden nötig, um eine Winkelberechnung durchzuführen. Die maximale Drehzahl bis zu der das geberlose Taktmusterverfahren nach [49] einsetzbar ist, wird durch die Häufigkeit der Winkelberechnung und den Signal-zu-Rausch-Abstand beschränkt. In [50] werden andere Test-Schaltzustände und Berechnungen vorgestellt, die pro PWM-Periode eine Winkelberechnung liefern. Bei den Verfahren nach [50] gehen jedoch Störungen durch die induzierte Spannung oder den Spannungsabfall der Widerstände stärker in das Ergebnis ein als bei der Kombination der Test-Schaltzustände in [49]. Weiterhin wird vorgeschlagen, PWM-Muster der feldorientierten Regelung zu verwenden, die aber im unteren Drehzahlbereich üblicherweise zu kurz für eine sinnvolle Messung sind (vgl. Abschnitt 1.2.3).

Im Folgenden wird daher das neue Taktmusterverfahren vorgestellt, welches sich durch ein verändertes Taktmuster auszeichnet. Damit wird ein geringerer Rauschanteil in der Winkelberechnung erzeugt und die maximale Drehzahl, bei der das Verfahren einsetzbar ist, wird erhöht. Das Verfahren beruht auf einem Vorschlag für die neuen Ansteuerungsmuster in den Patentanmeldungen [103, 104] und Patenten [105, 106]. Verglichen mit [103]-[106] wird in der vorliegenden Arbeit zusätzlich eine geeignete und neue Herleitung der Gleichungen zur Modellierung der Taktmusterverfahren vorgestellt. Bisher unbekannt relevante Einflüsse auf das Taktmusterverfahren werden mit gemessenen Verläufen untersucht. Um den Arbeitsbereich zu erweitern, wird der Einfluss des dq-Stromes kompensiert. Die Funktionsfähigkeit des neuen und des modifizierten Taktmusterverfahrens wird im Vergleich mit [49] am Prüfstand nachgewiesen.

6.1 Übersicht

Das Taktmusterverfahren basiert ähnlich wie das Testsignalverfahren aus Kapitel 5 auf der winkelabhängigen Induktivität der Maschine. Um eine Winkelinformation aus der Induktivität zu erhalten, muss eine Anregung der Phasenströme erfolgen. Dazu wird ähnlich wie in [49] und [50] die PWM zur Ansteuerung der PMSM mit der Leistungselektronik (LE) verändert (vgl. Abbildung 6.1). Im Unterschied zu dem Testsignalverfahren in Abbildung 5.1 werden keine Testsignale in die d-Richtung eingeprägt. Stattdessen werden in die PWM zusätzlich zu den geforderten Spannungen der feldorientierten Regelung u_{dq}^* spezielle Test-Schaltzustände integriert. Während die unterschiedlichen Test-Schaltzustände aktiv sind, wird jeweils die Sternpunktspannung u_s der PMSM mit einem Fast Analog to Digital Converter (FADC) gemessen. Aus den Messungen der Sternpunktspannung wird mit einer entsprechenden Signalverarbeitung im Block $C_{Tktmstr}$ der Rotorwinkel berechnet. Für die Injektion der Test-Schaltzustände in die PWM sowie für die Signalverarbeitung zur Berechnung des Rotorwinkels mit 180° -Uneindeutigkeit ist keine aktuelle Winkelinformation notwendig. Da die Induktivitätsänderung mit der doppelten Rotorfrequenz auftritt, kann mit dem Verfahren nicht direkt ein Rotorwinkel $\hat{\phi}_s$ berechnet werden. Zunächst muss die Frequenz der berechneten Winkelinformation ($2\hat{\phi}_s$) halbiert werden. Zusätzlich wird eine gültige Winkelinformation des letzten Rechenschritts benötigt, um die 180° -Uneindeutigkeit durch die doppelte Frequenz der Induktivitätsänderung aufzulösen. Aus der Differenz zwischen dem geschätzten Rotorwinkel des Beobachters $\hat{\phi}$ und der neuen Berechnung $\hat{\phi}_s$ wird eine Winkeldifferenz $\Delta\phi$ bestimmt und dem Beobachter Beob zugeführt. Wie in Kapitel 4 wird das zusätzlich berechnete Drehmoment M_{Em} aus dem Block C_M verwendet, um die Schätzung des Rotorwinkels mit dem Beobachter zu verbessern.

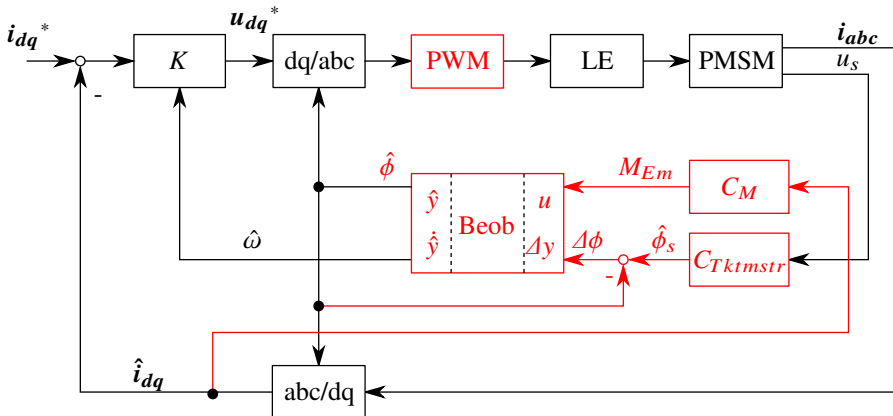


Abbildung 6.1: Struktur der gerberlosen Regelung mit dem neuen Taktmusterverfahren, Verwendung neuer Taktmuster und einem Beobachter mit Drehmoment als zusätzlichem Eingang (rot)

6.2 Physikalische Eigenschaften

6.2.1 Injektion der Taktmuster

Für die Anregung der Induktivitäten werden beim Taktmusterverfahren spezielle Test-Schaltzustände in die PWM integriert. Um die geforderten Spannungen der feldorientierten Regelung u_{dq}^* mit der Leistungselektronik bereit zu stellen, schalten je nach Länge und Winkel des geforderten Spannungszeigers die Leistungsschalter der drei Halbbrücken die Maschine entweder auf die positive oder negative Batteriespannung. Die Phasenspannungen u_{abc} ergeben sich dabei aus dem Mittelwert aller Schaltzustände über die aktuelle PWM-Periode. Die Test-Schaltzustände sollen sich daher im Mittel über eine oder mehrere PWM-Perioden wieder aufheben und die Erzeugung der geforderten Spannungen der feldorientierten Regelung u_{dq}^* möglichst wenig beeinträchtigen.

Die möglichen Schaltzustände Z_{SaSbSc} der PWM und die zugehörigen Phasenspannungen $u_{Z_{SaSbSc}}$ ($\forall Sa, Sb, Sc \in \{1, 0\}$) an der PMSM werden entsprechend der aktiv geschalteten Halbbrücken bezeichnet. Beispielsweise ergeben sich die Phasenspannungen $u_{Z_{001}}$ an der PMSM mit dem Schaltzustand Z_{001} , wobei die Phasen a und b auf die negative und die Phase c auf die positive Batteriespannung geschaltet werden (vgl. Gleichung (6.1)). Die folgenden Gleichungen beziehen sich immer auf die negative Batteriespannung als Nullpunktpotential.

$$u_{Z_{001}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_{Batt} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Für das Taktmusterverfahren nach [49] sowie für das neue Taktmusterverfahren sind die Sternpunktspannungen bei den Test-Schaltzuständen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} erforderlich. Die Werte der Sternpunktspannung während der Test-Schaltzustände werden entsprechend mit u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} bezeichnet. Die drei Test-Schaltzustände für das Taktmusterverfahren Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} kommen nicht in der mittenzentrierten PWM vor und müssen daher entsprechend in die PWM integriert werden. Für die Herleitung der Gleichungen wird in der vorliegenden Arbeit eine Möglichkeit ausgewählt, die drei Test-Schaltzustände in einem PWM-Muster zu erzeugen. Dazu werden die Schaltbefehle der Phasen zueinander versetzt jeweils zu einem Drittel der PWM-Periode aktiv und zu zwei Drittel inaktiv geschaltet. Im Mittel ergibt sich daraus für die PMSM ein Nullspannungszeiger. Für die Winkelbestimmung kann das Taktmuster zwischen die PWM-Muster der feldorientierten Regelung gefügt werden. In Abbildung 6.2 werden die idealen Schaltbefehle für die oberen Schalter TH_a , TH_b und TH_c der drei Halbbrücken dargestellt. Die unteren Schalter TL_a , TL_b und TL_c werden entsprechend einer üblichen Ansteuerung um die Verschlusszeiten erweitert.

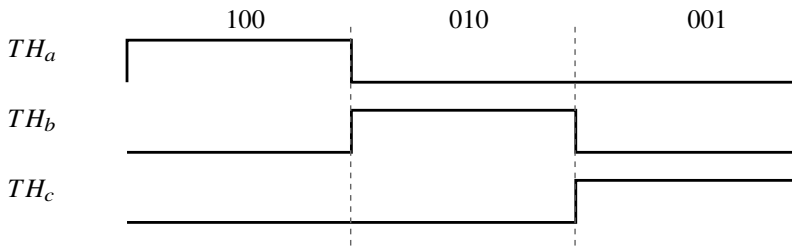


Abbildung 6.2: Stellbefehle der oberen Schalter (TH) der Leistungselektronik für die Messung der Sternpunktspannungen u_{s100} , u_{s010} und u_{s001} für das Taktmusterverfahren (modifizierte Darstellung basierend auf [49]).

Die PWM-Ansteuerungen nach [49] oder [50] ermöglichen die Kombination der feldorientierten Regelung mit den Test-Taktmustern (vgl. Abschnitt 1.2.3). Eine neue Möglichkeit der PWM-Ansteuerung für die Erweiterung des Drehzahlbereichs und für die Reduzierung des Rauschanteils der geberlosen Winkelerfassung wird im folgenden Abschnitt 6.2.2 vorgestellt.

6.2.2 Neue Taktmuster

Die Test-Schaltzustände Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} für die Messungen der Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} können direkt in das PWM-Muster der feldorientierten Regelung integriert werden. Ausgehend von einem beispielhaften Spannungszeiger \bar{u}_{abc} mit einer über die PWM-Periode gemittelten Länge von $U_{Batt} \frac{\sqrt{3}}{4}$ und dem Winkel von 210° ergibt sich folgendes Taktmuster bei mittenzentrierter PWM (vgl. Gleichung (6.2) und Abbildung 6.3)

$$\bar{u}_{abc} = \frac{1}{4} \mathbf{u}_{Z_{001}} + \frac{1}{4} \mathbf{u}_{Z_{011}} + \frac{1}{4} \mathbf{u}_{Z_{111}} + \frac{1}{4} \mathbf{u}_{Z_{000}} \tag{6.2}$$

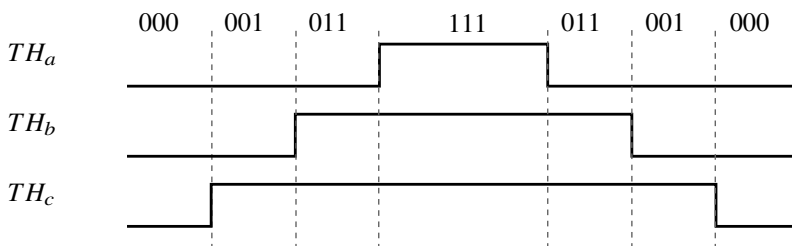


Abbildung 6.3: Schaltbefehle nach Gleichung (6.2) für die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken bei einer mittenzentrierten PWM. Die Schaltbefehle der unteren Schalter ergeben sich aus den Schaltbefehlen der oberen Schalter und der Schutzzeit zwischen den Schaltvorgängen (Beispielsweise aus [6]).

Für die erste Möglichkeit der Ansteuerung wird in [103]-[106] vorgeschlagen, die Ansteuerungsdauer der ersten Phase ganz an den Anfang, die Ansteuerungsdauer der zweiten Phase in die Mitte und die Ansteuerungsdauer der dritten Phase an das Ende der PWM-Periode zu verschieben. Dabei wird die mittlere Phasenspannung nicht verändert. Für das Taktmusterverfahren ergeben sich durch die Verschiebungen pro PWM zwei messbare Test-Schaltzustände. Die Auswahl der messbaren Sternpunktspannungen variiert abhängig von den unterschiedlichen Möglichkeiten für die Verschiebung der Phasen an den Anfang, in die Mitte und an das Ende der Periode. Im Folgenden werden drei Verschiebungen basierend auf [103]-[106] dargestellt, die nacheinander die Messung der Sternpunktspannung bei den drei Test-Schaltzuständen ermöglicht. Zunächst wird in Abbildung 6.4 das Taktmuster für die Messung von u_{s010} und u_{s001} dargestellt. Danach folgen die Taktmuster für die Messung von u_{s001} und u_{s100} in Abbildung 6.5 sowie die Taktmuster für die Messung von u_{s100} und u_{s010} in Abbildung 6.6.

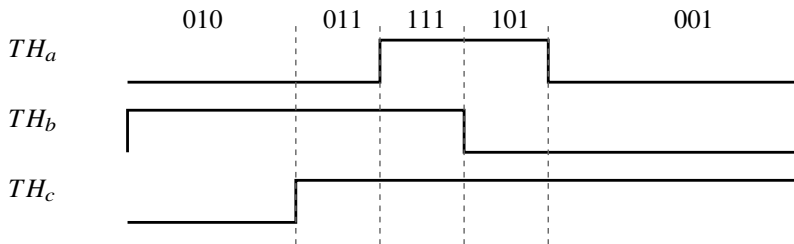


Abbildung 6.4: Taktmuster 1: Stellbefehle des neuen Taktmusterverfahrens für die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken bei einer unzentrierten PWM. Der Spannungszeiger ergibt sich zu: \bar{u}_{abc_1} (vgl. Gleichung (6.3), basierend auf [103])

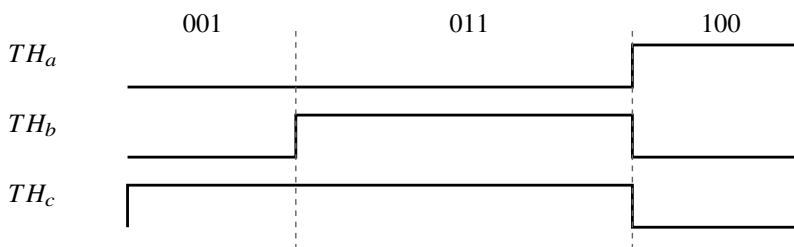


Abbildung 6.5: Taktmuster 2: Stellbefehle des neuen Taktmusterverfahrens für die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken bei einer unzentrierten PWM. Der Spannungszeiger ergibt sich zu: \bar{u}_{abc_2} (vgl. Gleichung (6.3), basierend auf [103])

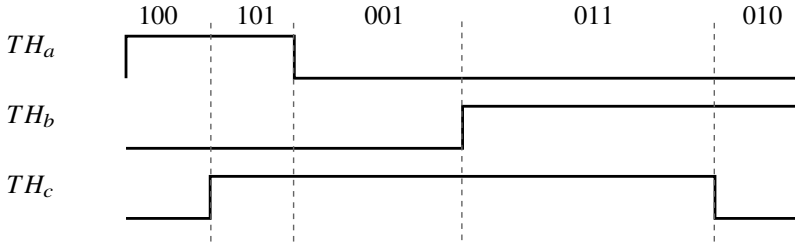


Abbildung 6.6: Taktmuster 3: Stellbefehle des neuen Taktmusterverfahrens für die oberen Schalter (TH) der Halbbrücken bei einer unzentrierten PWM. Der Spannungszeiger ergibt sich zu: \bar{u}_{abc3} (vgl. Gleichung (6.3), basierend auf [103])

Um die drei gemessenen Sternpunktspannungen zu erhalten, werden die neuen Taktmuster abgewechselt. Dazu können die drei neuen Taktmuster zyklisch oder zufällig abgewechselt werden. Alternativ kann auch je nach geforderter Spannung zwischen zwei der drei Taktmuster hin- und hergeschaltet werden, um längere Messfenster für die **Fast Analog to Digital Converter (FADC)**-Messung (vgl. Abschnitt 6.2.3) zu erhalten. Mit der beispielhaft geforderten Spannung nach Gleichung (6.2) ist ein Wechsel zwischen dem Taktmuster 1 und dem Taktmuster 2 sinnvoll (vgl. Abbildungen 6.4 und 6.5). Da bei dem vorliegenden System durch den geringen Spannungsbedarf im Drehzahlbereich bis 10% der Nenn Drehzahl die Messfenster ausreichend lang sind, wird in der vorliegenden Arbeit eine zyklische Abwechslung der drei Taktmuster angewandt. Die Phasenspannungen ergeben sich durch die Verschiebung im Mittel bei allen drei Taktmustern jeweils wieder zu der ursprünglich geforderten Phasenspannung ohne Verschiebung (vgl. Gleichung (6.3) und (6.2)).

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{abc1} &= \frac{1}{4}u_{Z010} + \frac{1}{8}u_{Z011} + \frac{1}{8}u_{Z111} + \frac{1}{8}u_{Z101} + \frac{3}{8}u_{Z001} \\
 \bar{u}_{abc2} &= \frac{1}{4}u_{Z001} + \frac{1}{2}u_{Z011} + \frac{1}{4}u_{Z100} \\
 \bar{u}_{abc3} &= \frac{1}{8}u_{Z100} + \frac{1}{8}u_{Z101} + \frac{1}{4}u_{Z001} + \frac{3}{8}u_{Z011} + \frac{1}{8}u_{Z010} \\
 \bar{u}_{abc} &= \bar{u}_{abc1} = \bar{u}_{abc2} = \bar{u}_{abc3}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Abhängig von den Eigenschaften des Systems sind bei der Verschiebung der Taktmuster jeder Phase gegebenenfalls auch kleinere Verschiebungen relativ zur Mitte der PWM-Periode für die Messung ausreichend. Der Vorteil von kleineren Verschiebungen liegt in einer geringeren Störung der Phasenströme durch die Test-Taktmuster relativ zur mittenzentrierten PWM (vgl. Abschnitt 6.3.2).

Der wesentliche Vorteil der neuen Ansteuerung gegenüber der Ansteuerung aus dem vorhergehenden Abschnitt ist die Integration der Test-Schaltzustände in jede PWM-Periode der Nutzspannung, ohne dabei die Anzahl der Schaltvorgänge zu erhöhen. Gegenüber [49] liegt der Vorteil der neuen Ansteuerung in der häufigeren Messung der Sternpunktspannung pro PWM. Mit dem Verfahren nach [49] werden drei PWM-Perioden für die Messung der drei Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} benötigt. Mit der neuen Ansteuerung können über drei PWM-Perioden die Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} zweimal erfasst

werden. Das hat zum einen den Vorteil, dass mit der doppelten Häufigkeit der Winkelberechnung dem Beobachter mehr Messwerte pro Zeit zur Verfügung stehen. Und zum anderen wird bei gleicher Winkelgeschwindigkeit der Maschine während einer Winkelberechnung lediglich ein halb so großer Winkel überstrichen. Beide Effekte verbessern die Winkelschätzung mit dem Beobachter und führen zu reduzierten Winkelfehlern ϕ_{err} . In [50] wird neben anderen Möglichkeiten zur Ansteuerung auch eine Verschiebung der Ansteuerungsdauern vorgeschlagen. Anders als bei der vorgestellten neuen Vorgehensweise wird nur ein Verschiebungsmuster beibehalten, um die Rotorwinkel zu bestimmen. Gegenüber den Vorschlägen aus [50] ermöglicht das neue Taktmusterverfahren durch die abwechselnde Verwendung der verschobenen Ansteuerungsdauern die Messung der drei Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} aus [49]. Das hat den Vorteil, dass durch die Kombination der drei Sternpunktspannungen unerwünschte Störeffekte in der Signalverarbeitung verringert werden.

6.2.3 Messung der Sternpunktspannung

Die Messung der Sternpunktspannung wird mit einer entsprechend vorgeschalteten Spannungsanpassung sowie dem FADC-Eingang des Mikrocontrollers durchgeführt. Alternativ kann auch ein Analog to Digital Converter (ADC) Eingang mit einem Hold-Glied verwendet werden. Die Messungen sind durchzuführen, während die Zustände Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} aktiv geschaltet sind. Die Potentiale des Hochvoltsystems, bestehend aus Hochvoltbatterie, Leistungselektronik und Maschine, sind aus Sicherheitsgründen in Elektro- und Hybridfahrzeugen zwingend von dem restlichen Fahrzeug zu trennen. Daher kann eine Messung der Sternpunktspannung nur innerhalb des Hochvoltsystems erfolgen. Für den Aufbau der Messelectronik werden zwei Möglichkeiten in Betracht gezogen:

Messaufbau 1

Die Sternpunktspannung der elektrischen Maschine kann gegen die positive oder die negative Batteriespannung gemessen werden (vgl. Abbildung 6.7 und [49] und [50]). Das Bezugspotential wird in der vorliegenden Arbeit auf die negative Batteriespannung definiert ($U_{Batt-} = 0$ V). Dabei nimmt die Sternpunktspannung gemittelt über eine Rotordrehung, je nach Beschaltung mit keiner, einer, zwei oder drei aktiven Halbbrücken, die Potentiale von $0V$, $\frac{1}{3}U_{Batt}$, $\frac{2}{3}U_{Batt}$ und U_{Batt} an. Gemittelt über eine Rotordrehung ergibt sich die Sternpunktspannung bei den Test-Schaltzuständen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} zu $\frac{1}{3}U_{Batt}$. In der Signalverarbeitung wird durch die Differenzbildung zwischen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} der Mittelwert entfernt, um den gesuchten winkelabhängigen Spannungsanteil für die Berechnung der Winkelinformation zu erzeugen.

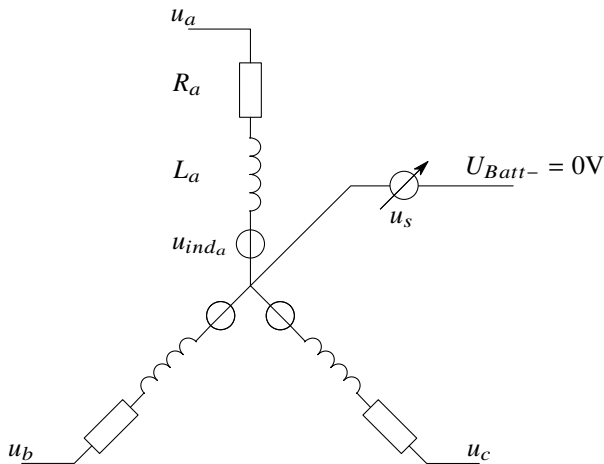


Abbildung 6.7: Messaufbau 1, bestehend aus einer PMSM und einer Spannungsmessung für die Messung der Sternpunktspannung u_s an der PMSM gegenüber der negativen Batteriespannung $U_{Batt-} = 0V$ als Bezugspotential (Modell der PMSM aus Kapitel 3, Messung basierend auf [49] und [50])

Messaufbau 2

Die Sternpunktspannung kann auch zwischen dem Maschinensternpunkt und einem parallel geschalteten symmetrischen Sternpunkt aus drei gleichen Widerständen R_s gemessen werden (vgl. Abbildung 6.8 und [63]). Mit der Differenzmessung zwischen der Sternpunktspannung und dem symmetrischen Sternpunkt aus drei gleichen Widerständen ergibt sich die Sternpunktspannung gemittelt über eine Rotordrehung bei allen Test-Schaltzuständen ungefähr zu 0 V. Da sich der Mittelwert des gesuchten winkelabhängigen Spannungsanteils ungefähr zu 0 V ergibt, wird für die Berechnung der Winkelinformation keine Differenzbildung in der Signalverarbeitung benötigt.

An den Widerständen des parallelen Sternpunktes sollte möglichst wenig Wärme erzeugt werden, um den Kühlaufwand klein und die Energieeffizienz hoch zu halten. Die Elektronik bestehend aus einem FADC und vorgeschalteter Spannungsanpassung benötigt für die Messung der Sternpunktspannung mit geeigneter Geschwindigkeit und Genauigkeit einen geringen minimalen Eingangsstrom. Der Eingangsstrom ergibt sich aus der Reaktanz der Messelektronik, des Widerstandssternpunkts, der Maschine und der Spannungsdifferenz zwischen den Sternpunkten. Die Widerstände für den Widerstandssternpunkt sind bei vorliegendem System daher klein genug zu wählen, damit der minimale Eingangsstrom in die Messelektronik fließen kann und groß genug, um möglichst wenig Wärme zu erzeugen.

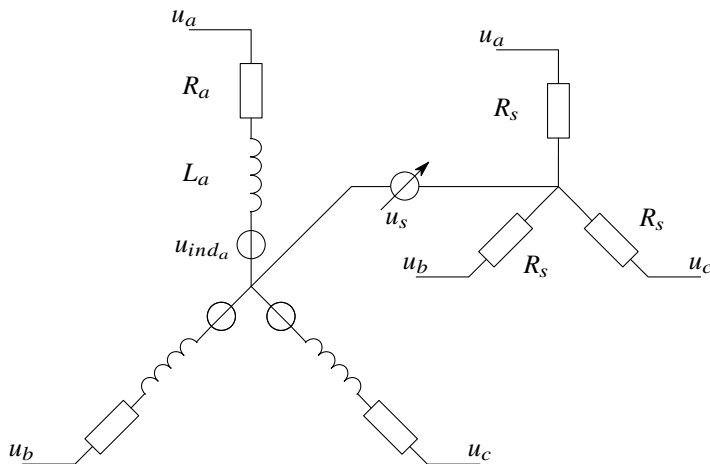


Abbildung 6.8: Messaufbau 2, bestehend aus einer PMSM, einer Spannungsmessung und einem parallel geschalteten symmetrischen Sternpunkt aus drei gleichen Widerständen R_s für die Messung der Sternpunktspannung u_s an der PMSM gegenüber dem parallel geschalteten symmetrischen Sternpunkt (Modell der PMSM aus Kapitel 3, Messung basierend auf [63])

Vergleich der Messaufbauten

Die Spannungsfestigkeit der Messelektronik sollte in beiden Fällen wegen möglicher Spannungsspitzen während der Umschaltvorgänge ein Vielfaches der Batteriespannung betragen. Der wesentliche Unterschied zwischen den Messaufbauten besteht in der erreichbaren Genauigkeit der Messung. In dem Messaufbau 1 ist der zu messende Wert der Eingangsspannung um $\frac{1}{3}U_{Batt}$ höher als bei dem zweiten Messaufbau. Da bei dem Messaufbau 1, mit einer passenden Spannungsanpassung, ein größerer Spannungsbereich mit den verfügbaren Bits des FADCs abgedeckt wird, verringert sich die Auflösung der Spannungswandlung entsprechend. Mit der zweiten Möglichkeit wird die Auflösung der Spannungswandlung durch die mittelwertfreie Messung nicht verringert. Allerdings hängt die Genauigkeit der erfassten Spannung zusätzlich von einem möglicherweise asymmetrischen Widerstandssternpunkt ab. Ein asymmetrischer Widerstandssternpunkt kann beispielsweise durch unterschiedliche Zuleitungen, unterschiedliche Widerstandsbauteile oder asymmetrische Temperaturänderungen hervorgerufen werden. Die erreichbaren Genauigkeiten sind je nach Systemkonfiguration und Auswahl der Bauteile zu bewerten.

Für die vorliegende Anwendung in Elektro- und Hybridfahrzeugen wurde der Messaufbau 1 ausgewählt, da sich der Messaufbau 1 durch ausreichende Genauigkeit, geringere Wärmeabgabe und insbesondere durch geringere Kosten auszeichnet.

Zeitlicher Verlauf der Messung

In der Arbeit werden für jede Messung der Sternpunktspannung vier kurz aufeinander folgende FADC-Messungen in einem $10\mu s$ breiten Messfenster getriggert (vgl. Abbildung 6.9). Die erste der vier FADC-Messungen kann erst nach der Einschwingzeit der Sternpunktspannung bei sicher durchgeschalteter Halbbrücke erfolgen. Daher ist nach aktivierter oberer Halbbrücke (TH_a in Abbildung 6.9) etwa die Dauer einer Verschlusszeit (T_v) zu warten, bis der Messvorgang gestartet werden kann. Die Dauer der Wandlung wird durch den Takt und die Auflösung des FADCs bestimmt. Nach jeder Wandlung wird das Ergebnis über den **D**irect **M**emory **A**ccess (DMA) in den Speicher des Mikrocontrollers abgelegt. Alle vier Messungen müssen abgeschlossen sein, bevor die nächste Halbbrücke entsprechend der Nutzbestromung geschaltet werden kann. Für die weitere Signalverarbeitung wird ein Mittelwert aus den vier Messergebnissen gebildet.

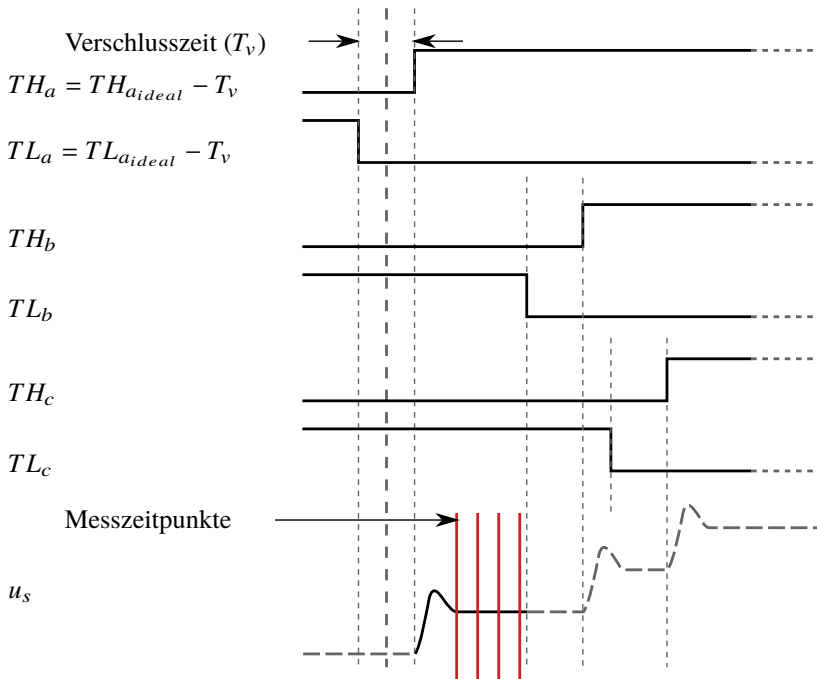


Abbildung 6.9: Die ersten sechs Stellbefehle für die oberen (TH) und unteren (TL) Schalter der drei Halbbrücken sowie der beispielhafte Spannungsverlauf der Sternpunktspannung u_s und deren Messung mit einem FADC. Der zu messende Bereich der Sternpunktspannung (hier u_{s100}) ist in schwarz und nicht relevante Bereiche sind in grau dargestellt. Die Messzeitpunkte des FADCs sind mit rot markiert.

6.2.4 Neue Herleitung der Formeln

Für die Herleitung der Sternpunktspannung wird hier anders als im Kapitel 5 als Ausgangspunkt für die Herleitung nicht das dq-Modell verwendet sondern die Gleichungen der Strangspannungen aus Kapitel 3. Die Spannungsabfälle $\mathbf{u}_{Rabc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc}$ an den Widerständen \mathbf{R}_{abc} sowie die induzierten Spannungen $\mathbf{u}_{ind,abc} = \omega(\mathbf{k}_{abc})$ werden hier nicht betrachtet. Die vernachlässigten Spannungsabfälle lassen sich mit einer entsprechenden Differenzbildung in der Signalverarbeitung im Abschnitt 6.3.1 entfernen, da die Anteile für drei aufeinanderfolgende PWM-Perioden als nahezu konstant angenommen werden können (vgl. Gleichung (3.2) und Abbildung 3.6). Die Gleichungen der Strangspannungen aus Gleichung (3.2) ergeben sich daher zu:

$$\begin{aligned} u_{as} &= \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} \\ u_{bs} &= \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_b}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} \\ u_{cs} &= \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_b} \frac{di_b}{dt} + \frac{\partial \Psi_c}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Die in gleicher Weise vereinfachte Gleichung der Sternpunktspannung ergibt sich zu (vgl. Gleichung (3.15) und (6.5)):

$$\begin{aligned} u_s &= u_a - u_{as} \\ &= u_a - L_{aa} \frac{di_a}{dt} - L_{ab} \frac{di_b}{dt} - L_{ac} \frac{di_c}{dt}. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Um einen Ausdruck für u_{as} herzuleiten, der von den Eingangsspannungen und den Induktivitäten abhängt, sind explizite Gleichungen für die Ströme \mathbf{i}_{abc} nötig. Dazu werden die Maschengleichungen für u_{ab} und u_{bc} verwendet (vgl. Gleichung (3.14)). Mit $\sum \dot{\mathbf{i}}_{abc} = 0$ (bzw. $\sum \mathbf{i}_{abc} = 0$) kann das Gleichungssystem (6.6) im Laplace-Bereich aufgestellt werden:

$$\begin{bmatrix} u_a - u_b \\ u_b - u_c \\ 0 \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} L_{aa} - L_{ab} & L_{ab} - L_{bb} & L_{ac} - L_{bc} \\ L_{ab} - L_{ac} & L_{bb} - L_{bc} & L_{bc} - L_{cc} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

In Matrixschreibweise ergibt sich:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{M_s} &= s \mathbf{L}_{M_s} \mathbf{i}_{abc} \\ s \mathbf{i}_{abc} &= \mathbf{L}_{M_s}^{-1} \mathbf{u}_{M_s}. \end{aligned} \quad (6.7)$$

Aus dem Gleichungssystem (6.7) wird $s \mathbf{i}_{abc}$ bestimmt und anschließend in Gleichung (6.5) eingesetzt (vgl. Gleichung (6.8)). Ausmultipliziert ergibt sich die Sternpunktspannung u_s

abhängig von den Eingangsspannungen sowie von den strom- und winkelabhängigen Induktivitäten zu:

$$u_s = \frac{1}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \left(u_a(-L_{bc}^2 + L_{ab}L_{bc} - L_{ac}L_{bb} + L_{ac}L_{bc} - L_{ab}L_{cc} + L_{bb}L_{cc}) + u_b(-L_{ac}^2 + L_{ab}L_{ac} - L_{aa}L_{bc} - L_{ac}L_{bc} + L_{aa}L_{cc} - L_{ab}L_{cc}) + u_c(-L_{ab}^2 + L_{ab}L_{ac} + L_{aa}L_{bb} - L_{aa}L_{bc} + L_{ab}L_{bc} - L_{ac}L_{bb}) \right). \quad (6.8)$$

Die Determinante $\det(\mathbf{L}_{M_s})$ ergibt sich zu:

$$\det(\mathbf{L}_{M_s}) = -L_{ab}^2 - L_{ac}^2 - L_{bc}^2 + 2L_{ab}L_{ac} + 2L_{ab}L_{bc} + 2L_{ac}L_{bc} - 2L_{cc}L_{ab} - 2L_{bb}L_{ac} - 2L_{aa}L_{bc} + L_{aa}L_{bb} + L_{aa}L_{cc} + L_{bb}L_{cc}. \quad (6.9)$$

Im Gegensatz zu den Annahmen in Kapitel 3 werden die Induktivitäten als Faktoren angenommen, die nur von dem Rotorwinkel abhängen und nicht von Strom und Rotorwinkel. Weiterhin wird der Ansatz für die Winkelabhängigkeit der Induktivität nach [20] verwendet, welcher eine Berücksichtigung der Leckage zwischen Selbst- und Gegeninduktivität zulässt:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{s0} + L_{s2} \cos(2\phi) \\ L_{bb} &= L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\phi + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{cc} &= L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\phi - \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{ab} &= M_{s0} + M_{s2} \cos\left(2\phi - \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{bc} &= M_{s0} + M_{s2} \cos(2\phi) \\ L_{ac} &= M_{s0} + M_{s2} \cos\left(2\phi + \frac{2}{3}\pi\right). \end{aligned} \quad (6.10)$$

Mit $M_{s0} = -\frac{1}{2}L_{s0}$ und $M_{s2} = L_{s2}$ ergibt sich wieder die weiter verbreitete Variante der Modellierung (vgl. Abschnitt 3.1.1 und [20]). Die Faktoren ergeben sich aus der $\frac{2}{3}\pi$ -Verschiebung der Phaseninduktivitäten und sind bei Maschinen mit geringen Leckagen zulässig. Bei Maschinentypen mit höherer Leckage und stärkeren Sättigungseffekten, unter anderem bei der vorliegenden Maschine, gilt die Annahme nicht. Es wird stattdessen angenommen, dass $M_{s0} \leq -\frac{1}{2}L_{s0}$ und $M_{s2} \leq L_{s2}$ gilt (vgl. Kapitel 3 und Abbildung 3.2 und 3.3).

Im Gegensatz zu der hergeleiteten Beschreibung des Sternpunktes (vgl. Gleichung (6.8)) wird die Sternpunktspannung üblicherweise vereinfacht als Mittelwert der Phasenspannungen modelliert. Ausgehend von Gleichung (6.8) gilt das nur bei $M_{s0} = -\frac{1}{2}L_{s0}$ und $M_{s2} = L_{s2}$

(keine Leckage), bei $L_{s2} = M_{s2} = 0$ ($L_d = L_q$) oder gemittelt über eine Maschinenumdrehung bei Stromregelung (vgl. Gleichung (6.11)).

$$u_s = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \quad (6.11)$$

Daher ist das Verfahren bei magnetisch symmetrischen Maschinen ($L_d = L_q$) oder bei Maschinen ohne Leckage nicht einsetzbar.

Ausgehend von den Test-Schaltzuständen des Taktmusterfahrens (vgl. Abbildung 6.2) und den Annahmen zu den Induktivitäten (vgl. Gleichung (6.10)) ergeben sich die Sternpunktspannungen (vgl. Gleichung (6.8)) u_{s100} , u_{s010} und u_{s001} zu:

$$\begin{aligned} u_{s100} &= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\ &\left(8L_{s0}M_{s0} - 4L_{s2}M_{s2} + 4L_{s0}^2 - L_{s2}^2 + 4M_{s0}^2 - 4M_{s2}^2 \right. \\ &\quad + \cos(2\phi)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \\ &\quad \left. + \cos(4\phi)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right) \end{aligned} \quad (6.12)$$

$$\begin{aligned} u_{s010} &= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\ &\left(8L_{s0}M_{s0} - 4L_{s2}M_{s2} + 4L_{s0}^2 - L_{s2}^2 + 4M_{s0}^2 - 4M_{s2}^2 \right. \\ &\quad + \cos(2\phi + 2\pi/3)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \\ &\quad \left. + \cos(4\phi + 4\pi/3)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right) \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} u_{s001} &= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\ &\left(8L_{s0}M_{s0} - 4L_{s2}M_{s2} + 4L_{s0}^2 - L_{s2}^2 + 4M_{s0}^2 - 4M_{s2}^2 \right. \\ &\quad + \cos(2\phi + 4\pi/3)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \\ &\quad \left. + \cos(4\phi + 2\pi/3)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right). \end{aligned} \quad (6.14)$$

Für die konstante, winkelunabhängige Determinante der Induktivitätsmatrix \mathbf{L}_{M_s} gilt:

$$\det(\mathbf{L}_{M_s}) = 3(4L_{s0}^2 + 8L_{s0}M_{s0} - L_{s2}^2 - 4L_{s2}M_{s2} + 4M_{s0}^2 - 4M_{s2}^2). \quad (6.15)$$

Die Sternpunktspannungen der Nullzeiger, u_{s111} und u_{s000} ergeben sich, wenn alle drei Phasen auf die positive, beziehungsweise auf die negative Batteriespannung geschaltet werden.

$$u_{s111} = U_{Batt} \quad (6.16)$$

$$u_{s000} = 0 \quad (6.17)$$

In Abbildung 6.10 werden die fortlaufend bestimmten Signale u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} durch Auswertung der simulierten Sternpunktspannung bei jeweils angelegter Phasenspannung $\mathbf{u}_{Z_{001}}$, $\mathbf{u}_{Z_{010}}$ und $\mathbf{u}_{Z_{100}}$ über den Rotorwinkel dargestellt.

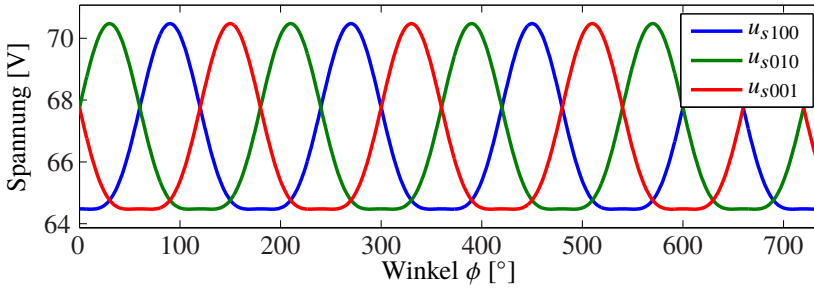


Abbildung 6.10: Simulation der fortlaufend bestimmten Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} bei den Schaltzuständen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100}

Es ergeben sich drei winkelabhängige, periodische Signale, die zueinander jeweils mit $2\pi/3$ verschoben sind. Die Abhängigkeit von dem Rotorwinkel ist mit doppelter Frequenz und mit vierfacher Frequenz ausgeprägt. Die drei Signale sind wegen dem Signalanteil mit vierfacher Frequenz an ihren Maxima jeweils spitzer und an ihren Minima flacher als ein sinusförmiges Signal mit doppelter Frequenz. Aus den Signalen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} lässt sich der Rotorwinkel bestimmen.

6.3 Funktionsweise des Verfahrens

6.3.1 Bestimmung des Rotorwinkels

Als Vorbereitung für die Winkelberechnung werden Differenzen zwischen den Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} bei den Schaltzuständen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} bestimmt (vgl. Gleichung (6.20)). Damit werden die Spannungsabfälle an den Widerständen, die induzierten Spannungen und der Mittelwert von $\frac{1}{3}U_{Batt}$ entfernt.

$$\begin{aligned}
 u_{s\text{dif}_1} &= u_{s100} - u_{s010} \\
 &= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}\mathbf{M}_s)} \\
 &\quad \left(\sqrt{3} \sin(2\phi + \pi/3)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \right. \\
 &\quad \left. + \sqrt{3} \sin(4\phi + 2\pi/3)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right) \quad (6.18)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u_{s\text{dif}_2} &= u_{s010} - u_{s001} \\
 &= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}\mathbf{M}_s)} \\
 &\quad \left(-\sqrt{3} \sin(2\phi)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \right. \\
 &\quad \left. + \sqrt{3} \sin(4\phi)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right) \quad (6.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{s dif_3} &= u_{s001} - u_{s100} \\
&= \frac{U_{Batt}}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\
&\quad \left(\sqrt{3} \sin(2\phi - \pi/3)(-4L_{s0}L_{s2} + 4L_{s0}M_{s2} - 4L_{s2}M_{s0} + 4M_{s0}M_{s2}) \right. \\
&\quad \left. - \sqrt{3} \sin(4\phi + \pi/3)(+2L_{s2}^2 - 4M_{s2}^2 + 2L_{s2}M_{s2}) \right). \tag{6.20}
\end{aligned}$$

In Abbildung 6.11 werden die fortlaufend bestimmten Differenzen der Sternpunktspannungen dargestellt. Ähnlich wie die Signale u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} ergeben sich die Spannungsdifferenzen $u_{s dif_1}$, $u_{s dif_2}$ und $u_{s dif_3}$ zu 3 periodischen Signalen. Zudem sind die Signale mit doppelter und mit vierfacher Frequenz vom Rotorwinkel abhängig. Die Differenzen der Sternpunktspannungen sind mittelwertfrei und weisen verglichen mit den Sternpunktspannungen eine veränderte Signalform auf. Die veränderte Signalform entsteht durch veränderte Phasen zwischen dem doppelten und dem vierfachen Rotorwinkel und ist nun besonders an den Nulldurchgängen sichtbar.

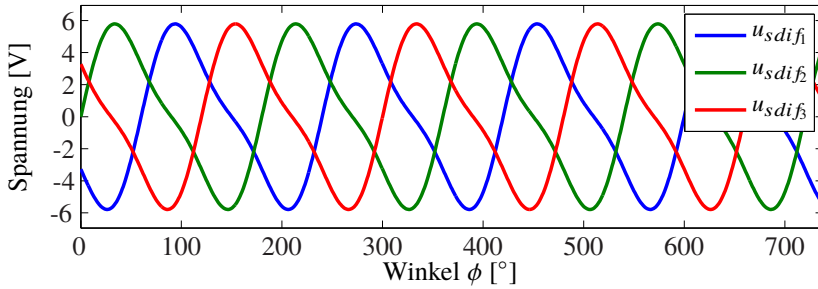


Abbildung 6.11: Simulation der fortlaufend bestimmten Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{s dif_1}$, $u_{s dif_2}$ und $u_{s dif_3}$ aus den Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} .

Die drei Differenzen der Sternpunktspannungen werden anschließend mit der Clarke-Transformation (vgl. Anhang A.2) in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert (vgl. Gleichung (6.22)).

$$\begin{aligned}
u_{s\alpha} &= \frac{U_{Batt}(L_{s2} - M_{s2})}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\
&\quad \left(2\sqrt{3} \sin(2\phi - 2\pi/3)(2L_{s0} + 2M_{s0}) \right. \\
&\quad \left. + 2\sqrt{3} \sin(4\phi + 2\pi/3)(L_{s2} + 2M_{s2}) \right) \tag{6.21}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{s\beta} &= \frac{U_{Batt}(L_{s2} - M_{s2})}{\det(\mathbf{L}_{M_s})} \\
&\quad \left(2\sqrt{3} \sin(2\phi - \pi/6)(2L_{s0} + 2M_{s0}) \right. \\
&\quad \left. + 2\sqrt{3} \sin(4\phi + \pi/6)(L_{s2} + 2M_{s2}) \right). \tag{6.22}
\end{aligned}$$

In Abbildung 6.12 werden die transformierten Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{s\alpha}$ und $u_{s\beta}$ dargestellt. Die transformierten Differenzen sind zwei unterschiedliche periodische Signale, die vom doppelten und vierfachen Rotorwinkel abhängen. Dabei weisen die Signalanteile mit doppelter Abhängigkeit vom Rotorwinkel zueinander eine konstante Phasenverschiebung von $\pi/2$ auf und eignen sich daher besonders für die Bestimmung des Rotorwinkels (vgl. Gleichung (6.22) sowie Abbildung 6.12).

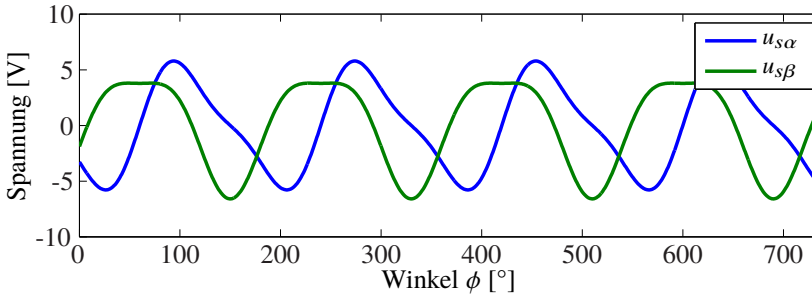


Abbildung 6.12: Simulation der fortlaufend bestimmten transformierten Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{s\alpha}$ und $u_{s\beta}$ aus den Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{sdi f_1}$, $u_{sdi f_2}$ und $u_{sdi f_3}$.

Aus den transformierten Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{s\alpha}$ und $u_{s\beta}$ kann mithilfe des Arkustangens2 eine Berechnung des Winkels ($2\hat{\phi}_s$) mit doppelter Rotorfrequenz bestimmt werden (vgl. Gleichung (6.23)). Die Signalanteile mit der vierfachen Rotorfrequenz werden aktuell nicht verwendet und sollten in der Signalverarbeitung unterdrückt werden. Prinzipbedingt bleibt auf dem Winkel des Taktmusterverfahrens durch die Differenzbildung eine konstante Phasenverschiebung von $2\pi/3$. Die Phasenverschiebung ist durch einen konstanten Offset mit Verwendung der Modulo-Funktion ($\text{mod}(m, n)$ in [107]) entsprechend auszugleichen.

$$(2\hat{\phi}_s) = \text{mod}(\arctan2(u_{s\alpha}, u_{s\beta}) + 2\pi/3, 2\pi) \quad (6.23)$$

Für die Schätzung des Rotorwinkels wird die Differenz $\Delta\phi$ zwischen dem berechneten Rotorwinkel des Taktmusterverfahrens und dem geschätzten Winkel des Beobachters wiederum dem Beobachter zugeführt (vgl. Gleichung (6.24)).

$$\Delta\phi = 0.5 \left(\text{mod} \left((2\hat{\phi}_s) - \text{mod}(2\hat{\phi}, 2\pi) + \pi/2, 2\pi \right) - \pi/2 \right) \quad (6.24)$$

Alternativ kann die Winkeldifferenz bezogen auf den letzten berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}_{s(k-1)}$ berechnet und entsprechend integriert werden (vgl. Gleichung (6.25)).

$$\hat{\phi}_s = \text{mod} \left(\int 0.5 \left(\text{mod} \left((2\hat{\phi}_s) - (2\hat{\phi}_{s(k-1)}) + \pi/2, 2\pi \right) - \pi/2 \right), 2\pi \right) \quad (6.25)$$

In Abbildung 6.13 ist ein simulierter Verlauf des Rotorwinkels und der Winkelberechnung dargestellt. In dem dargestellten Verlauf ist eine Oberwelle auf dem Winkel erkennbar, die neben anderen Fehlereinflüssen im nächsten Abschnitt diskutiert wird.

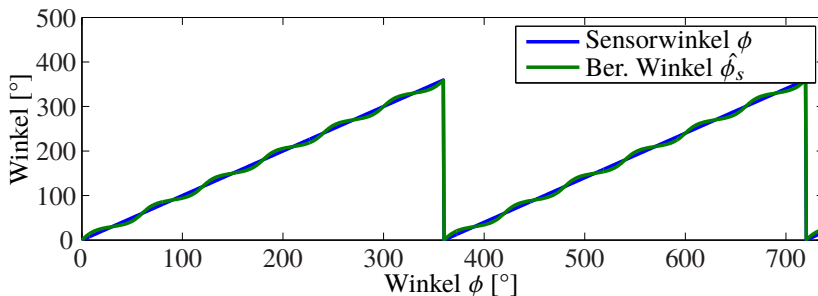


Abbildung 6.13: Simulation des fortlaufend berechneten Winkels $\hat{\phi}_s$ aus den transformierten Differenzen der Sternpunktspannungen $u_{s\alpha}$ und $u_{s\beta}$.

6.3.2 Fehlereinflüsse und Anpassungen

Das Taktmusterverfahren hängt, wie auch das Testpulsverfahren und das Testsignalverfahren, von dem Unterschied der Induktivitäten L_d und L_q ab. Durch die mit steigendem Strom zunehmende Sättigung verändert sich die Induktivität und auch das Verhalten des Taktmusterverfahrens. In den folgenden beiden Abschnitten werden die Auswirkungen des Stromes auf den Winkelfehler des Taktmusterverfahrens nach [49] dargestellt. Im dritten Abschnitt werden die Auswirkungen der unterschiedlichen PWM-Ansteuerungen auf die Phasenströme verglichen.

Winkelfehler abhängig vom Strom

Aufgrund des Sättigungsverhaltens der vorliegenden PMSM besteht ein direkter Zusammenhang zwischen dem q-Strom und dem Winkelfehler des Taktmusterverfahrens. In Abbildung 6.14 ist der Verlauf des Winkelfehlers vom Taktmusterverfahren nach [49] dargestellt. Es ist eine Abhängigkeit des Winkelfehlers vom Strom erkennbar. Der Mittelwert vom Winkelfehler hängt nichtlinear von den Strömen i_d und i_q ab. Der Effekt ist auch bei dem Testsignalverfahren sichtbar. Im Gegensatz zum Testsignalverfahren bleibt die Stabilität des Verfahrens mit steigendem Strom erhalten. Die Trajektorie für die d- und q-Stromkomponenten zur Erzeugung

des geforderten Drehmoments muss daher nicht verändert werden. Weiterhin hängt die Amplitude der sechsten Harmonischen auf dem Winkelfehler nichtlinear von den Strömen i_d und i_q ab.

Für das modifizierte sowie für das neue Taktmusterverfahren wird der Mittelwert des Winkelfehlers einmalig für jeden Maschinentyp abhängig vom Strom an einem Maschinenmuster mit einem Winkelsensor gemessen und zur Kompensation des Fehlers in einer kennfeldbasierten Korrektur abgelegt. Im nachfolgenden Abschnitt 6.4 ist in Abbildung 6.19 der Verlauf des modifizierten Taktmusterverfahrens sowie in Abbildung 6.20 der Verlauf des neuen Taktmusterverfahrens mit Kompensation der Stromabhängigkeit dargestellt.

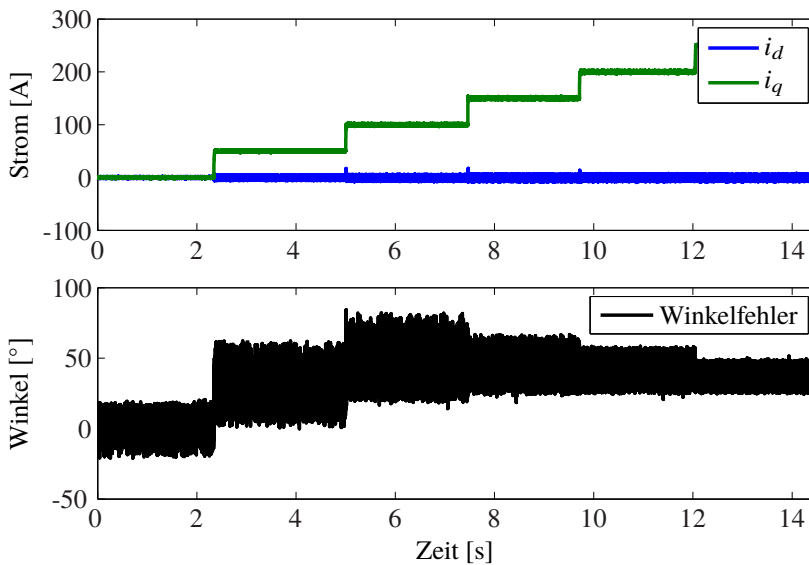


Abbildung 6.14: Gemessener Verlauf des Winkelfehlers zwischen dem berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}_s$ und dem gemessenen Rotorwinkel ϕ über unterschiedliche q-Ströme. Verwendung des Winkelsensors für die feldorientierte Regelung, paralleler Betrieb des Taktmusterverfahrens nach [49] im offenen Regelkreis (Testfall GR3). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 18,6^\circ$

Winkelfehler abhängig von der sechsten Harmonischen

Die Verwendung des Arcustangens2 sowie die Verwendung der Frequenzhalbierung in Gleichung (6.24), beziehungsweise (6.25) erzeugt nicht nur den gewünschten Rotorwinkel, sondern auch eine sechste Harmonische auf dem berechneten Rotorwinkel. Die Ursache hierfür sind die Signalanteile der Differenzen der Sternpunktspannung in $\alpha\beta$ -Koordinaten aus Gleichung (6.22) mit vierfacher Rotorfrequenz. Zusammen mit den Signalanteilen doppelter Rotorfrequenz ergibt sich nach der Berechnung des Arcustangens2 eine sechste Harmonische. Da die Signalanteile der Differenzen mit vierfacher Rotorfrequenz von der Induktivität abhängen,

ist auch ein induktivitätsabhängiges und damit stromabhängiges Verhalten der sechsten Harmonischen zu beobachten. Der simulierte Zusammenhang ohne Nachbildung der Sättigung ist in Abbildung 6.13 zu sehen. Der gemessene Verlauf des Winkelfehlers abhängig vom Strom ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Die Abhängigkeit der Amplitude der sechsten Harmonischen in dem Winkelfehler (unten im Bild) von den Strömen i_d und i_q (oben im Bild) ist deutlich erkennbar. Bei $i_d \approx 0$ A und $i_q \approx 0$ A ist die Amplitude der sechsten Harmonischen geringer als bei $i_d \approx 0$ A und $i_q \approx 50$ A.

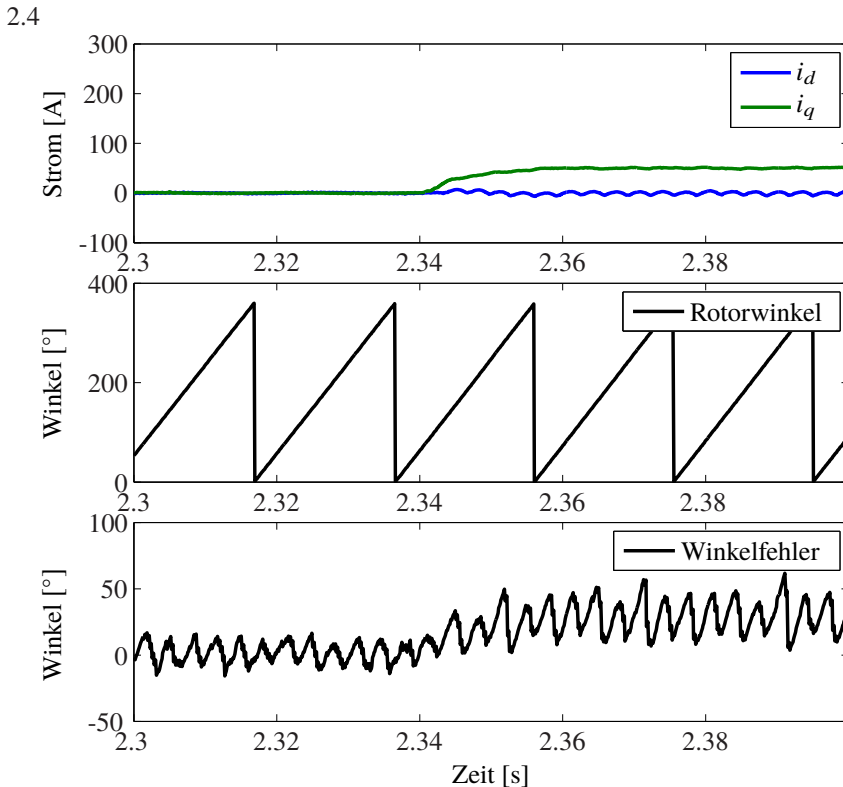


Abbildung 6.15: Gemessener Verlauf der sechsten Harmonischen des Winkelfehlers zwischen dem berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}_s$ und dem gemessenen Rotorwinkel ϕ über unterschiedliche q-Ströme. Verwendung des Winkelsensors für die feldorientierte Regelung, paralleler Betrieb des Taktmusterverfahrens nach [49] im offenen Regelkreis.

Eine Kompensation der sechsten Harmonischen wird in der vorliegenden Arbeit nicht durchgeführt, da der Effekt mit ansteigender Geschwindigkeit der Maschine durch einen Beobachter verringert werden kann.

Auswirkung auf die Ströme

Die Verwendung der Taktmuster beim aktiven Taktmusterverfahren erzeugt Rückwirkungen auf den Nutzstrom. Je nach PWM-Frequenz, aktueller Induktivität der Maschine und eingesetztem Taktmuster wirkt sich die Anregung negativ auf die ideale Sinusform der Ströme aus. Die Störungen auf den Phasenströmen wiederum erzeugen ein zusätzliches Geräusch in der Maschine. Im Folgenden werden die Ströme sowie die Eingangsspannungen in einem ähnlichen Betriebspunkt der Maschine bei Verwendung unterschiedlicher Verfahren verglichen. Dazu wird bei 100 U/min und gefordertem Strom von $i_a = 60 \sin(2\pi 10t)$ A, $i_b = 60 \sin(2\pi 10t + 2/3\pi)$ A und $i_c = 60 \sin(2\pi 10t + 4/3\pi)$ A ein kurzer Zeitbereich von $600 \mu\text{s}$ dargestellt. In dem Zeitraum sind 1/100 einer elektrischen Umdrehung bzw. $3,6^\circ$ und 6 PWM-Perioden zu sehen. Daher sollten sich die idealen Ströme im gewählten Zeitfenster und bei gewählter Skalierung als nahezu unabhängig von der PWM-Ansteuerung ergeben ($i_a \approx 0$ A, $i_b \approx 52$ A und $i_c \approx -52$ A).

In Abbildung 6.16 sind die Ströme und Spannungen bei üblicher mittenzentrierter PWM zu sehen. Oben im Bild werden die Phasenströme und unten im Bild die drei Phasenspannungen sowie die Sternpunktspannung dargestellt. Zu sehen ist die mittenzentrierte Ansteuerung. Für den geforderten Strom bei der aktuellen Drehzahl und Batteriespannung sind bezogen auf die Batteriespannung nur geringe Phasenspannungen erforderlich. Relativ zu der Periodenlänge der PWM sind daher hauptsächlich Nullspannungszeiger zu erkennen. Für die Ströme ergeben sich bei der mittenzentrierten PWM in dem Arbeitspunkt über das Zeitfenster keine sichtbaren Abweichungen zu den Soll-Strömen (oben in Abbildung 6.16).

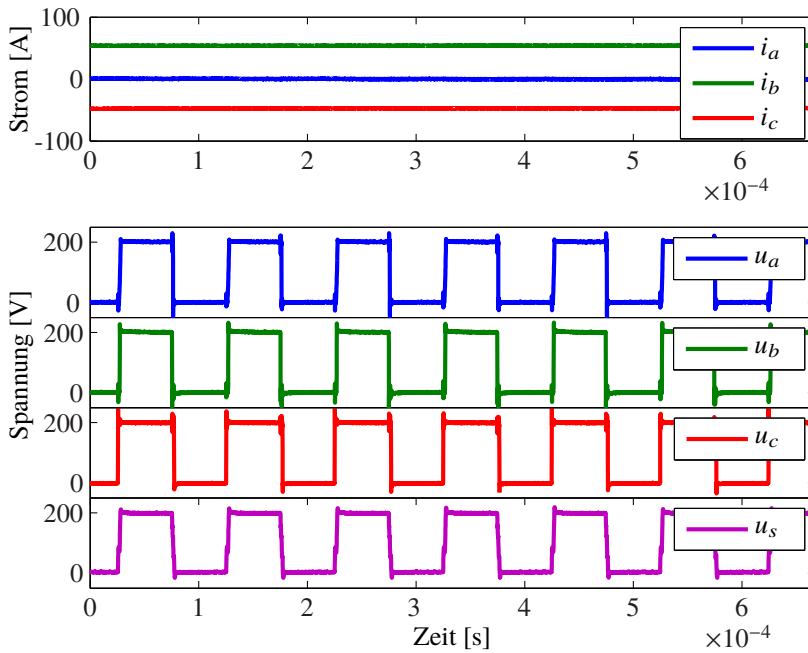


Abbildung 6.16: Gemessene Spannungen und Ströme bei mittenzentrierter PWM

In der Abbildung 6.17 ist das Verhalten der Ströme und Spannungen bei Anregung mit dem Verfahren nach [49] dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei linkszentrierter PWM jeweils ein Ansteuermuster der drei Phasen in der PWM-Periode um einige μs vorgezogen wird (vgl. Ansteuermuster nach [49] in den Abbildungen 1.4, 1.5 und 1.6). In den Zeiträumen wird die Messung der Sternpunktspannungen u_{s100} , u_{s010} und u_{s001} möglich (vgl. unten in Abbildung 6.17, Messung von u_{s001} beispielsweise zwischen $294 \mu\text{s}$ und $300 \mu\text{s}$). Das Ansteuerverfahren nach [49] erzeugt deutliche Störungen auf den Strömen mit $\frac{1}{3}$ der PWM-Frequenz (oben in Abbildung 6.17).

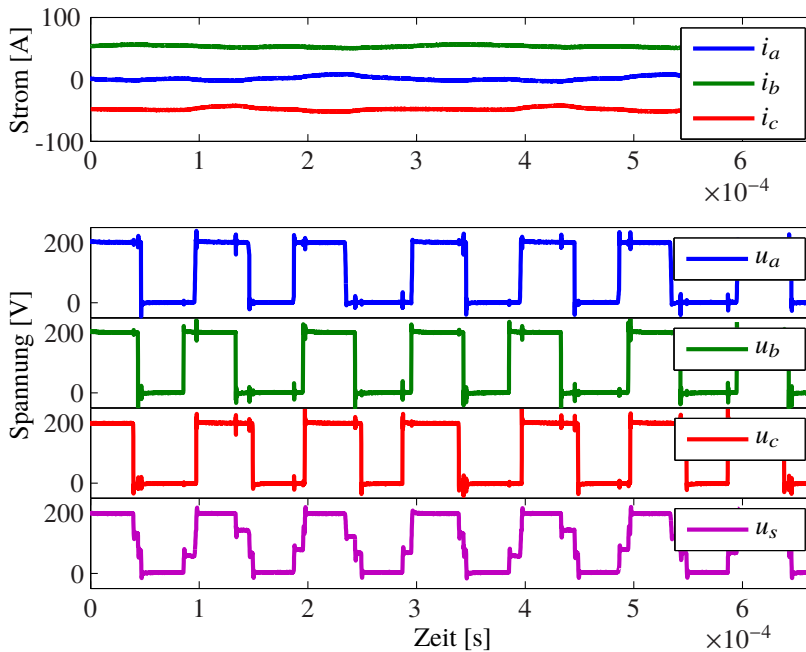


Abbildung 6.17: Gemessene Spannungen und Ströme bei linkszentrierter PWM und Ansteuerungsmuster nach [49]

Das Verhalten der Ströme und Spannungen bei Verwendung des neuen Taktmusterverfahrens ist in Abbildung 6.18 zu sehen. Bei dem neuen Verfahren wird das Ansteuerungsmuster der Phasen abwechselnd an den Anfang, in die Mitte und an das Ende der PWM-Periode geschoben (vgl. neue Ansteuerungsmuster in den Abbildungen 6.4, 6.5 und 6.6). Damit wird die Messung der Sternpunktspannungen u_{s100} , u_{s010} und u_{s001} entsprechend der Test-Taktmuster am Anfang und am Ende der PWM-Periode ermöglicht (vgl. unten in Abbildung 6.18, Messung von u_{s010} beispielsweise zwischen $180 \mu\text{s}$ und $195 \mu\text{s}$). Das neue Ansteuerungsverfahren erzeugt noch stärkere Störungen mit $\frac{1}{3}$ der PWM-Frequenz als das Verfahren nach [49] (oben in Abbildung 6.18).

Das Verfahren nach [49] sowie das neue Verfahren verändern deutlich den Stromverlauf mit einer Störung bei $\frac{1}{3}$ der PWM-Frequenz. Beide Verfahren regen die Frequenz durch die zyklische Abwechslung der Ansteuerungsmuster an, wobei das neue Verfahren die Ströme wesentlich stärker verändert als das Verfahren nach [49]. Um die Anregung der Störung bei dem neuen Taktmusterverfahren zu verringern, kann die Verschiebung der Ansteuerungsmuster ausgehend von der mittenzentrierten PWM verringert werden.

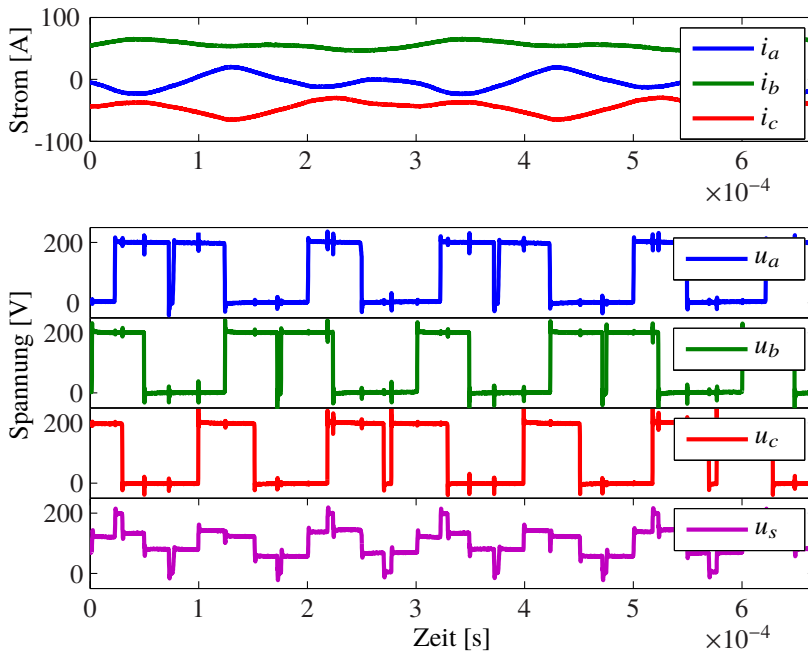


Abbildung 6.18: Gemessene Spannungen und Ströme bei unzentrierter PWM und verschobenen Phasen ausgehend von den Ansteuerungsdauern der mittenzentrierten PWM nach dem neuen Taktmusterverfahren

6.3.3 Übersicht des neuen Taktmusterverfahrens

Das neue Taktmusterverfahren basiert auf den Verfahren nach [49] sowie [50] und wird entsprechend um die neue PWM-Ansteuerung (vgl. Abschnitt 6.2.2) und um eine Kompensation der Stromabhängigkeit (vgl. Abschnitt 6.3.2) erweitert. Der Ablauf des neuen Taktmusterverfahrens besteht aus folgenden Schritten:

1. Verschiebung der mittenzentrierten PWM-Taktmuster
2. Messung der Sternpunktspannung zu geeigneten Zeitpunkten
3. Berechnung der Differenzen aus den Signalen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100}
4. $\alpha\beta$ -Transformation (vgl. Clarke-Transformation im Anhang A.2)
5. Verwendung von Arkustangens2
6. Frequenzhalbierung
7. Korrektur des berechneten Winkels abhängig vom Strom
8. Einsatz eines Winkelbeobachters.

6.4 Ergebnisse

Die Ergebnisse des modifizierten Taktmusterverfahrens basierend auf [49] mit zusätzlicher Kompensation der Stromabhängigkeit sowie die Ergebnisse des neuen Verfahrens bei maximaler Verschiebung der Ansteuerungsmuster der Phasen werden im Folgenden diskutiert. Das System aus Spannungsversorgung, Leistungselektronik und PMSM wird im geschlossenen Regelkreis am Prüfstand betrieben. Nacheinander werden beide geberlosen Taktmusterverfahren eingesetzt, um den Rotorwinkel für die feldorientierte Regelung zu berechnen. Es werden unterschiedliche Drehmomente bei Verwendung des MTPA-Verlaufs für i_d sowie i_q angefordert.

In der Abbildung 6.14 aus dem vorherigen Abschnitt ist der Verlauf des Winkelfehlers im offenen Regelkreis für das Taktmusterverfahren nach [49] dargestellt. Wird das Verfahren zusätzlich um die stromabhängige Kompensation der Phase erweitert, kann der Regelkreis geschlossen werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.19 zu sehen. Bei der Messung wurden die dq-Ströme (oben im Bild) entlang der MTPA-Trajektorie entsprechend der steigenden Drehmomente eingestellt. Es ist erkennbar, dass die Stromabhängigkeit des Winkelfehlers durch die zusätzliche Kompensation der Phase deutlich verringert wird. Bei 500 U/min ergibt sich ein mittlerer Winkelfehler $< \pm 5^\circ$ (vgl. Abbildung 8.3). Erst mit der Erweiterung um die stromabhängige Kompensation der Phase verringert sich der Winkelfehler derart, dass ein Einsatz des berechneten Rotorwinkels für die feldorientierte Regelung sinnvoll wird. Bei ca. 50 Nm kann die Korrektur des mittleren Winkelfehlers noch weiter verbessert werden. Bei Drehmomentsprüngen kommt es auch zu Sprüngen des Winkelfehlers.

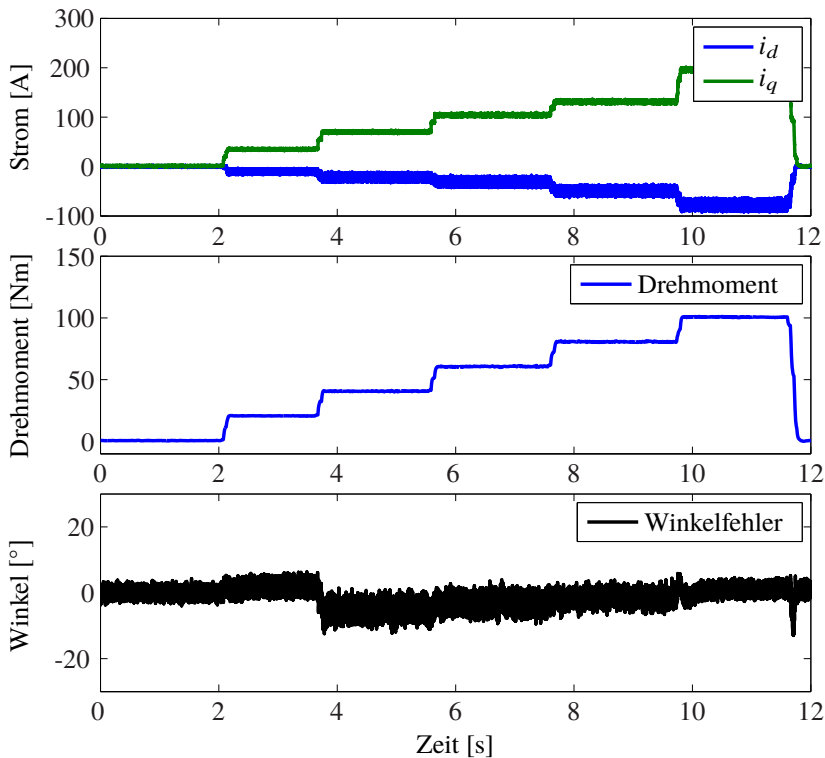


Abbildung 6.19: Gemessener Verlauf des Winkelfehlers des modifizierten Taktmusterverfahrens (mit Ansteuerung nach [49] und stromabhängiger Kompensation) zwischen dem berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}$ und dem gemessenen Rotorwinkel ϕ über unterschiedliche q-Ströme bei 500 U/min. Verwendung des berechneten Winkels für die feldorientierte Regelung im geschlossenen Regelkreis (Testfall GR3). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 3,0^\circ$

In Abbildung 6.20 ist der Verlauf des Winkelfehlers des neuen Taktmusterverfahrens mit stromabhängiger Kompensation der Phase und neuen Ansteuerungsmustern bei steigendem Drehmoment im geschlossenen Regelkreis dargestellt. Verglichen mit dem modifizierten Taktmusterverfahren mit Ansteuerungsmustern nach [49] ergibt sich ein ähnlicher mittlerer Winkelfehler $< \pm 5^\circ$ bei 500 U/min (vgl. Abbildung 6.19, 6.20). Die Korrektur des mittleren Winkelfehlers abhängig vom dq-Strom kann, ähnlich wie bei dem modifizierten Taktmusterverfahren, weiter verbessert werden. Im Unterschied zum modifizierten Taktmusterverfahren ergibt sich eine deutlich verbesserte Standardabweichung (vgl. Abbildung 6.20, Tabelle 6.1).

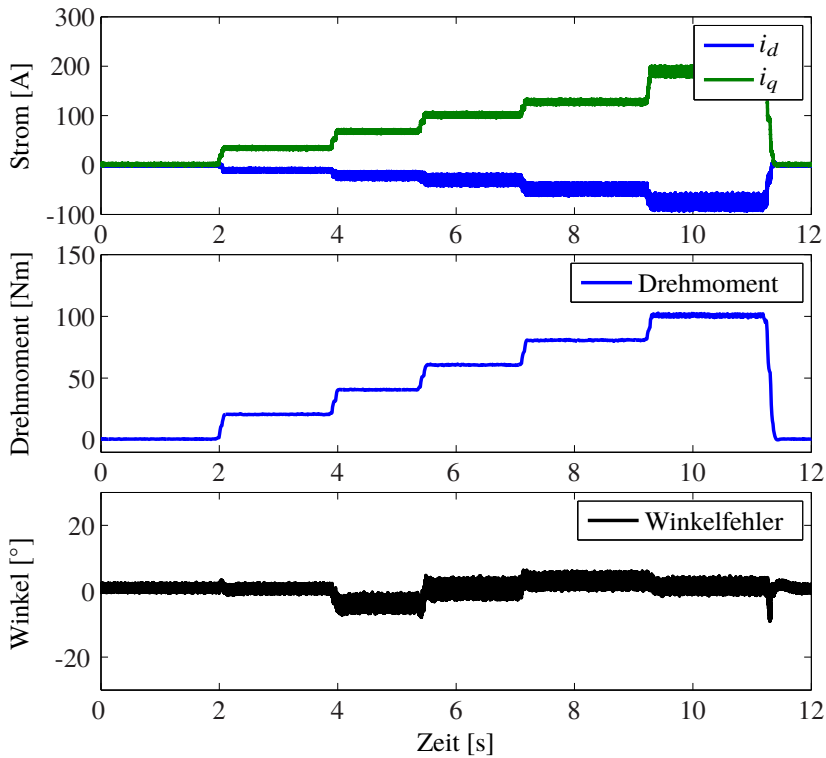


Abbildung 6.20: Gemessener Verlauf des Winkelfehlers des neuen Taktmusterverfahrens (mit neuer Ansteuerung und stromabhängiger Kompensation) zwischen dem berechneten Rotorwinkel $\hat{\phi}_s$ und dem gemessenen Rotorwinkel ϕ über unterschiedliche q-Ströme bei 500 U/min. Verwendung des berechneten Winkels für die feldorientierte Regelung im geschlossenen Regelkreis (Testfall GR3). Standardabweichung des Winkelfehlers $\sigma_{\phi_{err}} = 2,3^\circ$

Verfahren	Test	$\sigma_{\phi_{err}}$	Abbildung
Taktmusterverfahren nach [49]	GR3, Drehmoment	18,6°	6.14
modifiziertes Taktmusterverfahren	GR3, Drehmoment	3,0°	6.19
neues Taktmusterverfahren	GR3, Drehmoment	2,3°	6.20

Tabelle 6.1: Übersicht der geberlosen Taktmusterverfahren. Maximale Standardabweichung des berechneten Winkels über unterschiedliche Drehmomente und bei 500 U/min

Im Vergleich zu dem Taktmusterverfahren nach [49] und dem modifizierten Taktmusterverfahren kann mit dem neuen Taktmusterverfahren die Standardabweichung des Winkelfehlers bei gleicher Einstellung des Beobachters reduziert werden (vgl. Tabelle 6.1). Der Unterschied ergibt sich durch die häufigere Winkelberechnung des neuen Taktmusterverfahrens gegenüber dem Taktmusterverfahren nach [49] und dem modifizierten Taktmusterverfahren (vgl. Abschnitt 6.2.2). Über der Drehzahl ergibt sich ein Unterschied, der in Abschnitt 8 diskutiert wird.

6.5 Zusammenfassung

In Kapitel 6 wurde ein neues Taktmusterverfahren basierend auf dem Taktmusterverfahren nach [49] vorgestellt. Es werden die erforderlichen Schaltzustände für das Taktmusterverfahren nach [49] und die Umsetzung der Taktmuster für das neue Taktmusterverfahren erklärt. Die Taktmuster des neuen Verfahrens sind ausgehend von den Taktmustern der mittenzentrierten PWM verschoben, um die Test-Schaltzustände Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} zu erzeugen. Dazu wird eine der drei Phasen jeweils an den Anfang, eine an das Ende und eine Phase in die Mitte der PWM-Periode geschoben. Eine zyklische Abwechslung der drei Varianten der Verschiebungen ermöglicht die Bereitstellung aller drei Test-Schaltzustände. Bei voller Verschiebung an die Grenzen der PWM-Periode hat die Veränderung der Taktmuster den Nachteil, dass verglichen mit der Ansteuerung nach [49] verstärkte Frequenzen auf den Strömen angeregt werden, die zu einem verstärkten, hörbaren Geräusch führen. Für den Einsatz in der Serie ist es daher empfehlenswert, minimale Verschiebungen für die Messungen der Sternpunktspannung einzusetzen, um die Geräusentwicklung zu verringern. Weiterhin ist es vielversprechend, den Einsatz einer zufälligen, statt einer zyklischen Abwechslung der Verschiebungen der Ansteuerung zu untersuchen, um die Intensität der Frequenz bei $\frac{1}{3}$ der PWM-Frequenz zu verringern. Beispielsweise könnte dazu die Abfolge der Verschiebungen abhängig von einer Folge von Pseudozufallszahlen implementiert werden.

Es ist erforderlich, die Sternpunktspannung bei aktiven Test-Schaltzuständen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} zu messen. Dazu werden unterschiedliche Messaufbauten sowie der zeitliche Ablauf vorgestellt. Für das Verständnis der physikalischen Eigenschaften des Verfahrens werden weiterhin die Gleichungen zur Beschreibung der Sternpunktspannung hergeleitet. Schließlich ergeben sich Gleichungen (6.14) für die Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} bei den aktiven Schalterstellungen Z_{001} , Z_{010} und Z_{100} . In der Signalverarbeitung des neuen Taktmusterverfahrens werden zunächst Differenzen der drei gemessenen Sternpunktspannungen gebildet. Aus den Differenzen der drei gemessenen Sternpunktspannungen ergibt sich mit einer $\alpha\beta$ -Transformation und anschließender Anwendung des Arkustangens² der berechnete Rotorwinkel mit doppelter Frequenz ($2\hat{\phi}_s$). Mit einer Frequenzhalbierung wird schließlich der Rotorwinkel des Taktmusterverfahrens erzeugt. Bei einem Einsatz des geberlosen Verfahrens an dem vorliegenden System, bestehend aus Leistungselektronik, elektrischer Maschine und Spannungsversorgung an einem Motorprüfstand, wird eine stromabhängige Phase auf dem berechneten Winkel sichtbar. Da das geberlose Verfahren die winkelabhängige Induktivität verwendet, kann die stromabhängige Veränderung der dq-Induktivität die geberlose

Winkelberechnung beeinträchtigen (vgl. Gleichung (6.22)). Anders als bei dem modifizierten Testsignalverfahren aus Kapitel 5 führt die mit dem Strom zunehmende Sättigung der vorliegenden Maschine nicht zu einem Verlust der Stabilität des Verfahrens. Somit muss die MTPA-Trajektorie für den dq-Strom nicht verändert werden. Die stromabhängige Phase des Testsignalverfahrens wird vermessen und entsprechend zur Kompensation der Phase in ein Kennfeld abgelegt.

Die Motivation, die Taktmuster zu verändern, ergibt sich aus der fehlenden Möglichkeit die Taktmuster aus Abbildung 6.2 in die PWM der Nutzbestromung zu integrieren. Die Taktmuster aus [49] ermöglichen zwar die Integration der Taktmuster in die PWM, verringern aber die Häufigkeit der Winkelberechnung pro PWM von 1 zu $\frac{1}{3}$. In [50] sind Möglichkeiten für eine höhere Rate beschrieben. Allerdings kann mit den Vorschlägen nicht die vorteilhafte Kombination der drei Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} verwendet werden. Das neue Verfahren erhöht die Häufigkeit der Winkelberechnungen auf $\frac{2}{3}$ pro PWM und ermöglicht die vorteilhafte Kombination der drei Sternpunktspannungen u_{s001} , u_{s010} und u_{s100} für die Signalverarbeitung. Die höhere Häufigkeit der Winkelberechnung verbessert den Signal-zu-Rausch-Abstand der Winkelschätzung des Beobachters. Zusätzlich ergibt es sich, dass bei gleicher Winkelgeschwindigkeit der Maschine für jede Winkelberechnung ein kleinerer Winkelbereich überstrichen wird. Das neue Taktmusterverfahren ermöglicht eine höhere maximale Drehzahl (1000 U/min) und geringere mittlere Winkelfehler $< \pm 12^\circ$, verglichen mit dem modifizierten Taktmusterverfahren und dem Taktmusterverfahren nach [49] (vgl. Tabelle 6.1, Kapitel 8 und Kapitel 2.2).

7 Verbindung geberloser Verfahren

Geberlose Verfahren sind jeweils in einem bestimmten Betriebsbereich der PMSM einsetzbar. Wie in Abschnitt 1.2.3 beschrieben, ergibt sich eine Aufteilung der Betriebsbereiche über die Drehzahl. Da keines der Verfahren aus der Literatur sowie aus der vorliegenden Arbeit den gesamten Drehzahlbereich der PMSM abdeckt, werden geeignete geberlose Verfahren, basierend auf den Ergebnissen in [77] und [82], kombiniert. In der vorliegenden Arbeit werden die vorgestellten neuen Verfahren, abhängig von dem aktuellen Arbeitspunkt der Maschine, folgendermaßen eingesetzt:

1. Stillstand:
 - Testpulsverfahren aus Kapitel 4
2. Stillstand bis ca. 10% der Nenndrehzahl:
 - Testsignalverfahren aus Kapitel 5 (für sternverschaltete oder dreieckverschaltete Maschinen)

oder:

 - Taktmusterverfahren aus Kapitel 6 (für sternverschaltete Maschinen)
3. Ab ca. 10% der Nenndrehzahl bis zu der maximalen Drehzahl:
 - EMK-Verfahren nach [69].

Das Taktmusterverfahren liefert einen uneindeutigen, absoluten Rotorwinkel zwischen -90° und 90° oder zwischen 90° und -90° . Das Testsignalverfahren liefert hingegen einen uneindeutigen, relativen Winkelfehler zwischen -90° und 90° , der sich entweder am Nordpol (0°) oder am Südpol (180°) zu 0° ergibt. Daher ist es notwendig, bei jedem Start, während die Maschine im Stillstand verbleibt, eine initiale, absolute Winkelberechnung zwischen 0° und 360° mit dem Testpulsverfahren durchzuführen. Nach der Initialisierung wird entweder das Testsignal- oder das Taktmusterverfahren verwendet, um den Winkel bei Drehzahlen bis 10% der Nenndrehzahl zu berechnen. In der Arbeit wird entweder das Testsignalverfahren oder das Taktmusterverfahren mit dem Testpulsverfahren und dem EMK-Verfahren verbunden. Beide Verfahren gleichzeitig einzusetzen, macht nur in Ausnahmefällen oder bei besonderen Anforderungen Sinn (beispielsweise für Funktionstests oder Kalibrierungen), da der zusätzliche Rechenaufwand und die Anregung (mit Testsignalen und Taktmustern) den Gewinn an Genauigkeit und Robustheit nicht aufwiegen.

Im Falle des Taktmusterverfahrens wird von der uneindeutigen, absoluten Winkelberechnung die Winkelschätzung des Beobachters abgezogen und dem Beobachter als Rückkopplung

zugeführt (vgl. Abbildung 6.1). Im Falle des Testsignalverfahrens hingegen wird dem Beobachter die berechnete Winkeldifferenz direkt zugeführt (vgl. Abbildung 5.1). Oberhalb von 10% der Nenndrehzahl wird dem Beobachter in beiden Fällen die berechnete Winkeldifferenz des EMK-Verfahrens zugeführt. Mit dem Beobachter wird die Winkelberechnung der unterschiedlichen geberlosen Verfahren verbunden, aufbereitet und gefiltert. Im Folgenden wird die Struktur des Beobachters näher beschrieben.

7.1 Beobachter

Für den Einsatz der Verfahren im Fahrzeug bieten sich übliche „Ein-Massen“- oder „Zwei-Massen“-Modelle des mechanischen Systems an, um einen Beobachter zu erstellen (vgl. beispielsweise [41, 83]). In der vorliegenden Arbeit wurde für die Winkelschätzung anders als in [82] ein Beobachter mit einem „Ein-Massen“-Modell (vgl. [41]) mit drei Integratoren unter Berücksichtigung des Maschinendrehmoments sowie der Reibmomente verwendet.

Als Zustände für den Luenberger-Beobachter [76] werden der Winkel ϕ , die Winkelgeschwindigkeit $\dot{\phi}$ sowie die Winkelbeschleunigung $\ddot{\phi}$ gewählt. Der Winkel und die Winkelgeschwindigkeit werden für den Betrieb der feldorientierten Regelung benötigt. Die Winkelbeschleunigung wird geschätzt, um bleibende Winkelfehler bei konstanter Beschleunigung zu verringern. Als Eingang wird das Drehmoment M_{Em} mit dem Massenträgheitsmoment J verwendet. Die Anzahl der Polpaare der elektrischen Maschine wird mit der Konstanten p bezeichnet. In dem Antriebsstrang fällt das Reibmoment $\frac{\phi D}{J}$ mit der Reibungskonstante D an. Die Parameter L_1 , L_2 und L_3 können durch die Wahl geeigneter Pole mit der Methode des „pole placement“ oder durch die Gewichtung des Ausgangsfehlers im Verhältnis zum Regleraufwand mit der Methode des **Linear-Quadratic Regulator** (LQR) bestimmt werden (vgl. z.B. [90], [108]). Die Zustandsraumdarstellung des Beobachters ergibt sich damit zu:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{J} & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} M_{Em} + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} \Delta\phi. \quad (7.1)$$

Das Drehmoment des Rotors M_{Em} wird aus den Induktivitäten L_d und L_q , dem Fluss der Permanentmagnete Ψ_{PM} und den Statorströmen i_d und i_q berechnet (vgl. Gleichung (7.2) und [3]):

$$M_{Em} = \frac{3}{2} p (\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (7.2)$$

In der vorliegenden Arbeit wurden die Messungen und Untersuchungen zu den geberlosen Verfahren ausschließlich am Maschinenprüfstand durchgeführt. Am Prüfstand wird die Drehzahl der zu testenden PMSM von einer Prüfstandsmaschine mit deutlich höherer maximaler Leistung geregelt. Durch das Drehmoment der PMSM sind daher nur vernachlässigbare Beschleunigungen zu erwarten. Für den Betrieb am Prüfstand werden deshalb das Drehmoment der Prüfstandsmaschine, das elektromagnetische Drehmoment und das Reibmoment der zu

testenden PMSM entfernt. Mit der Vereinfachung ergibt sich der Beobachter für den Betrieb am Prüfstand zu einer einfachen, doppelten und dreifachen Integration der berechneten Winkeldifferenz (vgl. Gleichung (7.3)).

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dddot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} \Delta\phi \quad (7.3)$$

7.2 Umschaltung der Verfahren

In der vorliegenden Arbeit werden wie in [82] die berechneten Winkeldifferenzen mit einer Fuzzy-Logik verbunden. Weiterhin wird eine Beobachter-Struktur verwendet, um eine modellgestützte Zustandsschätzung des mechanischen Systems bereitzustellen. Dazu werden die berechneten Winkeldifferenzen jeweils mit den drehzahlabhängigen Zugehörigkeitsfunktionen $f_1(\omega(t))$ und $f_2(\omega(t))$ multipliziert und anschließend summiert. Das Ergebnis wird, mit Verwendung der Modulo-Funktion ($\text{mod}(m, n)$ in [107]), in dem Bereich $[-90^\circ, 90^\circ]$ dargestellt (vgl. Gleichung (7.4) basierend auf [82]).

$$\Delta\phi_{Fuzzy} = \text{mod}(f_1(\omega(t))\Delta\phi_1 + f_2(\omega(t))\Delta\phi_2 + 90^\circ, 180^\circ) - 90^\circ \quad (7.4)$$

Die beiden Zugehörigkeitsfunktionen $f_1(\omega(t))$ und $f_2(\omega(t))$ werden trapezförmig gewählt und ergeben eine Standardpartition (vgl. Gleichung: (7.5) und [78]-[81] sowie [82]).

$$f_1(\omega(t)) = \begin{cases} 0 & \text{wenn } \omega(t) \leq \omega_{g1} \\ \frac{\omega(t) - \omega_{g1}}{\omega_{g2} - \omega_{g1}} & \text{wenn } \omega_{g1} < \omega(t) \leq \omega_{g2} \\ 1 & \text{wenn } \omega(t) > \omega_{g2} \end{cases}$$

$$f_2(\omega(t)) = 1 - f_1(\omega(t)) \quad (7.5)$$

Die Grenzdrehzahlen ω_{g1} und ω_{g2} für den Übergang zwischen den Verfahren müssen gewählt werden. Jedes der zu verbindenden Verfahren muss im Bereich $[\omega_{g1}, \omega_{g2}]$ gültige Berechnungen des Rotorwinkels liefern können. Der Ausgang der Fuzzy-Logik $\Delta\phi_{Fuzzy}$ wird dem Beobachter zugeführt. Eine Übersicht der Verbindung der Verfahren ist in Abbildung 7.1 dargestellt.

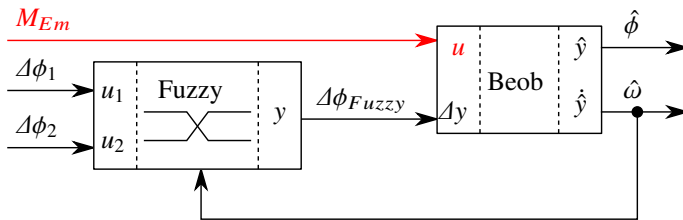


Abbildung 7.1: Struktur der Verbindung von zwei geberlosen Verfahren mit einer Fuzzy-Logik und einem Beobachter, basiert auf [82], erweitert um Drehmoment als zusätzlichen Eingang (rot)

7.3 Ergebnisse

Die drei in der vorliegenden Arbeit vorgestellten geberlosen Verfahren (Testpulsverfahren, Testsignalverfahren, Taktmusterverfahren aus Kapitel 4, 5, 6) können mit einer Fuzzy-Logik und Beobachter-Struktur mit dem gewählten EMK-Verfahren verbunden werden. In Abbildung 7.2 ist ein Übergang vom Testsignalverfahren zum EMK-Verfahren während einer Beschleunigung der PMSM dargestellt (entspricht dem Testfall 5). Mit steigender Drehzahl von 0 U/min bis 1000 U/min (im oberen Bereich der Abbildung) verändert sich die Gewichtung der geberlos berechneten Winkeldifferenzen mit den Zugehörigkeitsfunktionen f_1 und f_2 (im mittleren Bereich der Abbildung). Im unteren Bereich der Abbildung ist der Fehler zwischen dem geschätzten und dem gemessenen Rotorwinkel aufgetragen. Bei Drehzahlen unter 300 U/min ist das Testsignalverfahren aktiv. Zwischen 300 U/min und 500 U/min sind das Testsignalverfahren und das EMK-Verfahren aktiv und werden entsprechend mit der beschriebenen Fuzzy-Logik verbunden. Ab 500 U/min ist nur das EMK-Verfahren aktiv. Der geschätzte Rotorwinkel wird während der Beschleunigung etwas stärker gestört als bei konstanter Geschwindigkeit (Im Bereich [185 s, 195 s] und [206 s, 210 s]). Die Ursache für die stärkere Störung während der Beschleunigung wurde in der Arbeit nicht untersucht. In dem Bereich der Übergänge zwischen den Verfahren wird keine erhöhte Störung auf dem geschätzten Rotorwinkel sichtbar. Der Beobachter sowie die geberlosen Verfahren bleiben stabil und der resultierende Winkelfehler bleibt während der Messung unter $\pm 10^\circ$. Damit ist es möglich, auch im Drehzahlbereich des Übergangs zwischen den Verfahren eine gültige Schätzung des Rotorwinkels zu liefern.

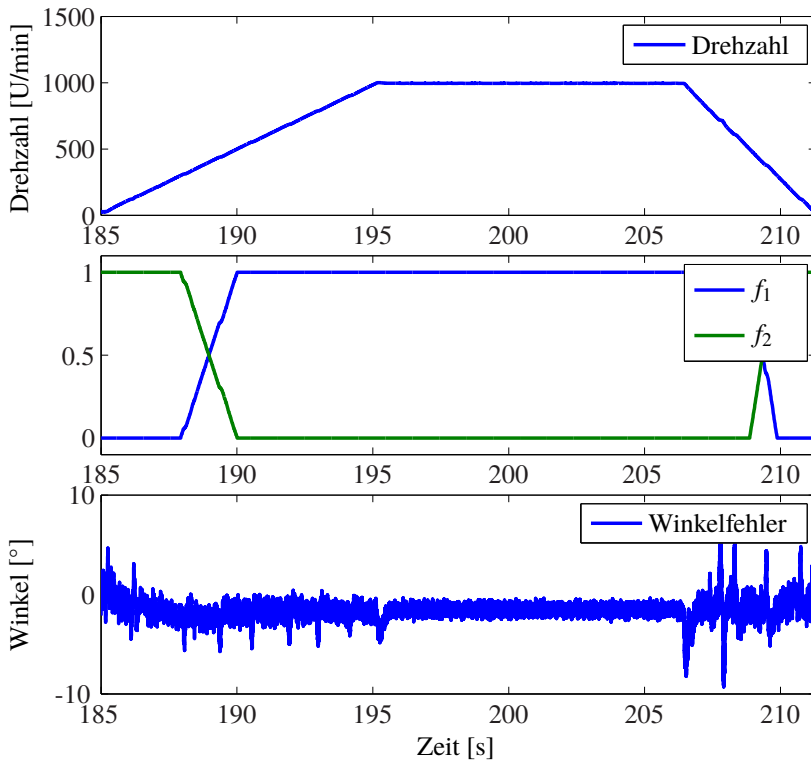


Abbildung 7.2: Gemessener zeitlicher Verlauf einer gleichmäßigen Beschleunigung und das „Überblenden“ des neuen Testsignalverfahrens und des EMK-Verfahrens mit den Zugehörigkeitsfunktionen $f_1(\omega(t))$ und $f_2(\omega(t))$ (Testfall GR5).

7.4 Zusammenfassung

Wegen der Begrenzung der einzelnen geberlosen Verfahren auf bestimmte Drehzahlbereiche ist eine Verbindung entsprechender Verfahren notwendig. Es wurde die Verbindung der Verfahren nach dem Vorschlag von [77] und [82] mit einer Fuzzy-Logik und einem Beobachter vorgestellt. Für den Beobachter wird in dieser Arbeit ein Modell aus [41, 83] statt dem Modell von [82] eingesetzt. Dabei wird der Beobachter so ausgelegt, dass das mechanische Drehmoment sowie das Reibmoment der PMSM berücksichtigt werden. Weiterhin lässt sich mit einer zusätzlichen Berechnung der Winkelbeschleunigung der Winkelfehler bei gleichmäßig beschleunigten Bewegungen reduzieren. Die vorgestellte Verbindung der Verfahren konnte mit der Struktur aus Fuzzy-Logik und einem gemeinsamen Beobachter, entsprechend der geberlos berechneten Winkeldifferenzen, ein stetiges und robustes Verhalten der geberlosen Regelung über die Drehzahl erzeugen (vgl. Abbildung 7.2).

8 Vergleich der Verfahren

Im Folgenden wird diskutiert, welche Verfahren aus den vorhergehenden Kapiteln sich für den Einsatz in Hybrid- oder Elektrofahrzeugen eignen. Die Eignung der Verfahren wird mit den Testfällen aus Abschnitt 2.2 am Prüfstand (vgl. Anhang A.1) ermittelt. Weiterhin werden die geeigneten geberlosen Verfahren miteinander verglichen. Für den Vergleich geeigneter Verfahren werden die mittleren Winkelfehler über den motorischen Bereich des Motorkennfeldes der PMSM dargestellt. Zur Beurteilung des Rauschverhaltens oder der Streubreite wird zusätzlich die Standardabweichung des Winkelfehlers je Betriebspunkt angegeben. Folgende Verfahren werden betrachtet:

- neues Testpulsverfahren
- Testsignalverfahren:
 - Einwegeverfahren nach [34]
 - Zweiwegeverfahren nach [41]
 - neues Testsignalverfahren mit Kompensation der Strom- und Drehzahlabhängigkeit, Arkustangens2 und neuer i_{dq} -Trajektorie
- Taktmusterverfahren:
 - Taktmusterverfahren nach [49]
 - modifiziertes Taktmusterverfahren mit Kompensation der Strom- und Drehzahlabhängigkeit
 - neues Taktmusterverfahren mit Kompensation der Strom- und Drehzahlabhängigkeit und neuer PWM
- EMK-Verfahren nach [72]
- Verbindung der Verfahren.

8.1 Ergebnisse der Verfahren

Das neue Testpulsverfahren aus Kapitel 4 kann zusammen mit allen gelisteten Verfahren für die initiale Winkelbestimmung eingesetzt werden. Es können mit der vorliegenden elektrischen Maschine Rotorwinkel mit Fehlern kleiner als $\pm 10^\circ$ erzeugt werden. Bemerkenswert ist, dass bei einem Test über unterschiedliche Messungen im Rotorwinkelbereich von $[0^\circ, 360^\circ]$ keine einzige Winkelberechnung mit einem größeren Winkelfehler erzeugt wurde (vgl. Abbildung

4.12). Die Standardabweichung des Winkelfehlers beträgt $2,2^\circ$. Damit zeichnet sich das neue Testpulsverfahren durch die robuste und schnelle Winkelbestimmung mit relativ wenig Pulsen für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen aus.

Bei den Testsignalverfahren aus Kapitel 5 wird in der vorliegenden Arbeit das Einwegeverfahren nach [34], das Zweiwegeverfahren nach [41] und das neue Verfahren untersucht. Das Einwegeverfahren ist wegen der geringen maximalen Drehzahl von 200 U/min bei 20 Nm in Kombination mit dem geberlosen EMK-Verfahren ungeeignet. Weiterhin schließt der Anstieg des mittleren Winkelfehlers von 0° bei 0 Nm auf 50° bei 20 Nm einen Einsatz im Fahrzeug aus (vgl. Abbildung 5.19). Mit dem Zweiwegeverfahren können bei 20 Nm und Drehzahlen von 0 bis 360 U/min Winkelfehler unter 20° erzielt werden (vgl. Abbildung 5.20). Bei 5 U/min und einem maximalen Drehmoment von bis zu 50 Nm kann das Zweiwegeverfahren den Rotorwinkel berechnen (vgl. Abbildung 5.22). Die Anforderung auch bei einem Drehmoment von 100 Nm den Rotorwinkel geberlos zu berechnen, wird unter den Testsignalverfahren nur mit dem neuen Testsignalverfahren im Drehzahlbereich nahe des Stillstands erfüllt (≤ 30 U/min) (vgl. Abbildung 5.23).

In Abbildung 8.1 werden die verwendeten Amplituden des dq-Stromes $|i_{dq}|$ über dem geforderten Drehmoment dargestellt. Abhängig von der gewählten Trajektorie des dq-Stromes (beispielsweise die MTPA-Trajektorie) ergibt sich die Länge des Stromzeigers, die notwendig ist, um ein gefordertes Drehmoment bereit zu stellen. Je höher der notwendige Strom desto höher ergeben sich die Verluste. Als Referenz ist daher das System mit einem Winkelsensor, einer feldorientierten Regelung und dq-Strömen entlang der MTPA-Trajektorie dargestellt. Bei dem neuen Testsignalverfahren müssen, aufgrund der von der MTPA-Trajektorie abweichenden i_{dq} -Trajektorie, höhere Ströme für die Bereitstellung des Drehmoments aufgebracht werden (vgl. Abbildung 8.1). Damit kann mit maximalem Strom nicht mehr das maximale Drehmoment erreicht werden. Zudem ergeben sich bei dem neuen Testsignalverfahren wegen der höheren mittleren Ströme höhere Verlustleistungen in der Maschine verglichen mit dem Betrieb mit einem konventionellen Winkelsensor oder den Taktmusterverfahren.

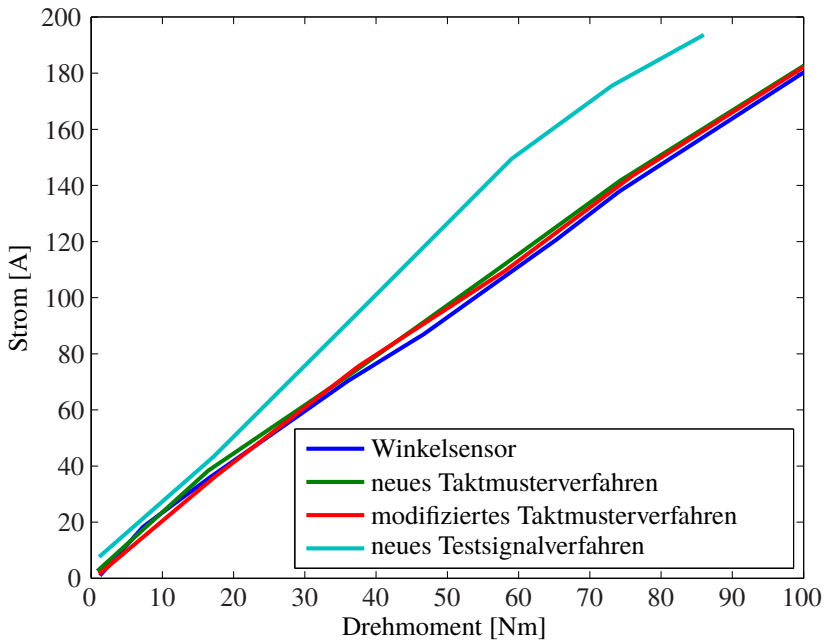


Abbildung 8.1: Vergleich des mittleren benötigten Stromes $|i_{dq}|$ der geberlosen Verfahren für die Erzeugung des geforderten Drehmoments. Als Referenz wird die feldorientierte Regelung mit einem Winkelsensor dargestellt. Betrieb mit der MTPA-Trajektorie: Winkelsensor, modifiziertes Taktmusterverfahren mit Ansteuerung nach [49], neues Taktmusterverfahren mit neuer Ansteuerung. Betrieb mit veränderter i_{dq} -Trajektorie: neues Testsignalverfahren.

In den Abbildungen 8.2, 8.3, 8.4 und 8.5 werden jeweils oben im Bild die mittleren Winkelfehler ϕ_{err} und unten im Bild die Standardabweichung der Winkelfehler $\sigma_{\phi_{err}}$ als farbliche Isolinien abhängig von der Drehzahl und dem Drehmoment dargestellt (vgl. Gleichung (2.1) und (2.2)). Beispielsweise stellt sich entlang der gelben Isolinie im oberen Teil von Abbildung 8.2 ein Winkelfehler von 4° ein. Die Verfahren liefern innerhalb der schwarzen Markierung und farblichen Isolinien einen gültigen Winkel für die feldorientierte Regelung. Über 100 U/min reduziert sich bei dem neuen Testsignalverfahren das maximale Drehmoment, bei dem eine stabile Winkelberechnung möglich ist (vgl. Abbildung 8.2). In dem stabilen Bereich liegen die maximalen Winkelfehler ϕ_{err} bei 16° und die maximale Standardabweichung $\sigma_{\phi_{err}}$ bei 6° . Für Drehzahlen über 500 U/min kann das Verfahren nicht in Fahrzeugen eingesetzt werden.

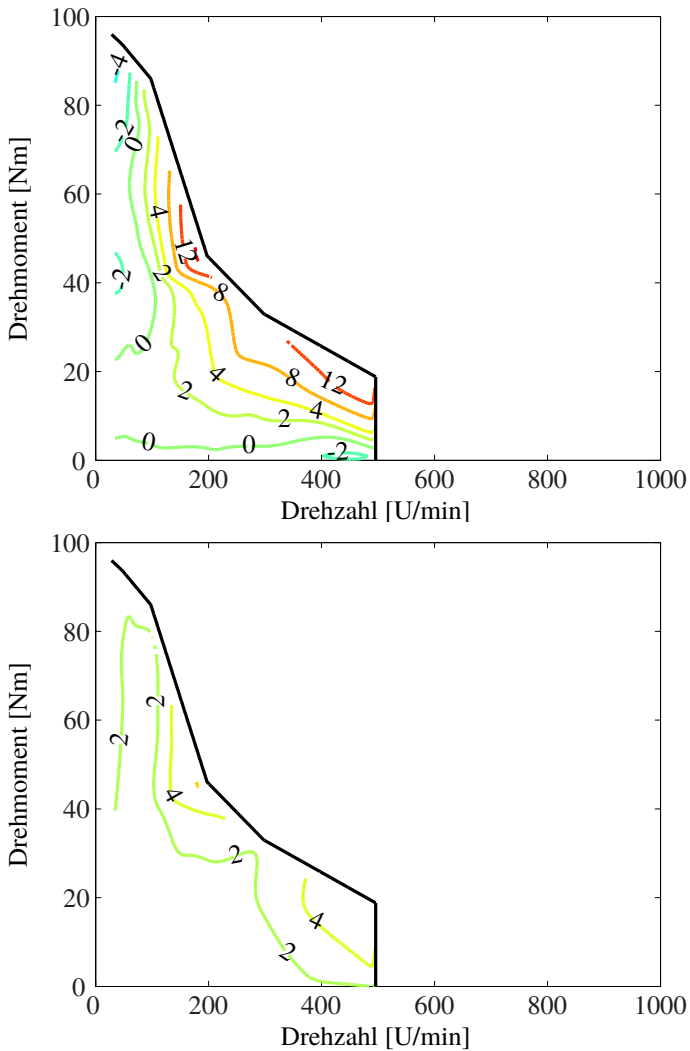


Abbildung 8.2: Ergebnis des neuen Testsignalverfahrens bis 500 U/min: Mittlerer Winkelfehler zwischen der geberlosen Regelung und dem Winkelsignal des Sensors [°] (oben), Standardabweichung des Winkelfehlers [°] (unten). Der mittlere Winkelfehler sowie die Standardabweichung des Winkelfehlers werden als farblich gekennzeichnete Isolinien von dunkelblau (-12) über grün, orange bis dunkelrot (12) dargestellt. Der geberlos ermittelte Winkel wird für die feldorientierte Regelung verwendet.

Die Taktmusterverfahren aus Kapitel 6 stellen je nach Aufbau des Systems eine Alternative zu den Testsignalverfahren dar. Für das Taktmusterverfahren muss die PMSM im Stern verschaltet sein und es muss eine Messvorrichtung für die Erfassung der Sternpunktspannung während der PWM-Taktung vorhanden sein. Wenn eine entsprechende Messung der Sternpunktspannung möglich ist, kann mit dem Taktmusterverfahren nach [49] von 0 bis 550 U/min die Winkelinformation geberlos berechnet werden. Da mit steigendem Drehmoment der Winkelfehler auf Werte $> 50^\circ$ ansteigt, kann das Verfahren nach [49] nicht in Elektro- oder Hybridfahrzeugen eingesetzt werden (vgl. Abbildung 6.14).

In Abbildung 8.3 ist zu erkennen, dass der maximale Winkelfehler des modifizierten Taktmusterverfahrens bei 6° und die maximale Standardabweichung bei 15° liegt. Erst mit der Kompensation von Strom- und Drehzahlabhängigkeit des modifizierten Taktmusterverfahrens wird der geberlose Betrieb im Bereich von 0 bis 550 U/min über 0 bis 100 Nm möglich. Das Verfahren ist wegen des relativ großen Betriebsbereiches für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen geeignet. Mit den zusätzlichen Änderungen des neuen Taktmusterverfahrens kann die Winkelinformation geberlos im Betriebsbereich von 0 bis 1000 U/min über 0 bis 100 Nm erfasst werden (vgl. Abbildung 8.4). In dem stabilen Bereich tritt ein maximaler Winkelfehler kleiner als 14° und eine maximale Standardabweichung kleiner als 13° auf. Bei einer maximalen PWM-Verschiebung des neuen Taktmusterverfahrens erhöht sich der Einfluss auf die Ströme bei $1/3$ der PWM-Frequenz (vgl. Abbildung 6.18). Das neue Taktmusterverfahren ist im Drehzahlbereich von 0 bis 1000 U/min für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen geeignet.

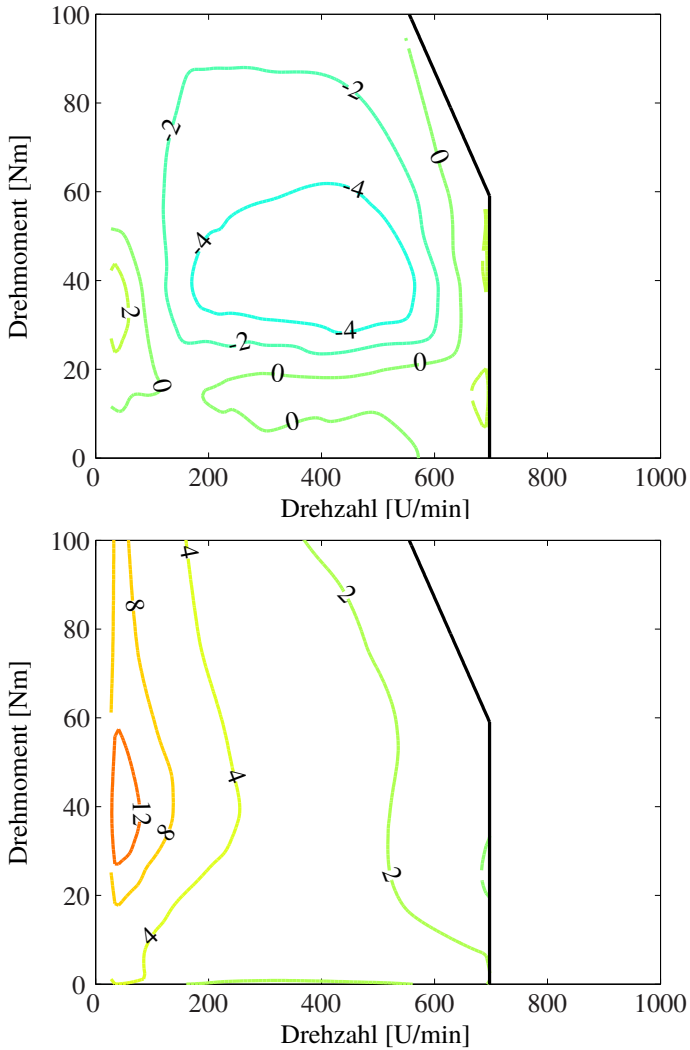


Abbildung 8.3: Ergebnis des modifizierten Taktmusterverfahrens mit Ansteuerung nach [49] und stromabhängiger Kompensation bis 700 U/min: Mittlerer Winkelfehler zwischen der geberlosen Regelung und dem Winkelsignal des Sensors [°] (oben), Standardabweichung des Winkelfehlers [°] (unten). Der mittlere Winkelfehler sowie die Standardabweichung des Winkelfehlers werden als farblich gekennzeichnete Isolinien von dunkelblau (-12) über grün, orange bis dunkelrot (12) dargestellt. Der geberlos ermittelte Winkel wird für die felderorientierte Regelung verwendet.

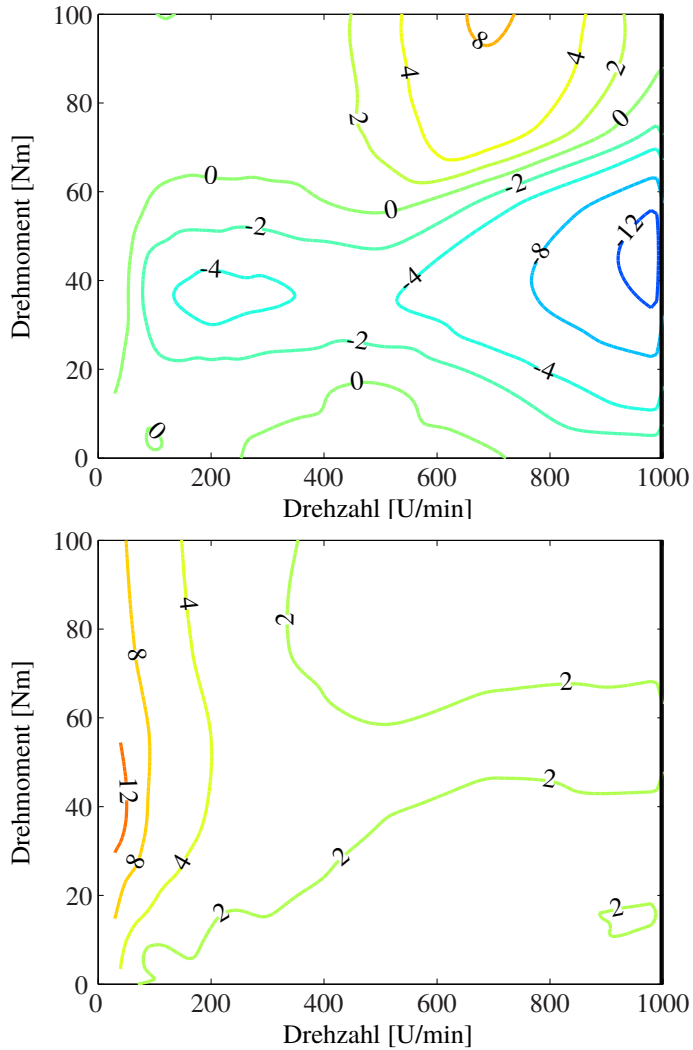


Abbildung 8.4: Ergebnis des neuen Taktmusterverfahrens mit neuer Ansteuerung und stromabhängiger Kompensation bis 1000 U/min: Mittlerer Winkelfehler zwischen der geberlosen Regelung und dem Winkelsignal des Sensors [°] (oben), Standardabweichung des Winkelfehlers [°] (unten). Der mittlere Winkelfehler sowie die Standardabweichung des Winkelfehlers werden als farblich gekennzeichnete Isolines von dunkelblau (-12) über grün, orange bis dunkelrot (12) dargestellt. Der geberlos ermittelte Winkel wird für die feldorientierte Regelung verwendet.

Wegen der Drehzahlbeschränkungen der Verfahren aus der Literatur sowie des neuen Testsignalverfahrens und des neuen Taktmusterverfahrens ist eine Kombination mit einem weiteren Verfahren für höhere Drehzahlen zwingend notwendig. Das gewählte EMK-Verfahren von [72] ist geeignet Winkelberechnungen von 300 bis 7000 U/min über 0 bis 100 Nm zu liefern (vgl. Abbildung 8.5). In dem stabilen Bereich tritt ein maximaler Winkelfehler bis 16° und eine maximale Standardabweichung von 10° auf. Für die Verbindung der Verfahren aus Kapitel 7 wird eine Kombination aus Fuzzy-Logik und Beobachter-Struktur eingesetzt, die den Übergang zwischen den Verfahren im Drehzahlbereich von 300 U/min bis 500 U/min übernimmt (vgl. Abbildung 7.2). In der vorliegenden Arbeit wird entweder das Verbundverfahren bestehend aus neuem Testpulsverfahren, neuem Testsignalverfahren und EMK-Verfahren oder das Verbundverfahren bestehend aus neuem Testpulsverfahren, neuem Taktmusterverfahren und EMK-Verfahren vorgeschlagen. Die erste Variante ist im Drehzahlbereich von 100 bis 500 U/min nur eingeschränkt bis zu Drehmomenten < 50 Nm und bei 500 U/min nur bis 20 Nm verwendbar. Im Vergleich dazu ist das Verbundverfahren mit dem neuem Taktmusterverfahren für den Einsatz im Fahrzeug besser geeignet. Es ist damit möglich, den Drehzahlbereich von 0 bis 7000 U/min über 0 bis 100 Nm geberlos zu fahren. Voraussetzung für das Verfahren ist allerdings eine sternverschaltete Maschine und eine Möglichkeit zur Messung der Sternpunktspannung.

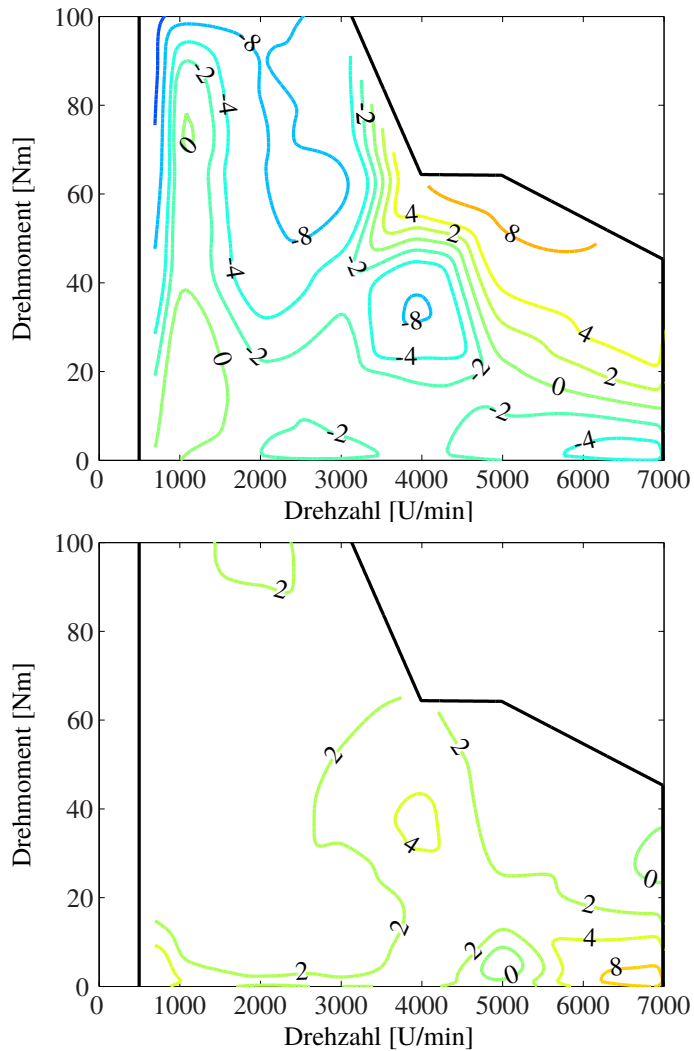


Abbildung 8.5: Ergebnis des EMK-Verfahrens nach [72] von 300 bis 7000 U/min: Mittlerer Winkelfehler zwischen der geberlosen Regelung und dem Winkelsignal des Sensors [°] (oben), Standardabweichung des Winkelfehlers [°] (unten). Der mittlere Winkelfehler sowie die Standardabweichung des Winkelfehlers werden als farblich gekennzeichnete Isolinien von dunkelblau (-12) über grün, orange bis dunkelrot (12) dargestellt. Der geberlos ermittelte Winkel wird für die felderorientierte Regelung verwendet.

8.2 Übersichtstabelle

In den zusammenhängenden Tabellen 8.1 und 8.2 werden bewertete Ergebnisse der vorgestellten geberlosen Verfahren zusammengefasst. Es werden systematisch 10 geberlose Verfahren bei 9 Eigenschaften betrachtet. Zudem werden Referenzen, Testfälle, Abbildungen sowie Kommentare zu den Ergebnissen in den Abbildungen aufgelistet. Eine Legende für die Tabellen wird im Folgenden gegeben:

- Winkelinformation:
 - absolut:
 - * Absolute Winkelinformation im gegebenen Winkelbereich (Ja).
 - * Nur Angabe der Winkeldifferenz zum aktuellen Winkel möglich (Nein).
 - eindeutig:
 - * Eindeutige Winkelinformation im Bereich $[0^\circ, 360^\circ]$ (Ja).
 - * Winkelinformation im Bereich $[270^\circ, 90^\circ]$ **oder** $[90^\circ, 270^\circ]$ (Nein).
- Drehzahlbereiche:
 - 1 : 0 - 100 U/min
 - 2 : 100 - 500 U/min
 - 3 : 500 - 1000 U/min
 - 4 : 1000 - 7000 U/min
- Bewertungen:
 - : nicht verwendbar
(im Drehzahlbereich instabil)
 - : mit großen Einschränkungen verwendbar
(im Drehzahlbereich größtenteils instabil)
 - + : mit Einschränkungen verwendbar
(im Drehzahlbereich teilweise instabil)
 - ++ : verwendbar
(stabil und mittlere Winkelfehler kleiner als $\pm 15^\circ$)

In der Tabelle 8.1 ist beispielsweise in der vierten Zeile für das neue Testsignalverfahren mit Kompensation zu sehen, dass keine eindeutige und absolute Winkelinformation bereit gestellt werden kann. Weiterhin ist ein Betrieb im Stillstand möglich. Es ergeben sich aber Einschränkungen im Drehzahlbereich 2 und das Verfahren ist nicht für die Drehzahlbereiche 3 und 4 geeignet. In der gleichen Zeile der Tabelle 8.2 werden Referenzen, Kapitel, Testfälle, relevante Abbildungen sowie ein Kommentar für das Testsignalverfahren mit Kompensation gegeben. Im Vergleich zu dem Testsignalverfahren ist erkennbar, dass das neue Taktmusterverfahren mit Kompensation und neuer PWM (Zeile 7) eine absolute Winkelinformation sowie deutliche Vorteile in den Drehzahlbereichen 2 und 3 bietet. Mit dem Verbund aus dem neuen Testpulsverfahren, dem neuem Taktmusterverfahren und dem gewählten EMK-Verfahren

(Zeile 9) lässt sich eine absolute und eindeutige Winkelinformation im Stillstand sowie in den Drehzahlbereichen 1 bis 4 geberlos berechnen.

8.3 Zusammenfassung

In Kapitel 8 werden die eingesetzten Verfahren aus der Literatur und die neuen und modifizierten Verfahren aus der vorliegenden Arbeit im Einsatz an der vorliegenden PMSM verglichen. Mit den geberlosen Verfahren aus dem Stand der Technik ist ein geberloser Betrieb der PMSM nur in einem eingeschränkten Betriebsbereich möglich. Der Einsatz der neuen und modifizierten Verfahren ermöglicht die Erweiterung der Betriebsbereiche der einzelnen Verfahren. Eine deutliche Erweiterung des Betriebsbereichs kann mit der Verbindung der vorgestellten geberlosen Verfahren erzielt werden. Mit den vorgestellten neuen Verfahren wird der geberlose Betrieb von Elektro- und Hybridfahrzeugen in der Serienfertigung ermöglicht.

Verfahren / Kommentar	Winkel-Information		Stillstand	Drehzahlbereich				Anregung	Messgrößen
	absolut	eindeutig		1	2	3	4		
Testpulsverfahren / neu	ja	ja	ja	--	--	--	--	Testpuls	i_{abc}
Testsignalverfahren / „Ein-Weg“, Literatur	nein	nein	ja	-	--	--	--	Sinus in d-Richtung	i_{abc}
Testsignalverfahren / „Zwei-Weg“, Literatur	nein	nein	ja	+	+	--	--	Sinus in d-Richtung	i_{abc}
Testsignalverfahren / mit Kompensation, arctan2, neue i_{dq} -Trajektorie, neu	nein	nein	ja	++	+	--	--	Sinus in d-Richtung	i_{abc}
Taktmusterverfahren / ohne Kompensation, Literatur	ja	nein	ja	+	+	-	--	Taktmuster der PWM	u_s
Taktmusterverfahren / mit Kompensation, modifiziert	ja	nein	ja	++	++	+	--	Taktmuster der PWM	u_s
Taktmusterverfahren / mit Kompensation, neue PWM, neu	ja	nein	ja	++	++	++	--	Taktmuster der PWM	u_s
EMK-Verfahren / Literatur	ja	ja	nein	--	+	++	++	keine	i_{abc}
Verbund Taktmuster / neu/neu	ja	ja	ja	++	++	++	++	Testpuls Taktmuster der PWM	i_{abc}, u_s
Verbund Testsignal / neu/modifiziert	ja	ja	ja	++	+	++	++	Testpuls Sinus in d-Richtung	i_{abc}

Tabelle 8.1: Bewertung der geberlosen Verfahren anhand der Testfälle aus Tabelle 2.2 (Teil 1)

Verfahren / Kommentar	Referenz	Kapitel	Testfall	Abbildung	Kommentar
Testpulsverfahren / neu	-	4	GR1	4.12	Nur Stillstand
Testsignalverfahren / „Ein-Weg“, Literatur	[34]	5	GR2	5.19	stabil bei 20 Nm bis 200 U/min
Testsignalverfahren / „Zwei-Weg“, Literatur	[41]	5	GR2 GR3	5.20 5.22	stabil bei 20 Nm bis 360 U/min ($\phi_{err} < 23^\circ$) stabil bei 5 U/min bis 50 Nm
Testsignalverfahren / mit Kompensation, arctan2, neue i_{dq} -Trajektorie, neu	-	5	GR2 GR3 GR4	5.21 5.23 8.2	stabil bei 20 Nm bis 300 U/min stabil bei 30 U/min bis 100 Nm stabil bei 20 Nm bis 500 U/min
Taktmusterverfahren / ohne Kompensation, Literatur	[49]	6	-	8.1	erhöhter Strombedarf
Taktmusterverfahren / mit Kompensation, modifiziert	-	6	GR3 GR4	6.14 6.19 8.3	bei $M > 0$ Nm nur offener Regelkreis möglich, stabil bei 0 Nm bis 550 U/min stabil bei 100 Nm und 500 U/min stabil bei 100 Nm bis 550 U/min
Taktmusterverfahren / mit Kompensation, neue PWM, neu	-	6	GR3 GR4	6.20 8.4	stabil bei 100 Nm und 500 U/min stabil bei 100 Nm bis 1000 U/min
EMK-Verfahren / Literatur	[72]	1	-	6.18	erhöhter Einfluss auf die Phasenströme (bei maximaler PWM-Verschiebung)
Verbund Taktmuster / neu/neu	-	7	GR4 GR4	8.5 8.4	stabil von 300 U/min bis 7000 U/min stabil von 300 U/min bis 7000 U/min stabil bei 100 Nm bis 1000 U/min
Verbund Testsignal / neu/modifiziert	-	7	GR5 GR4 GR4	7.2 8.5 8.2	Umschaltung / Verbindung mit Fuzzy-Logik stabil von 300 U/min bis 7000 U/min stabil bei 20 Nm bis 500 U/min

Tabelle 8.2: Bewertung der geberlosen Verfahren anhand der Testfälle aus Tabelle 2.2 (Teil 2)

9 Zusammenfassung

Mit dem heutigen Stand der Technik werden für den Betrieb von PMSM in Elektro- und Hybridfahrzeugen Winkelsensoren eingesetzt. Für den Erfolg von Elektro- und Hybridfahrzeugen in der Serienfertigung sind weitere Reduktionen der Produktionskosten erforderlich. Bei dem Winkelsensor sind Einsparungen durch geringere Anforderungen an die Genauigkeit des Sensors möglich. Alternativ kann die PMSM auch vollständig ohne Winkelsensor betrieben werden. In beiden Fällen ist eine zusätzliche Winkelinformation von einem geberlosen Verfahren erforderlich.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit bestand in der Entwicklung eines neuen Konzeptes zur geberlosen Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen. Dazu wurden mehrere Verfahren für die geberlose Regelung eingesetzt und den Anforderungen entsprechend neu- oder weiterentwickelt. In Kapitel 3 wurde ein geeignetes Simulationsmodell basierend auf [24, 25] für die Entwicklung der geberlosen Verfahren untersucht. Das gewählte Modell wurde um ein Modell der Sternpunktspannung erweitert. Dabei wurde detailliert auf die Herleitung des Modells sowie auf die Erstellung der benötigten Parameter aus FE-Berechnungen eingegangen. Als geberloses Verfahren für den Stillstand wurde in Kapitel 4 ein neues Testpulsverfahren vorgestellt. Mit dem neuen Testpulsverfahren wird die initiale, eindeutige Winkelbestimmung im Stillstand robust mit einer relativ geringen Anzahl von Testpulsen ermöglicht. Für den niedrigen bis mittleren Drehzahlbereich ($\leq 10\% N_{Nenn}$) wurde der Einsatz von Testsignalverfahren oder Taktmusterverfahren vorgeschlagen. In Kapitel 5 wurden Testsignalverfahren untersucht und modifiziert. Die Betriebsbereiche der Testsignalverfahren nach [34, 35] sind stark eingeschränkt. Auch mit der Verbesserung nach [41] können große Bereiche nicht angefahren werden. Um den Betriebsbereich des eingesetzten Testsignalverfahrens zu erweitern, wurden dq-stromabhängige Kennfelder erzeugt, die die Amplitude und den Offset der berechneten Sinus- und Kosinus-Komponente entfernen. Weiterhin wurde eine von der MTPA-Trajektorie abweichende i_{dq} -Trajektorie vorgeschlagen, um Bereiche mit niedriger Amplitude der Sinus- und Kosinus-Komponente zu vermeiden. Das Taktmusterverfahren wurde im Kapitel 6 untersucht und weiterentwickelt. Einige Taktmusterverfahren, beispielsweise nach [49], erfordern eine sternverschaltete PMSM und eine zusätzliche Spannungsmessung des Sternpunktes. Aufgrund der Einschränkung auf sternverschaltete PMSM und der Kostensteigerung durch die Spannungsmessung eignen sich Taktmusterverfahren nicht für alle Elektro- und Hybridfahrzeuge. Das Verfahren nach [49] weist eine starke Stromabhängigkeit auf. Das Verfahren wurde daher um eine stromabhängige Kompensation erweitert, um den Betriebsbereich zu vergrößern. Weiterhin wurde eine neue PWM-Ansteuerung entwickelt, die den Betriebsbereich zusätzlich erweitert und die Standardabweichung des Winkelfehlers reduziert. Gegenüber den Testsignalverfahren kann das neue Taktmusterverfahren über einen größeren Arbeitsbereich robuste und genaue Winkelberechnungen liefern. Für den höheren Drehzahlbereich ($> 10\% N_{Nenn}$) wird in der vorliegenden Arbeit das EMK-Verfahren nach [72] eingesetzt. Bei höheren

Drehzahlen und bis zu maximalen Drehmomenten können mit dem Verfahren Rotorwinkel entsprechend der Anforderungen berechnet werden. Da keines der Verfahren den gesamten Arbeitsbereich von PMSM in Elektro- und Hybridfahrzeugen abdecken kann, wurde eine Verbindung der Verfahren nach [82] in Kapitel 7 vorgestellt. Die Verbindung sieht eine Kombination der Winkelberechnungen der unterschiedlichen Verfahren mit einer Fuzzy-Logik und einem Beobachter vor. Das Modell des Beobachters von [82] wurde durch ein mechanisches „Ein-Massen“ Modell aus [41, 83] ersetzt. Die unterschiedlichen geberlosen Verfahren für den Einsatz in Elektro- und Hybridfahrzeugen wurden in Kapitel 8 verglichen.

Mit den geberlosen Verfahren der vorliegenden Arbeit wurde die feldorientierte Regelung an der vorliegenden PMSM ohne Winkelgeber eingesetzt. Es konnte der robuste Betrieb der neu- und weiterentwickelten geberlosen Verfahren am Maschinenprüfstand nachgewiesen werden. Verglichen mit dem Betriebsbereich bekannter geberloser Verfahren nach dem Stand der Technik konnte der Betriebsbereich mit den vorgestellten Verfahren deutlich vergrößert werden (bei mindestens akzeptablen Werten für die Winkelfehler $\phi_{err} < 15^\circ$ vgl. Kapitel 2.2 und 8). Die wesentlichen Ergebnisse der Arbeit sind:

1. Entwicklung eines neuen Konzeptes für die geberlose Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen in Elektro- und Hybridfahrzeugen
2. Weiterentwicklung des Modells der PMSM basierend auf [24, 25] für die Entwicklung von Verfahren zur geberlosen feldorientierten Regelung
 - Bestimmung der nichtlinearen strom- und winkelabhängigen Induktivität aus FEM-Berechnungen
 - Modellierung von Oberwellen der induzierten Spannung
 - Verbesserung des relativen Winkelfehlers gegenüber Simulationen mit einem dq-Modell
 - Abbildung der Sternpunktspannung
 - Validierung der Simulationsergebnisse mit Messergebnissen von einem Laborprüfstand
3. Neuentwicklung eines Testpulsverfahrens für den Stillstand
 - Grobe Erkennung der d'-Richtung mit nur einem Testpuls
 - Verfahren zur robusten Winkelberechnung mit einer vergleichsweise geringen Anzahl von nichtsättigenden Testpulsen
4. Modifiziertes Testsignalverfahren, basierend auf dem Verfahren nach [41] für mittlere Drehzahlen
 - Verbesserte maximal erkennbare Winkelabweichung von $\pm 45^\circ$ auf $\pm 90^\circ$
 - Umgehung unzulässiger Bereiche von i_{dq} für das Verfahren
 - Nachweis einer bisher unbekanntenen Abhängigkeit der Sinus- und Kosinus-Komponente von der Drehzahl

- Vergrößerung des nutzbaren Bereichs im Motorkennfeld
5. Neues Taktmusterverfahren basierend auf dem Verfahren nach [49]
 - Neue Modellierung und Beschreibung des Verfahrens
 - Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Abstands
 - Vergrößerung des nutzbaren Bereichs im Motorkennfeld
 6. Nachweis der ausreichenden Genauigkeit und Robustheit des EMK-Verfahrens nach [72] für hohe Drehzahlen
 7. Einsatz des Verbunds der Verfahren nach [82] erweitert mit einem mechanischen „Ein-Massen“ Modell aus [41, 83]
 8. Experimentelle Erprobung der geberlosen Verfahren auf einem Laborprüfstand
 9. Nachweis der Funktionsfähigkeit des neuen Konzeptes.

In nachfolgenden Arbeiten kann für eine weitere Verbesserung des Maschinenmodells zusätzlich zu der Bestimmung von Parametern aus den FE-Berechnungen die Identifikation von einigen Modellparametern aus Messungen erfolgen. Dazu können Identifikationsverfahren für die Bestimmung der Parameter der nichtlinearen Modellgleichungen entwickelt werden, die die Messergebnisse und Ergebnisse aus Simulationen im geschlossenen Regelkreis verwenden. Für das Testsignalverfahren sollte die Untersuchung der Abhängigkeiten der Sinus- und Kosinus-Komponente von der Drehzahl und dem dq-Strom wesentlicher Bestandteil von weiteren Arbeiten sein. Mit einem besseren Verständnis für die Ursachen der genannten Abhängigkeiten und deren Vermeidung sind Vergrößerungen des geberlosen Arbeitsbereichs zu erwarten. Weiterhin kann geprüft werden, inwieweit sich die hinterlegten Kennfelder für die Sinus- und Kosinus-Komponente adaptiv zur Laufzeit anpassen lassen, um Parameteränderungen durch die Serienstreuung und Alterungseffekte auszugleichen. Weitere Untersuchungen zum Taktmusterverfahren können zu den verwendeten Taktmustern erfolgen. Bei der Entwicklung neuer Taktmuster sollte die Geräuschentwicklung durch die Anregung minimiert sowie die Genauigkeit und Robustheit des Taktmusterverfahrens maximiert werden. Um eine genaue Winkelberechnung und dennoch einen möglichst leisen sowie effizienten Betrieb zu ermöglichen, kann beispielsweise eine geschickte Kombination der unterschiedlichen möglichen Taktmuster und der Einsatz von geberlosen Verfahren für die dritte Harmonische [63]-[68], [15] abhängig vom Arbeitspunkt der Maschine zielführend sein.

A Anhang

A.1 Technische Daten

Permanentmagnet-Synchronmaschine (PMSM)		
Phasen		= 3
Polpaare	p	= 6
Maximale Leistung	P_{max}	= 55 kW (@ 5000 U/min, 60 s)
Dauerleistung	P_{Dauer}	= 35 kW (@ 7000 U/min)
Maximale Drehzahl	N_{max}	= 12000 U/min
Nenn Drehzahl	N_{Nenn}	= 5000 U/min
Maximales Drehmoment	M_{max}	= 130 Nm
Winkelsensor (Winkelgeber)	Resolver (Serie)	
Leistungselektronik (LE)		
Phasen		= 3
Maximale Leistung	P_{max}	= 55 kW
PWM-Frequenz	f_{PWM}	= 10000 Hz
Maximale Eingangsspannung	U_{DCmax}	= 350 V
Prüfstand		
Maximale Drehzahl	N_{max}	= 7000 U/min
Maximaler Strom	I_{DC}	= 200 A
Spannung	U_{DC}	= 200 V

Tabelle A.1: Daten der verwendeten PMSM und der LE

A.2 Park- und Clarke-Transformationen

Die Transformationen sind für die feldorientierte Regelung zwingend notwendig. In der Literatur sind die folgenden Transformationen weit verbreitet und werden hier aufgeführt, um die Lesbarkeit zu verbessern (beispielsweise aus [3] oder [7]).

Amplituden-invariante Clarke-Transformation:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

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

Amplituden-invariante Park-Transformation (dq-Transformation):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{dq} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_{dq}^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & 1 \\ \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Transformationen zwischen dem dq- und dem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} &= \mathbf{T}_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} T_{\alpha\beta-dq} &= \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \\ T_{dq-\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Literaturverzeichnis

- [1] BUNDESREGIERUNG DEUTSCHLAND: Regierungsprogramm Elektromobilität. 2001.
- [2] NATIONALE PLATTFORM ELEKTROMOBILITÄT: Fortschrittsbericht 2014 Bilanz der Marktvorbereitung. 2014.
- [3] DONCKER, W. D.: *Elektrische Antriebe*. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Skript zur Vorlesung, 2006.
- [4] BINDER, A.: *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Technische Universität Darmstadt, Skript zur Vorlesung, 2010.
- [5] MÜLLER, G.; PONICK, B.: *Theorie elektrischer Maschinen*. Wiley, Weinheim, Berlin, 2009.
- [6] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe Grundlagen*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.
- [7] ONG, C.-M.: *Dynamic simulation of electric machinery*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, 1998.
- [8] HAHN, I.: Differential magnetic anisotropy - prerequisite for rotor position detection of PM-synchronous machines with signal injection methods. In: *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), First Symposium*, S. 40 – 49, 2010.
- [9] REILL, J.; PIEPENBREIER, B.; HAHN, I.: Utilisation of magnetic saliency for sensorless-control of permanent-magnet synchronous motors. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), International Symposium*, S. 1484 – 1489, 2010.
- [10] LI, J.; GAO, L.; SUN, H.; HUANG, H.; LIU, G.: Experimental analysis and simulation of saturation effects in interior permanent-magnet synchronous motor. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), International Conference*, S. 1 – 6, 2011.
- [11] DE BELIE, F.; MELKEBEEK, J.; VANDEVELDE, L.; BOEL, R.; GELDHOF, K.; VYNCKE, T.: A nonlinear model for synchronous machines to describe high-frequency signal based position estimators. In: *Electric Machines and Drives, IEEE International Conference*, S. 696 – 703, 2005.
- [12] STUMBERGER, B.; STUMBERGER, G.; DOLINAR, D.; HAMLER, A.; TRLEP, M.: Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor. *Industry Applications, IEEE Transactions* 39 (2003) 5, S. 1264 – 1271.

- [13] SEILMEIER, M.; ARENZ, S.; PIEPENBREIER, B.; HAHN, I.: Model based closed loop control scheme for compensation of harmonic currents in PM-synchronous machines. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), International Symposium*, S. 1 – 6, 2010.
- [14] HAHN, I.: Einfluss der höheren Harmonischen der induzierten Spannung auf das Betriebsverhalten von Motoren mit konzentrierten Wicklungen. In: *VDI-Tagung für elektrisch-mechanische Antriebssysteme Fulda*, Bd. 1, S. 235 – 252, 2004.
- [15] SHEN, J.; ZHU, Z.; HOWE, D.: Practical issues in sensorless control of PM brushless machines using third-harmonic back-EMF. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), CES/IEEE 5th International*, Bd. 2, S. 1 – 5, 2006.
- [16] WANG, Y.; ZHU, J.; WANG, S.; GUO, Y.; XU, W.: Nonlinear magnetic model of surface mounted PM machines incorporating saturation saliency. *Magnetics, IEEE Transactions* 45 (2009) 10, S. 4684 – 4687.
- [17] WANG, G.; YANG, R.; CHEN, W.; YU, Y.; XU, D.; CHAN, C.: Initial position estimation for sensorless surface-mounted PMSM with near-zero saliency at standstill. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '09), IEEE*, S. 1403 – 1406, 2009.
- [18] WANG, Y.; ZHU, J.; GUO, Y.: A comprehensive analytical mathematic model for permanent-magnet synchronous machines incorporating structural and saturation saliencies. *Magnetics, IEEE Transactions* 46 (2010) 12, S. 4081 – 4091.
- [19] YING, Y.; JIANGUO, Z.; YOUGUANG, G.; JIANXUN, J.: Numerical simulation of a PMSM model considering saturation saliency for initial rotor position estimation. In: *Chinese Control Conference (CCC)*, S. 114 – 118, 2008.
- [20] NIPP, E.: Development of 3- and 2-phase motor models in the functional rapid prototyping EC motors. Techn. Ber., Robert Bosch GmbH, 2003.
- [21] VOLLMER, U.: Flussbasiertes MSE Model. Techn. Ber., Robert Bosch GmbH, 2009.
- [22] MOHR, M.; BIRO, O.; STERMECKI, A.; DIWOKY, F.: An improved physical phase variable model for permanent magnet machines. In: *Electrical Machines (ICEM), XXth International Conference*, S. 53 – 58, 2012.
- [23] MOHR, M.; BIRO, O.; STERMECKI, A.; DIWOKY, F.: A finite element-based circuit model approach for skewed electrical machines. *Magnetics, IEEE Transactions* 50 (2014) 2, S. 837 – 840.
- [24] MOHAMMED, O.; LIU, S.; LIU, Z.: Physical modeling of electric machines for motor drive system simulation. In: *Power Systems Conference and Exposition (PES), IEEE*, Bd. 2, S. 781 – 786, 2004.
- [25] MOHAMMED, O.; LIU, S.; LIU, Z.; ABED, N.: Physical phase variable models of electrical equipments and their applications in integrated drive simulation for shipboard power system. In: *Electric Ship Technologies Symposium, IEEE*, S. 163 – 170, 2005.

- [26] SCHRÖDL, M.: Sensorless control of permanent magnet synchronous machines - An overview. Techn. Ber., Institute of Electrical Machines and Drives, Wien, 2004.
- [27] BRAUN, M.: *Geberfreie Drehzahlregelung von über ein LC-Filter gespeisten permanent-erregten Hochgeschwindigkeits-Synchronmaschinen*. Dissertation, Universität Stuttgart Institut für Leistungselektronik und elektrische Antriebe, 2011.
- [28] BRAUN, M.; LEHMANN, O.; ROTH-STIELOW, J.: Sensorless rotor position estimation at standstill of high speed PMSM drive with LC inverter output filter. In: *Industrial Technology (ICIT), IEEE International Conference*, S. 410 – 415, 2010.
- [29] OSTLUND, S.; BROKEMPER, M.: Initial rotor position detections for an integrated PM synchronous motor drive. In: *Industry Applications Conference (IAS), Thirtieth IAS Annual Meeting, Conference Record of the IEEE*, Bd. 1, S. 741 – 747, 1995.
- [30] NAKASHIMA, S.; INAGAKI, Y.; MIKI, I.: Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent magnet synchronous motor. In: *Electric Machines and Drives (IEMD '99), International Conference*, S. 525 – 527, 1999.
- [31] SCHRÖDL, M.: Detection of the rotor position of a permanent magnet synchronous machine at standstill. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 195 – 197, 1988.
- [32] SCHRÖDL, M.: *Sensorless control of A.C. machines*. Dissertation, Universität Wien, 1992.
- [33] SCHRÖDL, M.: Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method. In: *Industry Applications Conference (IAS), Thirty-First IAS Annual Meeting, Conference Record of the IEEE*, Bd. 1, S. 270 – 277, 1996.
- [34] LINKE, M.; KENNEL, R.; HOLTZ, J.: Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In: *Industrial Electronics Society (IECON), IEEE 28th Annual Conference*, Bd. 1, S. 674 – 679, 2002.
- [35] LINKE, M.; KENNEL, R.; HOLTZ, J.: Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. In: *Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03), IEEE International*, Bd. 2, S. 1211 – 1217, 2003.
- [36] DE KOCK, H.; KAMPER, M.; KENNEL, R.: Anisotropy comparison of reluctance and PM synchronous machines for low speed position sensorless applications. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, S. 859 – 866, 2008.
- [37] RACA, D.; GARCIA, P.; REIGOSA, D.; BRIZ, F.; LORENZ, R.: A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Third Annual IEEE*, S. 879 – 885, 2008.
- [38] ØVREBØ, S.: *Sensorless control of permanent magnet synchronous machines*. Dissertation, Norwegian University of Science and Technology Trondheim, 2004.

- [39] JEONG, Y.-S.; LORENZ, R.; JAHNS, T.; SUL, S.-K.: Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *Industry Applications, IEEE Transactions* 41 (2005) 1, S. 38 – 45.
- [40] YANG, S.-C.; LORENZ, R.: Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection. *Industry Applications, IEEE Transactions* 48 (2012) 3, S. 977 – 986.
- [41] MAYER-JOHN, E.; LINGENFELSER, C.: Testsignalverfahren in d-Richtung zur sensorlosen/sensorreduzierten Kommutierung der permanenterregten Synchronmaschine im Hybridantrieb. Techn. Ber., Robert Bosch GmbH, 2010.
- [42] JANSEN, P.; LORENZ, R.: Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. *Industry Applications, IEEE Transactions* 31 (1995) 2, S. 240 – 247.
- [43] WEICHBOLD, P.: *Einfluß nichtidealer Wechselrichtereigenschaften auf das Betriebsverhalten von pulsweitenmodulierten Spannungszwischenkreisumrichtern*. Dissertation, Technische Universität Graz, 2001.
- [44] PERASSI, H. D.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2007.
- [45] ZHU, Z.; GONG, L.: Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods. *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 58 (2011) 8, S. 3431 – 3439.
- [46] BIANCHI, N.; FORNASIERO, E.; BOLOGNANI, S.: Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, S. 1528 – 1535, 2011.
- [47] BIANCHI, N.; FORNASIERO, E.; BOLOGNANI, S.: Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection. *Industry Applications, IEEE Transactions* 49 (2013) 3, S. 1333 – 1342.
- [48] LEIDHOLD, P.: Vorrichtung und Verfahren zur Rotorpositionsermittlung bei geringer Drehzahl oder bei Stillstand. Patent, DE 112010003562 A5, 2012.
- [49] STROTHMANN, R.: Vorrichtung und Verfahren zur Ermittlung der Drehlage des Rotors einer elektrischen Maschine. Patent, DE 102006046638 A1, 2006.
- [50] WILLIAMS, C.; DIXON, C.; COLES, J.; HUXFORD, R.: Position sensorless motor control. Patent, WO 2009/136381 A2, 2009.
- [51] STROTHMANN, R.: Device and method for determining the rotational position of a rotor in an electric machine. Patent, PCT/EP 2006/011,879, 2007.
- [52] STROTHMANN, R.: Device and method for determining the rotational position of a rotor in an electric machine. Patent, EP 20,060,829,471, 2008.

- [53] STROTHMANN, R.: Device and method for determining the rotational position of a rotor in an electric machine. Patent, US 12/086,524, 2009.
- [54] STROTHMANN, R.: Device and method for determining the rotational position of a rotor in an electric machine. Patent, US 12/086,524, 2012.
- [55] THIEMANN, P.; MANTALA, C.; HORDLER, J.; TRAUTMANN, A.; GROPE, D.; STROTHMANN, R.; ZHOU, E.: New sensorless rotor position detection technique of PMSM based on direct flux control. In: *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), International Conference*, S. 1 – 6, 2011.
- [56] THIEMANN, P.; MANTALA, C.; HORDLER, J.; GROPE, D.; TRAUTMANN, A.; STROTHMANN, R.; ZHOU, E.: PMSM sensorless rotor position detection for all speeds by Direct Flux Control. In: *Industrial Electronics (ISIE), IEEE International Symposium*, S. 673 – 678, 2011.
- [57] THIEMANN, P.; MANTALA, C.; MUELLER, T.; STROTHMANN, R.; ZHOU, E.: Sensorless control for buried magnet PMSM based on direct flux control and fuzzy logic. In: *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics Drives (SDEMPED), IEEE International Symposium*, S. 405 – 412, 2011.
- [58] THIEMANN, P.; MANTALA, C.; MUELLER, T.; STROTHMANN, R.; ZHOU, E.: Direct flux control (DFC): A new sensorless control method for PMSM. In: *Universities' Power Engineering Conference (UPEC), 46th International*, S. 1 – 6, 2011.
- [59] THIEMANN, P.; MANTALA, C.; MUELLER, T.; STROTHMANN, R.; ZHOU, E.: PMSM sensorless control with Direct Flux Control for all speeds. In: *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), IEEE Symposium*, S. 1 – 6, 2012.
- [60] HOLTZ, J.; PAN, H.: Acquisition of rotor anisotropy signals in sensorless position control systems. In: *Industry Applications Conference (IAS), 38th IAS Annual Meeting, Conference Record*, Bd. 2, S. 1165 – 1172, 2003.
- [61] HOLTZ, J.; PAN, H.: Acquisition of rotor anisotropy signals in sensorless position control systems. *Industry Applications, IEEE Transactions* 40 (2004) 5, S. 1379 – 1387.
- [62] HOLTZ, J.; JULIET, J.: Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings. *Industry Applications, IEEE Transactions* 41 (2005) 6, S. 1675 – 1682.
- [63] MEYER, H.; REITER, J.; SCHUNN, J.; VILLHAUER, R.: Geberlose Kommutierung. Patent, DE 10157900 A1, 2001.
- [64] SRIRAM, T.: Method and apparatus for sensorless operation of brushless permanent magnet motors. Patent, US 08/770,862, 1998.
- [65] MOREIRA, J.: Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range. *Industry Applications, IEEE Transactions* 32 (1996) 6, S. 1394 – 1401.

- [66] MOREIRA, J.: Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating in a wide speed range. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the IEEE*, Bd. 1, S. 401 – 407, 1994.
- [67] SHEN, J.; ZHU, Z.; HOWE, D.: Sensorless flux-weakening control of permanent-magnet brushless machines using third harmonic back EMF. *Industry Applications, IEEE Transactions* 40 (2004) 6, S. 1629 – 1636.
- [68] SHEN, J.; IWASAKI, S.: Sensorless control of ultrahigh-speed PM brushless motor using PLL and third harmonic back EMF. *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 53 (2006) 2, S. 421 – 428.
- [69] MATSUI, N.; SHIGYO, M.: Brushless DC motor control without position and speed sensors. *Industry Applications, IEEE Transactions* 28 (1992) 1, S. 120 – 127.
- [70] KIM, J.-S.; SUL, S.-K.: High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer. In: *Industry Applications Conference (IAS), Thirtieth IAS Annual Meeting, Conference Record of the IEEE*, Bd. 1, S. 75 – 82, 1995.
- [71] MATSUI, N.: Sensorless PM brushless DC motor drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 43 (1996) 2, S. 300 – 308.
- [72] BURGOS, R. P.; KSHIRSAGAR, P.; LIDOZZI, A.; JANG, J.; WANG, F.; BOROYEVICH, D.; RODRIGUEZ, P.; SUL, S.-K.: Design and evaluation of a PLL-based position controller for sensorless vector control of permanent-magnet synchronous machines. In: *Industrial Electronics (IECON), 32nd IEEE Annual Conference*, S. 5081 – 5086, 2006.
- [73] MORIMOTO, S.; KAWAMOTO, K.; SANADA, M.; TAKEDA, Y.: Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. *Industry Applications, IEEE Transactions* 38 (2002) 4, S. 1054 – 1061.
- [74] KIM, H.; HARKE, M.; LORENZ, R.: Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation. *Industry Applications, IEEE Transactions* 39 (2003) 6, S. 1726 – 1733.
- [75] ICHIKAWA, S.; TOMITA, M.; DOKI, S.; OKUMA, S.: Sensorless control for all types of synchronous motors using an on-line parameter identification. In: *Industrial Electronics Society (IECON), 30th Annual Conference of the IEEE*, Bd. 1, S. 975 – 980, 2004.
- [76] LUENBERGER, D.: Observing the state of a linear system. *Military Electronics, IEEE Transactions* 8 (1964) 2, S. 74 – 80.
- [77] HONG, J.; JUNG, S.; NAM, K.: An incorporation method of sensorless algorithms: Signal injection and back EMF based methods. In: *Power Electronics Conference (IPEC), International*, S. 2743 – 2747, 2010.
- [78] ZADEH, L. A.: Fuzzy sets. *Information and control* 8 (1965) 3, S. 338–353.
- [79] BANDEMER, H.; GOTTWALD, S.: Einführung in Fuzzy-Methoden. *Akademie-Verlag, Berlin* 264 (1993).
- [80] KIENDL, H.: *Fuzzy control methodenorientiert*. Oldenbourg, München, 1997.

- [81] MIKUT, R.: *Data Mining in der Medizin und Medizintechnik*, Bd. 22. KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2008.
- [82] SEILMEIER, M.; PIEPENBREIER, B.: Sensorless control of PMSM for the whole speed range using two-degree-of-freedom current control and HF test current injection for low-speed range. *Power Electronics, IEEE Transactions* 30 (2015) 8, S. 4394 – 4403.
- [83] GÖTTING, G.; KLYMENKO, M.; KRETSCHMER, M.; PETER, M.: Verfahren und System zur Steuerung einer elektrischen Maschine in einem Antriebsstrang eines Kraftfahrzeuges. Patent, DE 102010039701 A1, 2012.
- [84] MA, Z.; KENNEL, R.: System-on-Chip sensorless control of PMSM combining signal injection and flux observer. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 7th International*, Bd. 2, S. 1201 – 1205, 2012.
- [85] PIIPPO, A.; LUOMI, J.: Adaptive observer combined with HF signal injection for sensorless control of PMSM drives. In: *Electric Machines and Drives, IEEE International Conference*, S. 674 – 681, 2005.
- [86] BRONSTEIN, I.; SEMENDJAJEW, K.; MUSIOL, G.; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt am Main, 2001.
- [87] PAULUS, S.; GABERAN, T.; LECHNER, B.: Modellierung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen mit Daten aus der Finite-Elemente-Methode. In: *VDI SIMVEC Conference*, S. 69 – 80, 2012.
- [88] LECHNER, B.: *Entwicklung und Verifikation eines Simulationsmodells für die Regler- und Diagnoseentwicklung von Hybrid- und Elektrofahrzeugen*. Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen Lehrstuhl Mechatronik, 2011.
- [89] INSTITUT FÜR ELEKTRISCHE MASCHINEN, ETH-ZÜRICH: FEMAG. 1997.
- [90] WERNER, H.: *Control systems theory and design*. Technische Universität Hamburg Harburg, Skript zur Vorlesung, 2010.
- [91] SIDDALINGAPPA, A.: *Development and verification of a test pulse method to determine the absolute rotor angle of a permanent magnet synchronous machine*. Diplomarbeit, Hochschule Esslingen, 2012.
- [92] PAULUS, S.; SIDDALINGAPPA, A.: Steuereinrichtung und Verfahren zum Ermitteln des Rotorwinkels einer Synchronmaschine. Patent, DE 102012215960 A1, 2012.
- [93] PAULUS, S.; SIDDALINGAPPA, A.: Steuereinrichtung und Verfahren zum Ermitteln des Rotorwinkels einer Synchronmaschine. Patent, DE 102012215962 A1, 2012.
- [94] PAULUS, S.; SIDDALINGAPPA, A.: Control device and method for establishing the rotor angle of a synchronous machine. Patent, US 9306482 B2, 2013.
- [95] PAULUS, S.; SIDDALINGAPPA, A.: Control device and method for establishing the rotor angle of a synchronous machine. Patent, US 9391552 B2, 2013.

- [96] FLIEGE, N.: *Systemtheorie*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 1991.
- [97] MACKENS, W.; VOSS, H.: *Mathematik 1*, Bd. 1. Heco-Verlag, Aachen, 1993.
- [98] GÖTTING, G.; PAULUS, S.; RECHBERGER, K.: Ermittlung der Rotorlage zur Regelung einer PSM in Hybrid- und Elektrofahrzeugen. In: *VDI Autoreg Conference*, S. 321 – 332, 2011.
- [99] PAULUS, S.; GÖTTING, G.: Self-sensing control of permanent-magnet synchronous machines with reluctance and saturation effects using high-frequency signal injection. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Eighth Annual IEEE*, S. 2662 – 2665, 2013.
- [100] PAULUS, S.; GÖTTING, G.: Regelungssystem für eine Synchronmaschine und Verfahren zum Betreiben einer Synchronmaschine. Patent, DE 102013204194 A1, 2013.
- [101] PAULUS, S.; GÖTTING, G.: Control system for a synchronous machine and method for operating a synchronous machine. Patent, US 9444375 B2, 2014.
- [102] WIKIPEDIA.ORG: Arctan2,
<https://de.wikipedia.org/wiki/Arctan2>
aufgerufen am 16.05. 2018.
- [103] PAULUS, S.; KÖRNER, M.; NIEDERER, A.; KNECHT, G.: Steuereinrichtung und Verfahren zum Ermitteln des Rotorwinkels einer Synchronmaschine. Patent, DE 10201222315 A1, 2012.
- [104] PAULUS, S.; KÖRNER, M.; NIEDERER, A.; KNECHT, G.: Steuereinrichtung und Verfahren zum Ermitteln des Rotorwinkels einer Synchronmaschine. Patent, DE 10201222311 A1, 2012.
- [105] PAULUS, S.; NIEDERER, A.; KNECHT, G.; KÖRNER, M.: Control device and method for determining the rotor angle of a synchronous machine. Patent, US 9214882 B2, 2013.
- [106] PAULUS, S.; NIEDERER, A.; KNECHT, G.; KÖRNER, M.: Control device and method for determining the rotor angle of a synchronous machine. Patent, US 9178455 B2, 2013.
- [107] WIKIPEDIA.ORG: Modulo,
https://de.wikipedia.org/wiki/Division_mit_Rest#Modulo
aufgerufen am 16.05. 2018.
- [108] WERNER, H.: *Optimal and robust control*. Technische Universität Hamburg Harburg, Skript zur Vorlesung, 2010.

HYBRID UND ELEK TROFAHR ZEUGE

EIN NEUES KONZEPT FÜR DIE GEBERLOSE
REGELUNG VON PERMANENTMAGNET-SYNCHRONMASCHINEN
FÜR HYBRID- UND ELEKTROFAHRZEUGE

SEBASTIAN PAULUS

Mit dem heutigen Stand der Technik werden für den Betrieb von Permanentmagnet-Synchronmaschinen in Elektro- und Hybridfahrzeugen Winkelsensoren eingesetzt. In der vorliegenden Arbeit wird ein neues Konzept zur geberlosen Regelung vorgeschlagen. Es konnte der robuste Betrieb mit neu- und weiterentwickelten geberlosen Verfahren am Maschinenprüfstand nachgewiesen werden. Verglichen mit dem Betriebsbereich bekannter geberloser Verfahren nach dem Stand der Technik konnte der Betriebsbereich mit den vorgestellten Verfahren deutlich vergrößert werden.

ISBN 978-3-7315-0862-5



9 783731 508625 >

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier