

Diese Arbeit wurde vorgelegt am Lehrstuhl für Verbrennungskraftmaschinen

Implementierung und Vergleich verschiedener Strategien zur MTPA-Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung der Sättigung

Bachelorarbeit

Am Lehrstuhl für
Verbrennungskraftmaschinen
Aachen
Juniorprofessur für
mechatronische Systeme am
Verbrennungsmotor
Prof. Dr.- Ing. Jakob Andert
RWTH Aachen University

Eingereicht am:
<<03. 08. 2020>>

Jianye Xu

409851

1. Prüfer:

Professor Dr.-Ing. Jakob Andert

2. Prüfer:

Dr.-Ing. Marco Günther

Betreuer/in:

M.Sc. Anna Isabel Ramones

Erklärung

Name, Vorname: Xu, Jianye

Matrikelnummer: 409851

Titel der Arbeit: Implementierung und Vergleich verschiedener Strategien zur MTPA-Regelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung der Sättigung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorgelegte Arbeit – einschließlich aller beigefügten Materialien – selbstständig verfasst und keine anderen als die im Literaturverzeichnis angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Dies gilt für alle Quellentypen.

Diese Arbeit ist in gleicher oder ähnlicher Form noch nicht eingereicht worden.

Mir ist bekannt, dass Zuwiderhandlungen gegen diese Erklärung und bewusste Täuschungen eine Zurückweisung der Arbeit zur Folge haben können.

Aachen, 03.08.2020

Ort, Datum

Jianye Xu
Unterschrift

Platzhalter für den Themenbogen

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG	1
1.1	Definition und Motivation	1
1.2	Zielsetzung.....	2
1.3	Aufbau	2
2	STAND DER TECHNIK	3
2.1	Aufbau und Funktionsweise der IPMSM	3
2.2	Systemgleichungen	4
2.3	Nichtlinearitäten	9
2.4	Feldorientierte Regelung	12
3	STRATEGIEN ZUR MTPA-REGELUNG	23
3.1	Überblick über vorhandene MTPA-Regelungsstrategien	23
3.2	Signalinjektionsmethode	24
3.3	Selbstopтимierungsalgorithmus	34
4	METHODIK.....	40
4.1	Modell mit der Signalinjektionsmethode.....	40
4.2	Modell mit Selbstopтимierungsalgorithmus.....	45
4.3	Simulationsergebnisse	48
5	VERGLEICH DER ERGEBNISSE	55

5.1	Vergleich der Ergebnisse bei Drehmomentsprüngen.....	55
5.2	Vergleich der Ergebnisse bei Drehmomentrampe	57
5.3	Vergleich der beiden MTPA-Regelungsstrategien	58
6	ALLGEMEINGÜLTIGKEIT DER BEIDEN STRATEGIEN ZUR MTPA- REGELUNG	59
7	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	63
8	LITERATUR.....	66
	ANHANG.....	73
	A.1 Der Code für den Selbstoptimierungsalgorithmus	73

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Querschnitt einer IPMSM [10, S. 176].....	4
Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild der dreiphasigen, symmetrischen, sternförmig geschalteten Statorwicklungen [1, S. 77].	5
Abbildung 2.3: Zerlegungen des Raumzeigers x im abc- und $\alpha\beta$ - sowie dq-Koordinatensystem [8, S. 14].	6
Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild im dq-Koordinatensystem [8, S. 16].	7
Abbildung 2.5: Grafische Darstellung des Raumzeigers der Flussverkettung $\underline{\psi}_{d,q}$ im dq-Koordinatensystem [10, S. 101, 179].	9
Abbildung 2.6: Flussverkettung-Strom-Kurve unter Sättigungswirkung [1, S. 22].	10
Abbildung 2.7: Die Flusspfade von Flussverkettungen ψ_d und ψ_q [8, S. 18].	11
Abbildung 2.8: Das feldorientierte Regelungssystem [16].	13
Abbildung 2.9: Regelkreis der Stromregelung der d-Achse.	15
Abbildung 2.10: Abhängigkeit des Moments vom Stromwinkel γ	20
Abbildung 2.11: Konstante Drehmomentkurve und konstante Stromkurve.	21
Abbildung 3.1: Verarbeitungsprozess der elektrischen Eingangsleistungssignale. ...	28
Abbildung 3.2: Bode-Diagramm des Bandpasses mit der Mittenfrequenz f_h	28
Abbildung 3.3: Zeitverläufe des Stromwinkelistwerts γ und -sollwerts γ^* , der Leistungskomponente P_0 sowie des Momentistwerts M bei konstantem Strombetrag.	29
Abbildung 3.4: Fundamentale Stromregelung und hochfrequente Stromregelung. ...	30
Abbildung 3.5: Der vereinfachte hochfrequente Stromregelkreis.....	30
Abbildung 3.6: Übereinstimmung von hochfrequenten Stromistwerten und -sollwerten.	32
Abbildung 3.7: Regelkreis des Gesamtsystems mit der Signalinjektionsmethode.....	33
Abbildung 3.8: Regelkreis des Gesamtsystems mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.....	35

Abbildung 3.9: Flussdiagramm des MTPA-Winkeleinstellers.....	37
Abbildung 3.10: Verläufe des Stromwinkelstwert γ und -sollwerts γ^* mit verschiedener konstanter Winkeländerungen im Fall einer sprungförmigen Änderung des Momentsollwerts von $M^* = 60 \text{ Nm}$ auf $M^* = 180 \text{ Nm}$ zum Zeitpunkt $t = 1,0 \text{ s}$	38
Abbildung 3.11: Verläufe des Stromwinkelstwert γ und -sollwerts γ^* mit variabler Winkeländerung im Fall einer sprungförmigen Änderung des Momentsollwerts von $M^* = 60 \text{ Nm}$ auf $M^* = 180 \text{ Nm}$ zum Zeitpunkt $t = 1,0 \text{ s}$	38
Abbildung 4.1: In MATLAB/Simulink implementierte Modell mit der Signalinjektions- methode.	41
Abbildung 4.2: Hauptblöcke des in MATLAB/Simulink modellierten Modells mit der Signalinjektionsmethode.	43
Abbildung 4.3: PLECS-Modell mit der Signalinjektionsmethode.....	43
Abbildung 4.4: LUT-Blöcke zur Bestimmung der aktuellen Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sowie Induktivitäten L_{dd} , L_{dq} und L_{qq}	44
Abbildung 4.5: Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse.....	45
Abbildung 4.6: In MATLAB/Simulink modellierte Modell mit dem Selbstoptimierungs- algorithmus.....	46
Abbildung 4.7: Hauptblöcke des in MATLAB/Simulink modellierten Modells mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.	47
Abbildung 4.8: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmoment- sprüngen mit der Signalinjektionsmethode.	49
Abbildung 4.9: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmoment- sprüngen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.	50
Abbildung 4.10: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei größerem Drehmomentsprung mit der Signalinjektionsmethode.	51
Abbildung 4.11: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei größerem Drehmomentsprung mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.	51

Abbildung 4.12: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmomentrampe mit der Signalinjektionsmethode.	52
Abbildung 4.13: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmomentrampe mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.	53
Abbildung 5.1: Folgepräzision der optimalen Stromkurve mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentsprüngen.....	55
Abbildung 5.2: Folgepräzision der optimalen Stromkurve mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentrampe.	57
Abbildung 6.1: Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse der neuen Maschine.	59
Abbildung 6.2: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten der neuen Maschine bei Drehmomentsprüngen mit der Signalinjektionsmethode.....	60
Abbildung 6.3: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten der neuen Maschine bei Drehmomentsprüngen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.....	60
Abbildung 6.4: Folgepräzision der optimalen Stromkurve der neuen Maschine mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentsprüngen.....	61

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Nominale Maschinenparameter.	21
Tabelle 5.1: Drehmomentfehler mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentsprüngen.	56
Tabelle 5.2: Vergleich zwischen den beiden MTPA-Regelungsstrategien.....	58
Tabelle 6.1: Drehmomentfehler der neuen Maschine mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentsprüngen.	62

Abkürzungen

IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Machine
LUT	Lookup Table
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
MTPV	Maximum Torque Per Volt
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
SVM	Space Vector Modulation

Symbole

γ	zu dem hochfrequenten Winkelsignal zu addierender Stromwinkel
γ^*	Stromwinkelsollwert
γ_0	vorgewählter Stromwinkel
γ_h	hochfrequentes Winkelsignal
γ_{MTPA}	zum Erreichen des Maximalmoments per Ampere benötigender Stromwinkel
$\Delta\gamma$	Stromwinkeländerungswert bei der Suche des optimalen Stromwinkels
$\Delta\gamma_0$	Anfangswert des Stromwinkeländerungswerts
θ_e	Rotorwinkel
$\tau_{d,q}$	Streckenzeitkonstante der d- und q-Achse
Ψ_{PM}	Permanentmagnetflussverkettung
$\underline{\psi}_{d,q}$	Flussverkettungsraumzeiger im dq-Koordinatensystem
$\underline{\psi}_{\alpha,\beta}$	Flussverkettungsraumzeiger im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
ψ_0	Nullkomponente der Flussverkettung

$\psi_{a,b,c}$	Strangflussverkettungen
ψ_d	Flussverkettung der d-Achse
ψ_q	Flussverkettung der q-Achse
Ω	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
ω_e	elektrische Kreisfrequenz
A	Amplitude des hochfrequenten Winkelsignals γ_h
B_m	Reibungskoeffizient der Rotorwelle
$F_{i,d}(j\omega)$	Frequenzgang des geschlossenen Stromregelkreises der d-Achse
f_h	Frequenz des hochfrequenten Winkelsignals γ_h
$G_{0,d}(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises der d-Achse
$G_{Str,d}(s)$	Übertragungsfunktionen der entkoppelten Stromregelstrecke der d-Achse
$G_{Str,q}(s)$	Übertragungsfunktionen der entkoppelten Stromregelstrecke der q-Achse
$G_{i,d}(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises der d-Achse
$G_h(j\omega)$	Frequenzgang des geschlossenen hochfrequenten Stromregelkreises
$G_{R,d}(s)$	Übertragungsfunktion des Stromreglers der d-Achse
$G_{S,d}(s)$	Übertragungsfunktion der PT ₂ -Strecke der d-Achse
I_{max}	Maximalstrom der IPMSM
$I_q(s)$	Laplace-Transformation von i_q
I_s^*	Gesamtstromsollwert
$\underline{i}_{d,q}$	Stromraumzeiger im dq-Koordinatensystem
$\underline{i}_{\alpha,\beta}$	Stromraumzeiger im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
i_0	Nullkomponente des Stroms
$i_{a,b,c}$	Strangströme

$i_{d,h}^*$	hochfrequenter Strom der d-Achse
$i_{d,f}^*$	fundamentaler Strom der d-Achse
i_d	Stromistwert der d-Achse
i_d^*	Stromsollwert der d-Achse
$i_{q,h}^*$	hochfrequenter Stromsollwert der q-Achse
$i_{q,f}^*$	fundamentaler Stromsollwert der q-Achse
i_q	Stromistwert der q-Achse
i_q^*	Stromsollwert der q-Achse
J_{ges}	Trägheitsmoment der Rotorwelle
K_p	Verstärkungsfaktor des P-Stromreglers
$K_{p,dq}$	Proportionalverstärkung des PI-Stromreglers der d- und q-Achse
$K_{i,dq}$	Integralverstärkung des PI-Stromreglers der d- und q-Achse
k	Konvergenzfaktor zur Verringerung des Stromwinkeländerungswerts
k_{gm}	durch den Quotienten aus dem geschätzten Drehmoment und dem Statorstrom berechnete geschätzte Momentkonstante
L_d	Induktivität der d-Achse
L_q	Induktivität der q-Achse
L_{dd}	partielle Ableitung von ψ_d in Richtung von i_d
L_{dq}	partielle Ableitung von ψ_d in Richtung von i_q
L_{qd}	partielle Ableitung von ψ_q in Richtung von i_d
L_{qq}	partielle Ableitung von ψ_q in Richtung von i_q
M	Moment der Maschine
M^*	Momentsollwert
M_L	Lastmoment
M_R	Reluktanzmoment

M_S	Synchronmoment
M_{max}	Maximalmoment
M_{re}	Reibungsmoment
$M_{sch\ddot{a},1}$	geschätztes Drehmoment für die Signalinjektionsmethode
$M_{sch\ddot{a},2}$	geschätztes Drehmoment für den Selbstoptimierungsalgorithmus
P_0	durch Signalverarbeitung extrahierte und zu $\partial M/\partial \gamma$ proportionale Leistungskomponente
P_{BP}	durch Bandpass extrahierte Leistungskomponente
P_{bl}	Blindleistung
$P_{ei,v}$	Eisenverluste
P_{el}	elektrische Eingangsleistung
P_h	durch Multiplikation von P_{BP} und $\sin(\omega_h t)$ berechnete Leistungskomponente
$P_{ku,v}$	Kupferverlustleistung
P_{me}	mechanische Leistung
$P_{me,v}$	mechanische Verluste
p	Anzahl der Pole
R_c	Eisenverlustwiderstand
R_s	Statorwiderstand
T	Transformationsmatrix
T_A	Abtastzeit des Stromreglers
$T_{N,dq}$	Nachstellzeiten des PI-Stromreglers der d- und q-Achse
T_{pwm}	Periode der Pulsweitenmodulation
U_N	Nennspannung der IPMSM
$U'_{d(s)}$	Laplace-Transformation von u'_d
$U'_{q(s)}$	Laplace-Transformation von u'_q
$\underline{u}_{d,q}$	Spannungsraumzeiger im dq-Koordinatensystem

$\underline{u}_{\alpha,\beta}$	Spannungsraumzeiger im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem
u_0	Nullkomponente der Spannung
$u_{a,b,c}$	Strangspannungen
$u_{d,h}^*$	Spannungssollwert bezüglich des hochfrequenten d-Achsenstroms
$u_{d,f}^*$	Spannungssollwert bezüglich des fundamentalen d-Achsenstroms
$u_{d,geg}$	Gegenspannung der d-Achse
u_d	Spannung der d-Achse
u_d'	Ausgangsgröße des PI-Reglers für d-Achsenstrom
u_d^*	Spannungssollwert der d-Achse
$u_{q,h}^*$	Spannungssollwert bezüglich des hochfrequenten q-Achsenstroms
$u_{q,f}^*$	Spannungssollwert bezüglich des fundamentalen q-Achsenstroms
$u_{q,geg}$	Gegenspannung der q-Achse
u_q	Spannung der q-Achse
u_q'	Ausgangsgröße des PI-Reglers für q-Achsenstrom
u_q^*	Spannungssollwert der q-Achse
$V_{R,dq}$	Reglerverstärkungen des PI-Stromreglers der d- und q-Achse
$\underline{x}_{\alpha,\beta}$	Variable der elektromagnetischen Größen $x \in \{i, u, \psi\}$
x_0	Variable der Nullkomponente $x \in \{i, u, \psi\}$

1 Einleitung

1.1 Definition und Motivation

Aufgrund von ökologischen Anforderungen und der Begrenztheit der fossilen Energie ist es dringend, die Elektromobilität zu entwickeln, damit die Emission von Kohlendioxid reduziert werden kann. Im Vergleich zu anderen Antriebssystemen haben elektrische Antriebe viele Vorteile [1, S. 1-2]. Infolgedessen ist das Interesse an elektrischen Antrieben im Forschungsgebiet deutlich gestiegen. Die wichtigsten Themen im Elektrifizierungsbereich von Antriebssystemen sind [2, S. 2]:

- die Auslegung von elektrischen Maschinen speziell für Elektromobilität
- Halbleiterbauelemente, Schaltungskonzepte und Kühlung der Leistungselektronik
- Speichertechnologien für elektrische Energie
- die Steuerung und Regelung des Antriebsstrangs

Bei hocheffizienten Maschinen werden die Materialien meist hoch ausgenutzt, danach werden sowohl eine höhere Stromdichte als auch eine erhöhte magnetische Flussdichte verursacht, infolgedessen weisen die Maschinen ein deutlich nichtlineares Verhalten auf [2, S. 2]. Unter Sättigungseffekte, die aufgrund der hohen Stromdichte entstehen, ändern sich die Maschinenparameter, nämlich die Induktivitäten der d- und q-Achse sowie die Permanentmagnetflussverkettung [3, 4], dies bei der Regelung der Maschinen berücksichtigt werden muss.

Darüber hinaus werden für Fahrzeuganwendungen kompakte Maschinen aufgrund von Einschränkungen des Bauraums erfordert, außerdem ist ein hohes Drehmoment bei der Beschleunigung von großer Bedeutung. Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten (engl.: *Interior Permanent Magnet Synchronous Machines*, IPMSM) besitzen ein hohes Moment-Gewicht-Verhältnis, einen hohen Wirkungsgrad und eine hohe Leistungsdichte, was sie zur ersten Wahl für Hybrid- oder Elektrofahrzeugantrieben macht [5]. Bei Fahrzeuganwendungen liegt der Schwerpunkt stets auf einer präzisen Drehmomentregelung und einem hocheffizienten Betrieb [6]. Ein gängiges Regelungsverfahren, mit dem die Amplitude des Statorstroms bei einer gewissen Drehmomentanforderung minimiert werden kann, ist das MTPA-Verfahren (engl.: *Maximum Torque Per Ampere*, maximales Drehmoment bei einem gegebenen

Statorstrom) [6]. Dies lässt sich unterhalb einer bestimmter Drehzahl, die als Eckdrehzahl bezeichnet wird, anwenden, da oberhalb der Eckdrehzahl eine die maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters überschreitende Spannung von der MTPA-Regelung gefordert wird. Daher wird bei höheren Drehzahlen das MTPV-Verfahren (engl.: *Maximum Torque Per Volt*, maximales Drehmoment bei einer gegebenen Statorspannung) angewendet [2, S. 22]. In dieser Bachelorarbeit wird nur die MTPA-Regelung betrachtet.

1.2 Zielsetzung

Das Ziel der vorliegenden Arbeit besteht in der Implementierung, dem Vergleich und der Verbesserung verschiedener Strategien zur MTPA-Regelung von IPMSM unter Berücksichtigung der Sättigungseffekte ohne Verwendung der Lookup-Tabellen-Methode (LUT-Methode), bei der der erforderliche Stromsollwert in einer Tabelle aus dem Drehmomentsollwert und der Drehzahl bestimmt wird. Aufgrund der fehlenden Universalität ist LUT-Methode jedoch nicht empfehlenswert [7].

1.3 Aufbau

Im Hauptteil dieser Arbeit wird zunächst der Stand der Technik beschrieben, bei dem die folgenden Themen umfasst werden: Der Aufbau, die Funktionsweise, die Systemgleichungen und die Nichtlinearitäten der IPMSM sowie die feldorientierte Regelung. Danach werden die aktuellen MTPA-Regelungsstrategien in vier Gruppen eingeteilt und im Allgemeinen dargestellt. Anschließend werden zwei MTPA-Regelungsstrategien ausführlich erläutert. Dann wird die Implementierungsmethodik in MATLAB/Simulink und PLECS (*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation*) vorgestellt. Nach der Implementierungsmethodik folgen die Simulationsergebnisse. Am Ende wird die gesamte Arbeit zusammengefasst. Darüber hinaus wird ein Ausblick auf die Verbesserungsmöglichkeiten der beiden Strategien gegeben.

2 Stand der Technik

In diesem Abschnitt werden zunächst der Aufbau und die Funktionsweise der IPMSM dargestellt. Danach werden die Systemgleichungen hergeleitet und die Nicht-linearitäten der IPMSM beschrieben. Am Ende des Abschnitts wird die feldorientierte Regelung vorgestellt.

2.1 Aufbau und Funktionsweise der IPMSM

Synchronmaschinen bestehen aus einem Rotor und einem Stator. Die Erregung erfolgt durch Permanentmagnete oder Erregerwicklungen. Es wird zwischen Innenpolmaschinen und Außenpolmaschinen unterschieden. Bei Innenpolmaschinen wird die Erregung im Rotor untergebracht. Der Rotor hat ausgeprägte Pole, darauf befinden sich die zur Erregung untergebrachten Permanentmagnete oder Erregerwicklungen. Bei IPMSM sind die Permanentmagnete im Rotor eingebettet. Die Statorwicklungen werden mit Strom erregt, um ein rotierendes Magnetfeld zu erzeugen, infolgedessen wird der Rotor mitgezogen. Im stationären Fall dreht sich der Rotor synchron mit dem rotierenden Magnetfeld, daher werden solche Maschinen als Synchronmaschinen bezeichnet [8, S. 10].

Ein attraktives Merkmal der IPMSM ist der höhere elektrische Wirkungsgrad im Vergleich zu anderen Arten von permanenten Wechselstrommaschinen. Darüber hinaus sind die Rotorverluste der IPMSM deutlich geringer als vergleichbare Induktionsmaschinen, da keine stromführenden Wicklungen auf dem Rotor vorhanden sind, die ohmsche Verluste verursachen würden [9].

Der Querschnitt einer IPMSM mit vier Magnetpolen wird in Abbildung 2.1 dargestellt. Gezeichnet sind Stator, Rotor, Permanentmagnete, Luftspalt sowie d- und q-Achse des dq-Koordinatensystems. Zusätzlich zu den Permanentmagneten werden die Magnetpolrichtungen angezeigt, die durch die vom Südpol zum Nordpol zeigenden Pfeile gekennzeichnet sind. Entlang der d-Achse befinden sich die Magnete im Flusspfad, die aufgrund seiner geringen Permeabilität den effektiven Luftspalt vergrößern. In Richtung der y-Achse haben die Magnete keine Wirkung, sodass der effektive Luftspalt unveränderlich bleibt. Daher ist die d-Achseninduktivität L_d kleiner als die q-Achseninduktivität L_q , was typisch für IPMSM ist [10, S. 175].

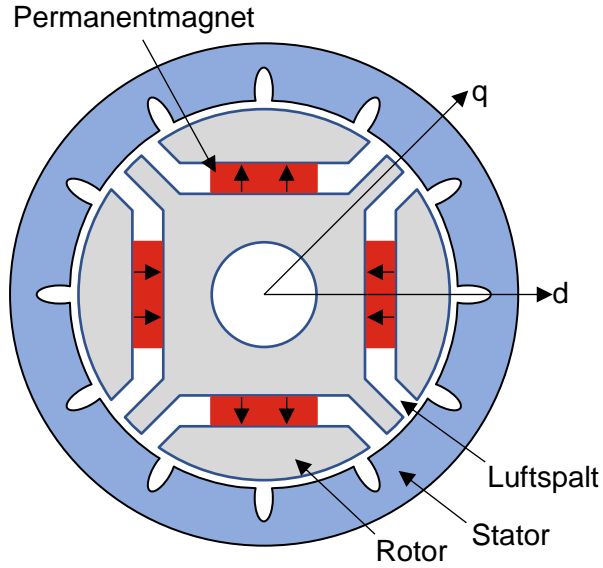


Abbildung 2.1: Querschnitt einer IPMSM [10, S. 176].

2.2 Systemgleichungen

In diesem Abschnitt werden die Systemgleichungen der IPMSM hergeleitet.

In Abbildung 2.2 ist das Ersatzschaltbild der dreiphasigen, symmetrischen, sternförmig geschalteten Statorwicklungen abgebildet. Die Strangspannungen $u_{a,b,c}$ bestehen aus dem ohmschen Spannungsabfall und der zeitlichen Ableitung der Flussverkettung. Damit ergeben sich die folgenden Spannungsgleichungen [8, S. 12]:

$$u_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (2.2)$$

$$u_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (2.3)$$

wobei $i_{a,b,c}$ die Strangströme und $\psi_{a,b,c}$ die Strangflussverkettungen sind. Die Strangspannungen $u_{a,b,c}$ und die Strangströme $i_{a,b,c}$ können durch Clarke-Transformation im stationären Koordinatensystem, das als $\alpha\beta$ -Koordinatensystem bezeichnet wird, dargestellt werden, danach ergibt sich der Raumzeiger $\underline{x}_{\alpha,\beta}$ [8, S. 14]:

$$\underline{x}_{\alpha,\beta} = \frac{2}{3} \left(x_a + x_b \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + x_c \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right), \quad x \in \{i, u, \psi\} \quad (2.4)$$

wobei x die Variable der elektromagnetischen Größen ist.

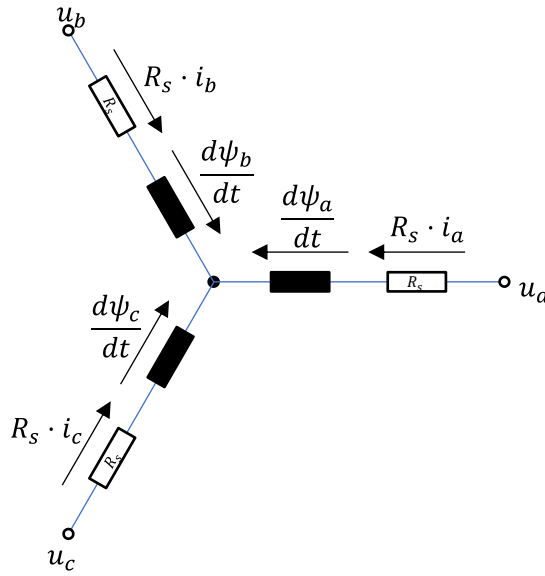


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild der dreiphasigen, symmetrischen, sternförmig geschalteten Statorwicklungen [1, S. 77].

Für die Statorspannungsgleichung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem in Raumzeigerdarstellung gilt [8, S. 15]:

$$\underline{u}_{\alpha,\beta} = R_s \cdot \underline{i}_{\alpha,\beta} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha,\beta}}{dt} \quad (2.5)$$

Die Nullkomponente x_0 ist der Mittelwert der Stranggrößen $x_{a,b,c}$:

$$x_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \quad (2.6)$$

Unter den vorherigen Annahmen, dass die Statorwicklungen dreiphasig, symmetrisch und sternförmig miteinander verbunden sind, sowie kein Nullleiter vorhanden ist, sind die Nullkomponente des Stroms i_0 und der Spannung u_0 sowie der Flussverkettung ψ_0 alle Null [8, S. 14-15]:

$$x_0 = 0 \quad (2.7)$$

Im Folgenden werden die Stranggrößen im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem durch Park-Transformation in das mit dem Rotor zusammenrotierende dq-Koordinatensystem, transformiert:

$$\underline{i}_{d,q} = \underline{i}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\theta_e} \quad (2.8)$$

$$\underline{u}_{d,q} = \underline{u}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\theta_e} \quad (2.9)$$

$$\underline{\psi}_{d,q} = \underline{\psi}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\theta_e} \quad (2.10)$$

wobei θ_e der Winkel zwischen α -Achse und d-Achse ist, der als Rotorwinkel bezeichnet wird. Eine bessere Veranschaulichung befindet sich in Abbildung 2.3. Die Achsen des abc- und $\alpha\beta$ - sowie dq-Koordinatensystems sind jeweils durch schwarze, orange und blaue Linien gezeichnet.

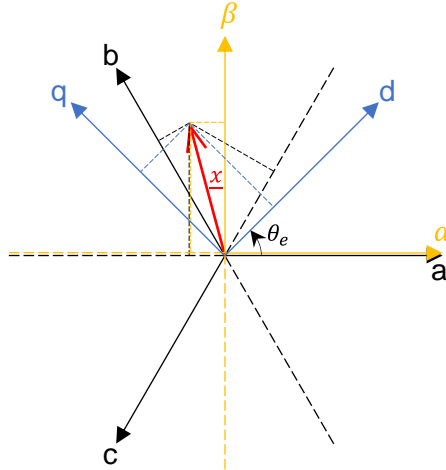


Abbildung 2.3: Zerlegungen des Raumzeigers \underline{x} im abc- und $\alpha\beta$ - sowie dq-Koordinatensystem [8, S. 14].

Danach ergibt sich durch Einsetzen der Gln. von (2.8) bis (2.10) in (2.5) [8, S. 15]:

$$\underline{u}_{d,q} \cdot e^{j\theta_e} = R_s \cdot \underline{i}_{d,q} \cdot e^{j\theta_e} + \frac{d(\underline{\psi}_{d,q} \cdot e^{j\theta_e})}{dt} \quad (2.11)$$

Die zeitliche Ableitung der Flussverkettung in Gl. (2.11) lautet mit Berücksichtigung der Produkt- und Kettenregel [8, S. 15]:

$$\frac{d(\underline{\psi}_{d,q} \cdot e^{j\theta_e})}{dt} = \frac{d(\underline{\psi}_{d,q})}{dt} \cdot e^{j\theta_e} + j\omega_e \cdot \underline{\psi}_{d,q} \cdot e^{j\theta_e} \quad (2.12)$$

wobei

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (2.13)$$

als die elektrische Kreisfrequenz bezeichnet wird.

Durch Einsetzen von Gl. (2.12) in Gl. (2.11) und Verwendung einer Multiplikation mit $e^{-j\theta_e}$ folgt [8, S. 16]:

$$\underline{u}_{d,q} = R_s \cdot \underline{i}_{d,q} + \frac{d(\underline{\psi}_{d,q})}{dt} + j\omega_e \cdot \underline{\psi}_{d,q} \quad (2.14)$$

Daraus ergeben sich die d-Achsenspannung u_d und q-Achsenspannung u_q [8, S. 16]:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \cdot \psi_q \quad (2.15)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \cdot \psi_d \quad (2.16)$$

Für eine Veranschaulichung wird Abbildung 2.4 gegeben.

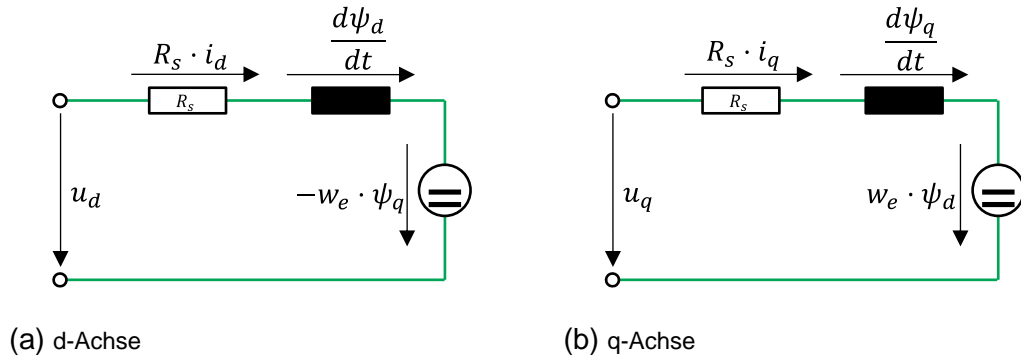


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild im dq-Koordinatensystem [8, S. 16].

Wird ein linearer Zusammenhang zwischen ψ_d und i_d sowie ψ_q und i_q vorausgesetzt, ergeben sich die Flussverkettenungskomponenten der d- und q-Achse [11]:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_{PM} \quad (2.17)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q \quad (2.18)$$

wobei Ψ_{PM} die Permanentmagnetflussverkettenung ist. Des Weiteren durch Einsetzen von Gl. (2.17) in Gl. (2.16) sowie Gl. (2.18) in Gl. (2.15) ergeben sich die Spannungen der d- und q-Achse [2, S. 17]:

$$u_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.19)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.20)$$

Es ist wichtig zu beachten, dass die Sättigungseffekte der Maschine beim obigen Ableitungsprozess nicht berücksichtigt werden, die in Abschnitt 2.3 dargestellt werden. Bislang wurden nur die elektrischen Gleichungen für die Maschine abgeleitet, und die mechanische Gleichung ist nicht angegeben. Die mechanische Gleichung lautet [11]:

$$M - M_L - B_m \cdot \Omega = J_{ges} \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.21)$$

Dabei bezeichnet M das Moment der Maschine, M_L das Lastmoment, B_m den Reibungskoeffizienten, Ω die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors und J_{ges} das auf die Rotorwelle transformierte Trägheitsmoment aller rotierenden Teile. Der

Zusammenhang zwischen der elektrischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors ω_e und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors Ω lautet [2, S. 17]:

$$\omega_e = p \cdot \Omega \quad (2.22)$$

wobei p die Anzahl der Pole ist.

Um das Moment M zu bestimmen, werden Gln. (2.17) und (2.18) in Raumzeigerdarstellung gegeben [10, S. 178]:

$$\underline{\psi}_{d,q} = L_d \cdot i_d + jL_q \cdot i_q + \Psi_{PM} \quad (2.23)$$

Durch Einsetzen von $i_d = \underline{i}_{d,q} - ji_q$ und nach Umformung ergibt sich [10, S. 179]:

$$\underline{\psi}_{d,q} = \Psi_{PM} + j(L_q - L_d) \cdot i_q + L_d \cdot \underline{i}_{d,q} \quad (2.24)$$

Das Moment M kann durch das Kreuzprodukt von $\underline{\psi}_{d,q}$ und $\underline{i}_{d,q}$ berechnet werden [10, S. 100] und mit Berücksichtigung der Polzahl p und des Faktors $2/3$, der aufgrund des Vorfaktors der amplitudeninvarianten Raumvektortransformation in Gl. (2.4) auftritt [8, S. 21], ergibt sich:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\underline{\psi}_{d,q} \times \underline{i}_{d,q}) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q + \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.25)$$

Der Konstruktionsprozess des Raumzeigers von $\underline{\psi}_{d,q}$ wird in Abbildung 2.5 grafisch dargestellt. Der durch die grüne Linie dargestellte Raumzeiger $\underline{\psi}_{d,q}$ kann jeweils durch Gl. (2.23) und (2.24) bestimmt werden: Die drei Terme von Gl. (2.23) sind durch drei blaue gestrichelte Linien gezeichnet, und die drei Terme der Gl. (2.24) werden durch drei blaue durchgezogene Linien dargestellt. Der dritte Term der Gl. (2.24) $L_d \cdot \underline{i}_{d,q}$ erzeugt kein Moment, da er parallel zu $\underline{i}_{d,q}$ ist, infolgedessen wird das Moment M nur vom ersten Term und zweiten Term der Gl. (2.24) erzeugt. Aus der Momentengleichung (2.25) ist zu entnehmen, dass der erste Term des Moments aufgrund der Interaktion von Ψ_{PM} und i_q zu produzieren ist, das als Synchronmoment bezeichnet wird. Der zweite Term des Moments ist auf die Interaktion von $(L_d - L_q) \cdot i_q$ und i_d zurückzuführen, das als Reluktanzmoment bezeichnet wird [12]. Es ist erwähnenswert, dass der Betrag von $\underline{\psi}_{d,q} \times \underline{i}_{d,q}$ der Fläche eines Parallelogramms entspricht, die durch $\underline{\psi}_{d,q}$ und $\underline{i}_{d,q}$ eingeschlossen ist. Dieses Parallelogramm ist in Abbildung 2.5 grau gezeichnet und ihre Fläche stellt den Betrag des Gesamtmoments dar. Bei einer

Maschine mit Oberflächenmagneten und näherungsweise konstanter Permeabilität in der d- und q-Achse sind die Induktivitäten L_d und L_q gleich groß und das Reluktanzmoment wird Null [13, S. 16]. Es ist ersichtlich, dass ein positives Reluktanzmoment bei negativem i_d für Maschinen mit $L_d < L_q$ generiert wird, was bedeutend bei der MTPA-Regelung der IPMSM ist. Dies wird in Abschnitt 2.4.4 ausführlich erläutert.

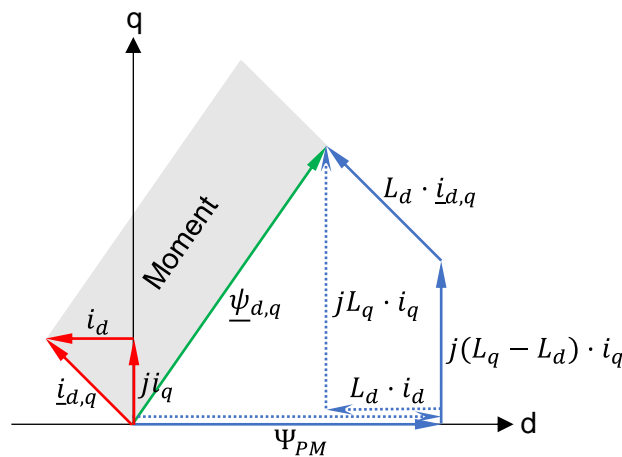


Abbildung 2.5: Grafische Darstellung des Raumzeigers der Flussverkettung $\underline{\psi}_{d,q}$ im dq-Koordinatensystem [10, S. 101, 179].

2.3 Nichtlinearitäten

Die Materialien der IPMSM werden in der Regel hoch ausgenutzt, weshalb sie ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten aufweisen [2, S. 2]. Die Induktivitäten der d- und q-Achse werden unter Sättigungseffekte drastisch reduziert, und die Permanentmagnetflussverkettung nimmt mit steigender Temperatur ab [4]. Deshalb ist das Sättigungsverhalten bei der Regelung zu berücksichtigen. Aus Gln. (2.17) und (2.18) ist es zu erkennen, dass ψ_d linear von i_d abhängt und ψ_q linear von i_q abhängt, was im realen Fall nicht mehr haltbar ist. ψ_d und ψ_q hängen unter Sättigungseffekte der Maschine von beiden Strömen ab, was auf Eisensättigung und Kreuzverkopplung zurückzuführen ist [8, S. 17-19].

2.3.1 Eisensättigung

Die magnetische Reluktanz von Eisen ist bei zunehmender Flussdichte nicht konstant. Die Änderungen der magnetischen Reluktanz wirken sich direkt auf die

Flussverkettung-Strom-Kurve aus, da die Erhöhung der magnetischen Reluktanz, die durch die zunehmende Flussdichte verursacht wird, die Steigung der Flussverkettung-Strom-Kurve verringert. Dies ist aus Abbildung 2.6 ersichtlich. Die Steigung der Flussverkettung-Strom-Kurve wird als Induktivität definiert [1, S. 20-21].

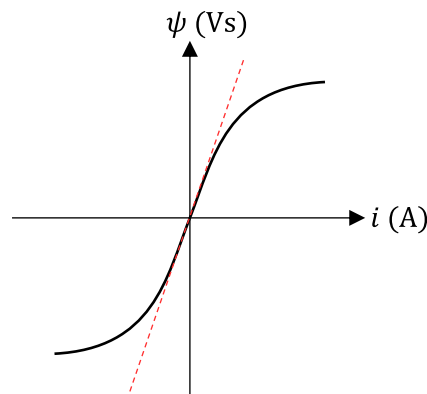


Abbildung 2.6: Flussverkettung-Strom-Kurve unter Sättigungswirkung [1, S. 22].

Aus Abbildung 2.6 lässt sich erkennen, dass die Induktivität bei kleinen Strömen näherungsweise konstant ist, die nach einem Übergangsbereich in den Sättigungsbereich eintritt [8, S. 17-18]. Infolgedessen sind die Gln. (2.17) und (2.18) nicht mehr anwendbar [2, S. 17].

2.3.2 Kreuzverkopplung

Da die d- und q-Achse orthogonal aufeinander stehen, beeinflussen sich die Ströme und Spannungen der d- und q-Achse nicht gegenseitig, dies gilt jedoch nicht für Flussverkettungen. Zur Illustration wird der in Abbildung 2.1 gezeigte Querschnitt der IPMSM wiederverwendet. Es ist zu erkennen, dass die Flussverkettungen in d-Komponente ψ_d und q-Komponente ψ_q jeweils durch das Statorjoch laufen. Der Flusspfad von ψ_d wird in Abbildung 2.7 grün dargestellt, und derjenige von ψ_q ist orange gezeichnet. Die Flussverkettungen im Flusspfad zwischen d- und q-Achse sind gegenläufig, was zu einer Entmagnetisierung des Statorjochsegments führt. Laufen die Flussverkettungen gleichsinnig, wird eine Aufmagnetisierung des Statorjochsegments verursacht. Aus diesem Grund sind die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q verknüpft, was als Kreuzverkopplung bezeichnet wird [8, S. 18].

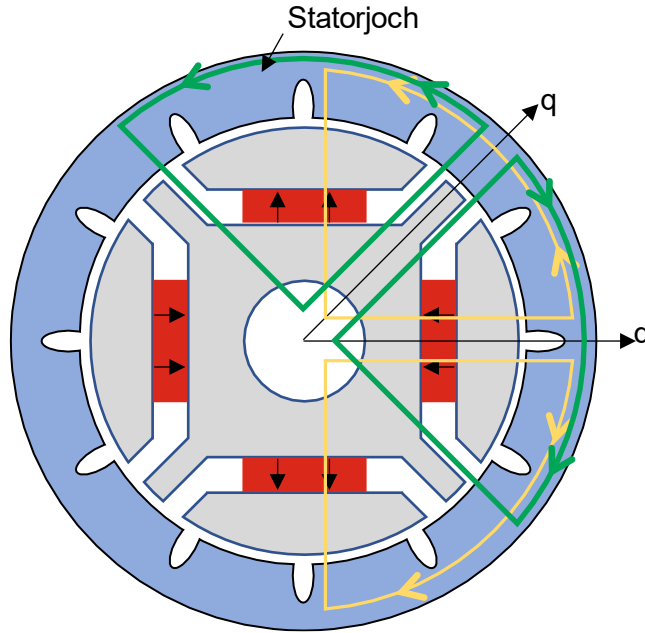


Abbildung 2.7: Die Flusspfade von Flussverkettungen ψ_d und ψ_q [8, S. 18].

Daraus lässt sich die Schlussfolgerung ziehen, dass ψ_d und ψ_q aufgrund von Eisensättigung und Kreuzverkopplung von beiden Strömen i_d und i_q abhängig sind:

$$\psi_d = \psi_d(i_d, i_q) \quad (2.26)$$

$$\psi_q = \psi_q(i_d, i_q) \quad (2.27)$$

Werden die Oberwellen der Flussverkettungen berücksichtigt, hängen die Flussverkettungen weiterhin vom Rotorwinkel ab [8, S. 19]. Aber diese winkelabhängige Effekte können jedoch vernachlässigt werden [2, S. 19].

Die zeitliche Ableitung der Flussverkettungen ergeben sich durch Anwendung der zweidimensionale Kettenregel [8, S. 20]:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (2.28)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (2.29)$$

Durch Einsetzen der Gl. (2.28) in (2.15) sowie (2.29) in (2.16) ergeben sich [2, S. 18]:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega_e \cdot \psi_q \quad (2.30)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot \psi_d \quad (2.31)$$

Für die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen werden Abkürzungen zu einer besseren Lesbarkeit eingeführt [2, 6]:

$$\frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} = L_{dd} \quad \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} = L_{dq} \quad (2.32)$$

$$\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} = L_{qd} \quad \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} = L_{qq} \quad (2.33)$$

Wegen der Symmetrie ist die partielle Induktivität L_{dq} der L_{qd} gleich [2, 14]:

$$L_{dq} = L_{qd} \quad (2.34)$$

Bei der Modellierung des Maschinenmodells werden nicht nur die partiellen Induktivitäten L_{dd} und L_{qq} , sondern auch L_{dq} , die durch die Kreuzverkopplung verursacht werden [2, S. 62], berücksichtigt (siehe Abbildung 4.4). Durch Einsetzen der Gln. von (2.32) bis (2.34) in (2.30) und (2.31) ergeben sich die vereinfachten Spannungsgleichungen [2, 15]:

$$u_d = R_s \cdot i_d + L_{dd} \cdot \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega_e \cdot \psi_q \quad (2.35)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + L_{dq} \cdot \frac{di_d}{dt} + L_{qq} \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot \psi_d \quad (2.36)$$

2.4 Feldorientierte Regelung

In den letzten Jahren hat sich die Regelung von elektrischen Antrieben aufgrund der Entwicklung von Microprozessoren sowie digitalen Signalprozessoren rasant entwickelt. Dies führt dazu, dass die Verlustleistung in der Hardware geringer wird. Die Regelung wird insofern genauer, als der Dreiphasenstrom und die Dreiphasenspannung durch Vektorregelung gesteuert werden können. Die Vektorregelung ist ein Regelungskonzept, bei dem die Wechselgrößen nicht direkt, sondern nach Transformation indirekt gesteuert werden. Eine hocheffiziente Regelung von Vektorregelung ist die feldorientierte Regelung. Mittels der feldorientierten Regelung erlangt die Regelung der Wechselstrommaschine die Vorteile von der Regelung von Gleichstrommaschinen [16].

Im Folgenden wird das feldorientierte Regelungssystem dargestellt.

2.4.1 Das feldorientierte Regelungssystem

In Abbildung 2.8 ist zu sehen, dass zwei PI-Regler als Regler des feldorientierten Regelungssystems verwendet werden. Die Eingangsgrößen von den PI-Reglern sind Regelabweichungen von Strömen der d- und q-Achse. Zur Entkopplung werden die

Stellgrößen u'_d und u'_q zu den durch Gln. (2.41) und (2.42) berechneten Gegenspannungen $u_{d,geg}$ und $u_{q,geg}$ addiert. Die Summen u_d^* und u_q^* sind jeweils die Spannungssollwerte der d- und q-Achse, die anschließend mithilfe der gemessenen elektrischen Rotorwinkel θ_e durch die Transformationsmatrix T (siehe Gl. (2.37)) ins $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert werden, danach werden die transformierten Größen u_α^* und u_β^* einen Modulator versorgt.

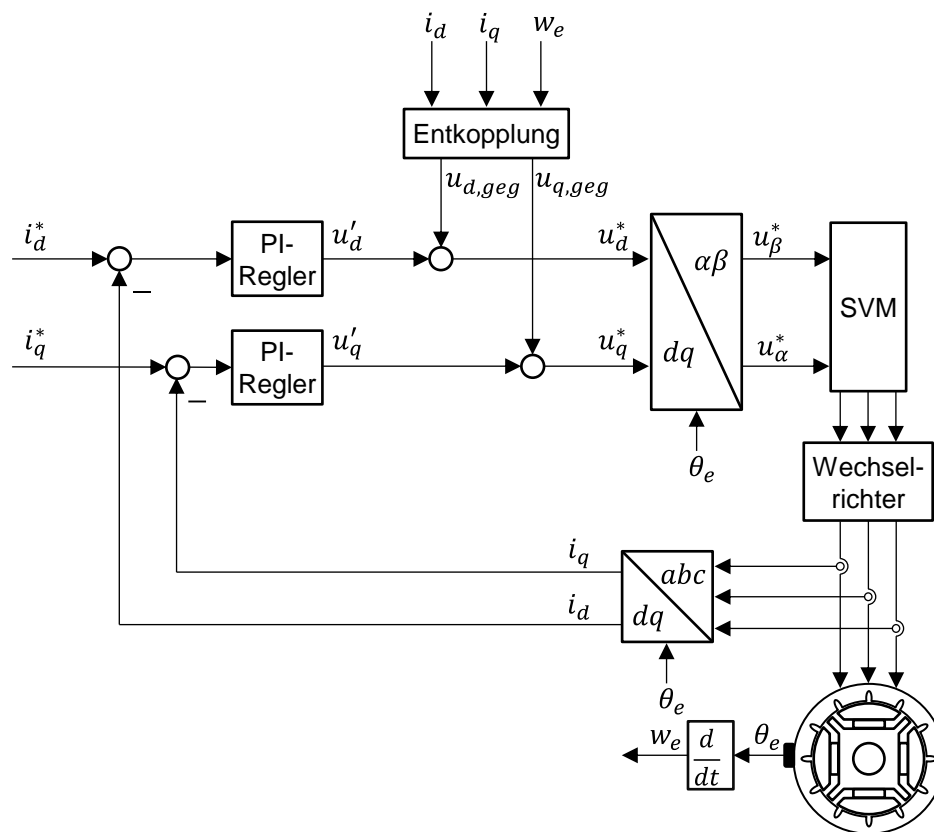


Abbildung 2.8: Das feldorientierte Regelungssystem [16].

Als Modulationsverfahren wird die Raumzeigermodulation, die sogenannte SVM (*Space Vector Modulation*), verwendet, die ein Verfahren zur Regelung von rotierenden elektrischen Maschinen ist und auf der Pulsweitenmodulation basiert. In dieser Arbeit wird auf die Funktionsweise der Raumzeigermodulation, die in zahlreicher Literatur zur Verfügung steht [17–19], nicht im Detail eingegangen. Bei der SVM wird das Tastverhältnis der gebildeten Rechteckimpulse mit einer konstanten Frequenz moduliert. Die Ausgangsgrößen der SVM sind Impulssignale, die als Schaltzeitpunkt-Signale den Halbleitern des Wechselrichters zugeführt werden. Dadurch kann die Zwischenkreisspannung mittels gezielter Schalterkombination und

Einschaltzeit in die gewünschte Wechselspannung umgewandelt werden [20], die als Eingangsspannung für die Maschine verwendet wird. Die gemessenen Strangströme $i_{a,b,c}$ werden mithilfe der gemessenen elektrischen Rotorwinkel θ_e durch die dq-Transformation ins dq-Koordinatensystem transformiert (siehe Gl. (2.38)). Die transformierten Ströme der d- und q-Achse i_d und i_q werden mit den Stromsollwerten i_d^* und i_q^* verglichen, und die Abweichungen werden durch die beiden PI-Regler geregelt. Die zur Entkopplung erforderlichen Gegenspannungen $u_{d,geg}$ und $u_{q,geg}$ werden mithilfe der elektrischen Kreisfrequenz ω_e und der gemessenen Ströme der d- und q-Achse i_d und i_q berechnet (siehe Gln. (2.41) und (2.42)). Die in der feldorientierten Regelung verwendeten Transformationsmatrix und dq-Transformation werden gegeben durch [18, 21, 22]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Dies ist das Hauptprinzip der feldorientierten Regelung, auf deren Grundstruktur die in dieser Arbeit erforschten Regelungsstrategien basieren.

2.4.2 Stromregelung

In den letzten Jahrzehnten wurden beträchtliche Forschungen auf dem Bereich der Stromregelung geführt. Regler können in den folgenden drei Hauptklassen eingeteilt werden: Hysterese-Regler, klassische PI-Regler und prädiktive Regler [23]. Je nach dem Bezugskoordinatensystem können sie weiter dem stationären abc-Koordinatensystem und dem synchrone dq-Koordinatensystem zugeordnet werden [24]. In [25] wird eine Regelungsstrategie mit einer Vorsteuerung dargestellt, damit ein besseres dynamisches Verhalten als der klassische PI-Regler erreicht wird. In [26] wird eine auf der Theorie der linearen multivariablen Zustandsrückkopplung basierende Regelungsstrategie vorgeschlagen, bei der eine hohe Leistung sowohl im stationären als auch im instationären Zustand gezeigt wird.

Im Folgenden wird ein Optimierungskriterium der Stromregelung für PI-Regler dargestellt, das als Betragsoptimum bezeichnet wird [17, S. 46-50], bei dem ein guter Kompromiss zwischen der stationären Genauigkeit und dem Führungsverhalten sowie dem Störverhalten erreicht wird. Das Betragsoptimum basiert darauf, dass die Regelstrecke eine große und eine kleine Zeitkonstante hat. Die große Zeitkonstante

wird als Streckenzeitkonstanten τ bezeichnet, die durch Umformen von Spannungsgleichungen bestimmt werden kann. Die Spannungsgleichungen sind in Gln. (2.19) und (2.20) dargestellt. Es ist anzumerken, dass die Statorströme i_d und i_q miteinander gekoppelt sind [27, 28]. Zur Entkopplung werden sie wie folgt umgeformt [28]:

$$u'_d = u_d + \omega_e \cdot L_q \cdot i_q = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (2.39)$$

$$u'_q = u_q - \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \Psi_{PM}) = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (2.40)$$

wobei u'_d und u'_q als Ausgangsgrößen von PI-Reglern ausgelegt werden. Die Gegenspannungen $u_{d,geg}$ und $u_{q,geg}$ werden durch

$$u_{d,geg} = -\omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.41)$$

$$u_{q,geg} = \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.42)$$

gegeben. Durch Laplace-Transformation von Gln. (2.39) und (2.40) ergeben sich die Übertragungsfunktionen der entkoppelten Stromregelstrecken:

$$G_{Str,d(s)} = \frac{I_{d(s)}}{U'_{d(s)}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s} \quad (2.43)$$

$$G_{Str,q(s)} = \frac{I_{q(s)}}{U'_{q(s)}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_q \cdot s} \quad (2.44)$$

wobei

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \text{ und } \tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (2.45)$$

die Streckenzeitkonstante der d- und q-Achse sind [2, S. 96].

Als kleine Zeitkonstante wird die Totzeit herangezogen, die durch Messung, Berechnung und das Stellglied verursacht wird. Die resultierende Totzeit T_σ kann als $1,5T_A$ betrachtet werden [2, S. 98], wobei T_A die Abtastzeit des Stromreglers ist.

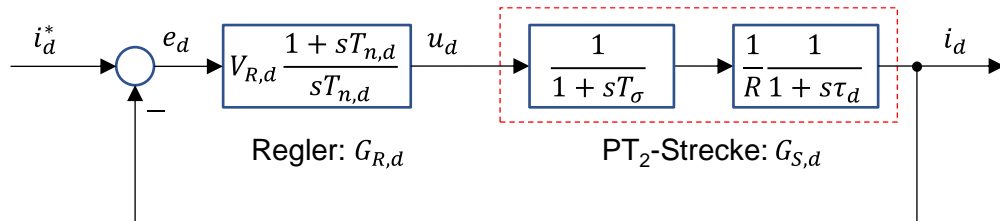


Abbildung 2.9: Regelkreis der Stromregelung der d-Achse.

Zur Herleitung von Einstellregeln des Betragsoptimums wird der Regelkreis der Stromregelung der d-Achse in Abbildung 2.9 dargestellt [17, S. 48]. Der Stromsollwert der d-Achse i_d^* wird mit dem Stromistwert der d-Achse i_d verglichen, und die Abweichung e_d wird durch einen PI-Regler $G_{R,d}$ geregelt. Die Stellgröße ist die Spannung der d-Achse u_d . Die PT₂-Strecke $G_{S,d}$ besteht aus zwei Verzögerungsgliedern 1. Ordnung mit einer kleinen Zeitkonstante T_σ und einer großen Zeitkonstante τ_d :

$$G_{S,d}(s) = \frac{1}{1+sT_\sigma} \cdot \frac{1}{1+s\tau_d} \quad (2.46)$$

Der Stromregler der d-Achse wird mit der Übertragungsfunktion

$$G_{R,d}(s) = V_{R,d} \frac{1+sT_{n,d}}{sT_{n,d}} \quad (2.47)$$

angesetzt, wobei $V_{R,d}$ die Regelverstärkung und $T_{n,d}$ die Nachstellzeit des Stromreglers der d-Achse ist.

Die erste Optimierungsbedingung: Für die bestmögliche Dynamik wird die große Zeitkonstante τ_d der Regelstrecke durch geeignete Auswahl von $T_{n,d}$ kompensiert [17, S. 49]: $T_{n,d} = \tau_d$.

Somit lautet die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises:

$$\begin{aligned} G_{0,d}(s) &= V_{R,d} \frac{1+sT_{n,d}}{sT_{n,d}} \cdot \frac{1}{1+sT_\sigma} \cdot \frac{1}{1+s\tau_d} \\ &= V_{R,d} \frac{1}{s\tau_d} \cdot \frac{1}{1+sT_\sigma} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Des Weiteren ergibt sich die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises:

$$G_{i,d}(s) = \frac{1}{\frac{\tau_d T_\sigma}{V_{R,d}} s^2 + \frac{\tau_d}{V_{R,d}} s + 1} \quad (2.49)$$

Dementsprechend lautet der Frequenzgang des geschlossenen Regelkreises:

$$F_{i,d}(j\omega) = \frac{1}{\frac{\tau_d T_\sigma}{V_{R,d}} (j\omega)^2 + \frac{\tau_d}{V_{R,d}} j\omega + 1} \quad (2.50)$$

Danach wird der Betrag von $F_{i,d}(j\omega)$ betrachtet:

$$|F_{i,d}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\tau_d T_\sigma}{V_{R,d}}\right)^2 \omega^4 + \left(\frac{\tau_d^2}{V_{R,d}^2} - 2\frac{\tau_d T_\sigma}{V_{R,d}}\right) \omega^2 + 1}} \quad (2.51)$$

Die zweite Optimierungsbedingung: Der Wert von $|F_{i,d}(j\omega)|$ soll in einem möglichst

großen Frequenzbereich (beginnend bei Frequenz Null) nahezu konstant sein [17, S. 49]. Nach Umformen von $\tau_d^2/V_{R,d}^2 - 2\tau_d \cdot T_\sigma/V_{R,d} = 0$ ergibt sich die Regelverstärkung: $V_{R,d} = \tau_d/(2T_\sigma)$.

Zusammengefasst kann der PI-Stromregler der d-Achse durch Gl. (2.52) parametrisiert werden.

$$T_{n,d} = \tau_d \quad V_{R,d} = \frac{\tau_d}{2T_\sigma} \quad (2.52)$$

Wird die Übertragungsfunktion des Stromreglers der d-Achse in der Form von

$$G_{R,d}(s) = K_{p,d} + \frac{K_{i,d}}{s} \quad (2.53)$$

gegeben, ergeben sich die Proportionalverstärkung $K_{p,d}$ und Integralverstärkung $K_{i,d}$ durch Koeffizientenvergleich mit Gl. (2.47):

$$K_{p,d} = \frac{L_d}{2T_\sigma} \quad K_{i,d} = \frac{R}{2T_\sigma} \quad (2.54)$$

Auf die gleiche Weise kann die Parametrisierung des PI-Stromreglers der q-Achse durch Gl. (2.55) realisiert werden.

$$K_{p,q} = \frac{L_q}{2T_\sigma} \quad K_{i,q} = \frac{R}{2T_\sigma} \quad (2.55)$$

2.4.3 Ableitung der MTPA-Gleichungen

In diesem Abschnitt werden die zur theoretischen Berechnung der Stromsollwerte benötigten Gleichungen, die hier als MTPA-Gleichungen bezeichnet werden, aus den in Abschnitt 2.2 beschriebenen Systemgleichungen abgeleitet.

Eine effiziente Regelung kann durch Minimierung der Maschinenverluste erreicht werden. Die Minimierung der Maschinenverluste wird viel untersucht [29–31]. Die Maschinenverluste bestehen aus Kupferverlusten $P_{ku,v}$, Eisenverlusten $P_{ei,v}$ und mechanischen Verlusten $P_{me,v}$, die durch folgenden Gln. berechnet werden [32, 33]:

$$P_{ku,v} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (2.56)$$

$$P_{ei,v} = \frac{3}{2} \frac{\omega_g^2}{R_c} (\psi_d^2 + \psi_q^2) \quad (2.57)$$

$$P_{me,v} = M_{re} \Omega \quad (2.58)$$

Dabei bezeichnet R_c den Eisenverlustwiderstand und M_{re} das Reibungsmoment. Die mechanischen Verluste sind drehzahlabhängig und daher nicht steuerbar, und die kontrollierbaren Verluste sind Kupferverluste und Eisenverluste [32]. Die Eisenverluste

können durch Feldschwächung reduziert werden, bei der der d-Achsenstrom geregelt wird, um den Luftspaltfluss durch die Entmagnetisierungseffekte aufgrund der Ankerreaktion der d-Achse zu reduzieren, da die Eisenverluste ungefähr proportional zur quadratischen Flussdichte sind [32]. Die Kupferverluste können durch MTPA-Regelung minimiert werden, bei der der Statorstrom so gesteuert wird, dass das Maximalmoment erzeugt wird [34]. Das Ergebnis des Experiments in [35] zeigt, dass die Kupferverluste vor allem im Grunddrehzahlbereich am dominantesten sind. Zwar nehmen die Eisenverluste im Feldschwächbereich zu, jedoch sind sie geringer als der Kupferverluste. Da die MTPA-Regelung im Grunddrehzahlbereich anzuwenden ist, sind die Eisenverluste damit nahezu vernachlässigbar [6, 36]. Darüber hinaus werden Maschinenparameter der Einfachheit und des besseren Verständnisses halber in der folgenden Analyse als Konstanten behandelt.

Aus Gl. (2.25) ist zu erkennen, dass das Moment M eine Funktion von i_d und i_q ist. Da die Funktion $M(i_d, i_q)$ am MTPA-Punkt ihr Maximum erreicht, ist das totale Differential von M gleich Null:

$$\partial M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot \partial i_q + \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot (\partial i_d \cdot i_q + i_d \cdot \partial i_q) = 0 \quad (2.59)$$

Nach Eliminierung von Konstante $\frac{3}{2} \cdot p$ und Umformung ergibt sich:

$$[\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d] \cdot \partial i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot \partial i_d = 0 \quad (2.60)$$

Der Zusammenhang zwischen i_d und i_q lautet:

$$I_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (2.61)$$

wobei I_s der gesamte Rotorstrom ist. I_s ist auch eine Funktion von i_d und i_q . Da am MTPA-Punkt die Funktion $I_s(i_d, i_q)$ ihr Minimum erreicht, ist das totale Differential von I_s ebenfalls gleich null. Durch Verwendung des totalen Differentials für Gl. (2.61) ergibt sich:

$$2 \cdot I_s \cdot \partial I_s = 2 \cdot i_d \cdot \partial i_d + 2 \cdot i_q \cdot \partial i_q \quad (2.62)$$

Anschließend kann ∂i_q nach Einsetzen von $\partial I_s = 0$ durch ∂i_d dargestellt werden:

$$\partial i_q = -\frac{i_d}{i_q} \partial i_d \quad (2.63)$$

Durch Einsetzen von Gl. (2.63) in Gl. (2.60) ergibt sich:

$$-[\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d] \cdot \frac{i_d}{i_q} \partial i_d + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot \partial i_d = 0 \quad (2.64)$$

Nach Eliminierung von ∂i_d und Umformung ergibt sich:

$$-(L_d - L_q) \cdot i_d^2 - \Psi_{PM} \cdot i_d + (L_d - L_q) \cdot i_q^2 = 0 \quad (2.65)$$

Diese kann als eine quadratische Gleichung von i_d betrachtet werden, deren zwei Wurzeln lauten:

$$i_{d1,2} = -\frac{\Psi_{PM} \pm \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot i_q^2}}{2 \cdot (L_d - L_q)} \quad (2.66)$$

Da i_d am MTPA-Punkt stets kleiner als null ist (dies wird später erklärt werden), kann i_d durch folgende Gleichung berechnet werden:

$$i_d = -\frac{\Psi_{PM} - \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot i_q^2}}{2 \cdot (L_d - L_q)} \quad (2.67)$$

Durch Einsetzen von Gl. (2.67) in (2.25) und nach Umformung ergibt sich eine nichtlineare Beziehung zwischen M und i_q :

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left[\frac{\Psi_{PM} \cdot i_q}{2} + \sqrt{\frac{\Psi_{PM}^2 \cdot i_q^2}{4} + (L_d - L_q)^2 \cdot i_q^4} \right] \quad (2.68)$$

Jeder dem Drehmomentsollwert M^* entsprechende Stromsollwert i_q^* kann mit Hilfe von Gl. (2.68) aufgelöst werden, danach kann jeder entsprechende Stromsollwert i_d^* durch Einsetzen von i_q^* in Gl. (2.67) ebenfalls berechnet werden. Jedes Paar von i_d^* und i_q^* sind gerade die Eingangsgröße des feldorientierten Regelungssystems (siehe Abbildung 2.8). Es ist dennoch zu beachten, dass die Auflösung der nichtlinearen Gl. (2.68) für Echtzeitregelung zeitaufwendig ist [37], und die Maschinenparameter Ψ_{PM} , L_d , und L_q können darüber hinaus abhängig von Betriebsbedingungen variieren. Infolgedessen ist die Verwendung von Gln. (2.67) und (2.68) für eine hochpräzise MTPA-Regelung nicht angemessen. Daher besteht die Forderung, parameterunempfindliche Strategien zu finden.

2.4.4 Grafische Darstellung des MTPA-Punkts

In diesem Abschnitt wird der MTPA-Punkt grafisch dargestellt, um ein besseres Verständnis der MTPA-Strategien zu erzielen.

Durch Einsetzen von

$$i_d = I_s \cdot \cos(\gamma) \text{ und } i_q = I_s \cdot \sin(\gamma) \quad (2.69)$$

in Gl. (2.25) und nach Umformung ergibt sich:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot I_s \cdot \left[\Psi_{PM} \cdot \sin(\gamma) + \frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot I_s \cdot \sin(2\gamma) \right] \quad (2.70)$$

wobei der erste Term dem Synchronmoment M_S und der zweite Term dem Reluktanzmoment M_R entspricht. Ist I_s konstant, hängt das Gesamtdrehmoment M lediglich vom Stromwinkel γ ab, wodurch unterschiedliche Kombinationen von Synchronmoment M_S und Reluktanzmoment M_R möglich werden, dies ist in Abbildung 2.10 ersichtlich. Die Maschinenparameter sind in Tabelle 2.1 aufgelistet und der Rotorstrom I_s wird hier als 100 A gewählt. Der Maximalwert des Synchronmoments M_S , das durch die blaue kurze gestrichelte Kurve gezeichnet ist, wird bei $\gamma = 90^\circ$ erreicht und der Maximalwert des Reluktanzmoments M_R , das durch die grüne lange gestrichelte Kurve gezeichnet ist, wird bei $\gamma = 135^\circ$ erzielt. Das durch die rote durchgezogene Kurve dargestellte Gesamtdrehmoment M ist die Summe dieser beiden Momente. Da die Synchronmomentkurve in Bezug auf $\gamma = 90^\circ$ symmetrisch ist und die Reluktanzmomentkurve bei $\gamma < 90^\circ$ negativ ist, muss das maximale Gesamtdrehmoment bei $\gamma \geq 90^\circ$ zu erreichen sein. M_R nimmt bei $90^\circ \leq \gamma \leq 135^\circ$ allmählich zu und nimmt bei $135^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ symmetrisch ab, und M_S nimmt bei $90^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ ab. Dies hat zur Folge, dass der Winkel γ_{MTPA} , bei der das maximale Gesamtdrehmoment erreicht wird, im Bereich $90^\circ \leq \gamma \leq 135^\circ$ liegen muss (der Grund für die Wahl der negativen Wurzel in Gl. (2.66)) und dieser Winkel wird durch γ_{MTPA} gekennzeichnet (siehe Abbildung 2.10). Daher ist der Grundgedanke der MTPA-Regelung, den optimalen Stromwinkel γ_{MTPA} , der zweifellos zwischen 90° und 135° liegt, zu finden.

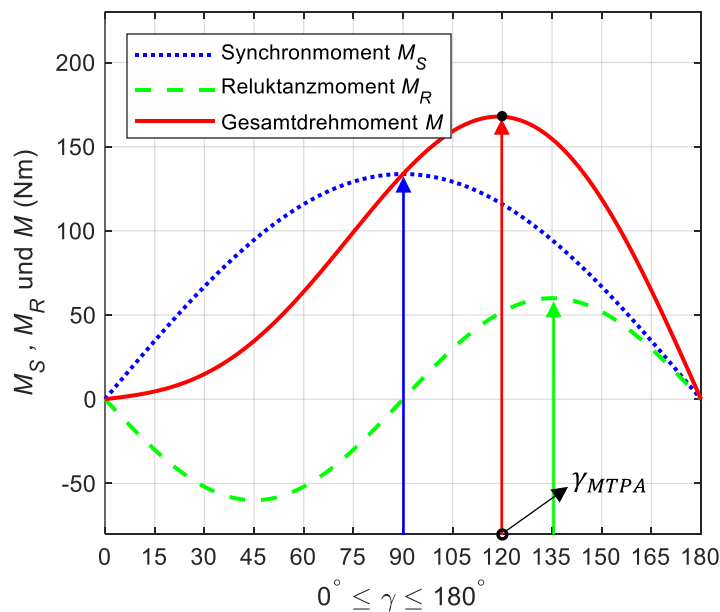


Abbildung 2.10: Abhängigkeit des Moments vom Stromwinkel γ .

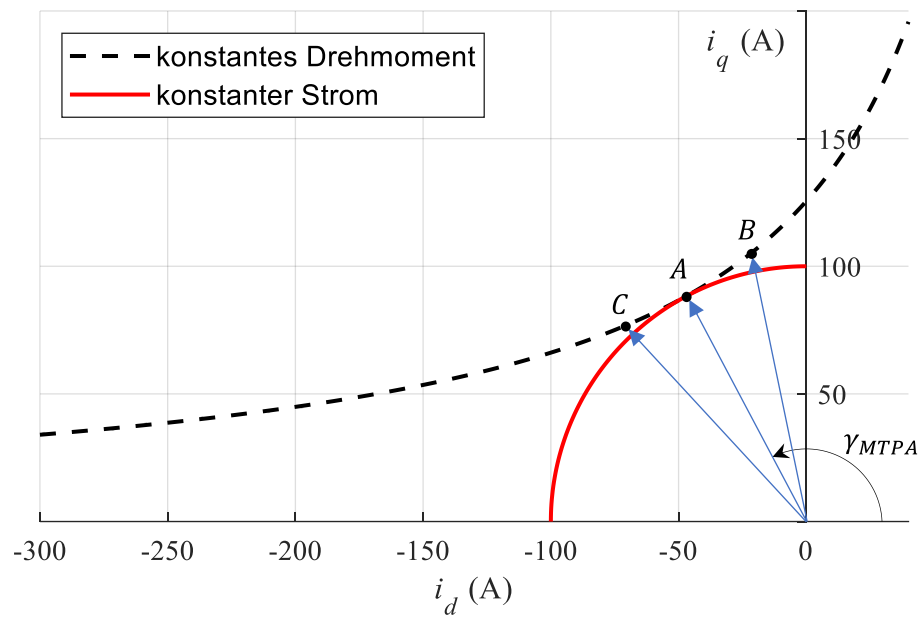


Abbildung 2.11: Konstante Drehmomentkurve und konstante Stromkurve.

Tabelle 2.1: Nominale Maschinenparameter.

Polzahl p	4
Statorwiderstand R (Ω)	0.015
Permanentmagnetflussverkettung Ψ_{PM} (Vs)	0.2231
Induktivität der d-Achse L_d (mH)	1.6
Induktivität der q-Achse L_q (mH)	3.2
Nennspannung U_N (V)	200
Maximalstrom I_{max} (A)	200

Aus Abbildung 2.10 kann festgestellt werden, dass der Maximalwert des Gesamtdrehmoments M_{max} , das näherungsweise bei $\gamma_{MTPA} \approx 120^\circ$ zu erreichen ist, ungefähr 167.86 Nm beträgt. Die schwarze gestrichelte Kurve in Abbildung 2.11 repräsentiert eine konstante Drehmomentkurve, die genauso dem Wert von M_{max} entspricht. Die rote durchgezogene Kurve repräsentiert eine konstante Stromkurve, und der Stromwert ist genau der zuvor verwendete konstante Stromwert $I_s = 100$ A. An dieser Stelle ist noch anzumerken, dass die beiden Kurven im Punkt A tangential zueinander sind, und nach dem Ablesen aus Abbildung 2.11 wird festgelegt, dass der Stromwinkel am Punkt A genau mit dem in Abbildung 2.10 durch roten Pfeil gezeigten Winkel γ_{MTPA} übereinstimmt. Wird der Winkel γ kleiner als γ_{MTPA} (Punkt B) oder

größer als γ_{MTPA} (Punkt C), ist der zum Erreichen des konstanten Drehmoments erforderliche Strom größer, was durch die Länge der drei blauen Pfeile in Abbildung 2.10 deutlich wird. Daraus lässt sich die Schlussfolgerung ziehen, dass der Zweck der MTPA-Regelung ist, den dem Punkt A entsprechenden Winkel γ_{MTPA} zu lokalisieren.

3 Strategien zur MTPA-Regelung

Dieser Abschnitt beginnt mit einem Überblick über vorhandene MTPA-Regelungsstrategien. Zwei unterschiedliche MTPA-Regelungsstrategien werden dann theoretisch erläutert. Die erste ist die Signalinjektionsmethode und die zweite ist der Selbstoptimierungsalgorithmus.

3.1 Überblick über vorhandene MTPA-Regelungsstrategien

Für MTPA-Regelung von IPMSM waren vielen Forschungen betrieben worden, die sich in vier Gruppen einteilen lassen:

Die erste befasst sich mit der LUT-Methode [38, 39], auf die im Rahmen dieser Arbeit verzichtet wird.

Die zweite handelt von Signalinjektionsmethoden, bei denen die Drehmoment- oder Leistungsänderungen aufgrund der Injektion eines Hochfrequenzsignal mit einer kleinen Amplitude von Interesse sind. Zwei Arten von Hochfrequenzsignalen werden verwendet, eines ist Stromsignal [40, 41], das andere ist Winkelsignal [3, 4, 7, 36, 42–46]. Je nachdem, ob das injizierte Signal das Maschinenverhalten wirklich beeinflusst, wird es in virtuelles Signal [3, 4, 7, 44–46] und reales Signal [36, 40, 42, 43] unterteilt. Die Methoden mit realem Signal sind in der Lage, MTPA-Regelung unabhängig von Maschinenparametervariationen durchzuführen. Die Nachteile liegen darin, dass zusätzliche Kupferverluste und die aus dem Hochfrequenzsignal resultierenden Drehmomentschwankungen verursacht werden [44]. Diese können bei Methoden mit virtuellem Signal vermieden werden, allerdings mit dem Nachteil, dass die Sättigungseffekte nicht vollständig berücksichtigt werden, was zu Fehlern bei MTPA-Regelung führen kann, da Maschinenparameter verwendet werden, die sich unter Sättigungseffekte ändern. Die in [36] dargestellte Methode mit realem Signal wird ausgewählt und bei dieser Arbeit optimiert, damit sie für Fahrzeuganwendungen geeigneter ist. Die ausführliche Darstellung befindet sich in Abschnitt 3.2.

Die dritte Gruppe betrifft die Winkelselbstoptimierungsmethoden [5, 47–50], wobei der optimale Stromwinkel gesucht wird, mit dem die MTPA-Regelung erreicht wird. Der größte Vorteil dieser Methoden ist, dass sie unempfindlich gegen Maschinenparameteränderungen unter Sättigungseffekten sind, aber die Nachteile

sind, dass die Fehlermöglichkeit unter schlechten Arbeitsbedingungen hoch ist und es Schwankungen in Drehmoment beim Suchprozess gibt [48]. Um diese zu vermeiden, wird eine der Winkelselbstoptimierungsmethoden, die in [48] vorgeschlagen wird, in dieser Arbeit verbessert, mit welchem sich der Abschnitt 3.3 beschäftigt.

In der letzten Gruppe geht es um die Berechnungsmethoden, bei denen Konvergenzalgorithmen verwendet werden. Je nachdem, ob die Maschinenparameter identifiziert werden oder nicht, werden sie in zwei Arten eingeteilt. Bei der ersten Art können Maschinenparameter mit Hilfe von Zustandsraumdarstellung und Konvergenzalgorithmen bestimmt werden, die wiederum zur Berechnung von optimalen Stromsollwerten zur MTPA-Regelung verwendet werden können [51–56]. Bei der zweiten Art werden keine Maschinenparameter geschätzt. Für die MTPA-Regelung wird die Verlustminimierung als nichtlineares Problem mit eingeschränkten Optimierungsbedingungen betrachtet, sodass sie mit numerischen Berechnungsmethoden gelöst werden kann [6].

Danach werden zwei in dieser Arbeit erforschte MTPA-Regelungsstrategien, bzw. die Signalinjektionsmethode und der Selbstoptimierungsalgorithmus, ausführlich dargestellt.

3.2 Signalinjektionsmethode

Die Analyse in Abschnitt 2.4.4 zeigt, dass die Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel am MTPA-Punkt gleich Null ist, was eine grundlegende Eigenschaft von MTPA-Punkt ist, auf der viele hochfrequente Signalinjektionsmethoden basieren. Allerdings ist es problematisch, den Wert der aktuellen Drehmomentänderung zu bekommen. In [4] wird die Drehmomentänderung wegen der Winkeländerung des Stroms durch die Differenz zwischen zwei geschätzten Drehmomenten berechnet, aber die Induktivität der d-Achse L_d wird zur Momentenschätzung verwendet, daher beeinträchtigt die Änderung von L_d die Regelungsgenauigkeit.

In [36] wird eine Signalinjektionsmethode dargestellt, bei der die mechanische Leistungsänderung statt der Drehmomentänderung von Interesse ist, da die mechanische Leistung durch die gemessenen Spannungswerte und Stromwerte berechnet werden kann. Die in dieser Literatur beschriebene Methode erweist sich als unempfindlicher gegenüber den Maschinenparameteränderungen. Sie verwendet jedoch die Drehzahlregelung statt der Drehmomentregelung und ist daher für Fahrzeuganwendungen ungeeignet. In dieser Arbeit wird diese Methode durch das Hinzufügen eines Drehmomentschätzers verbessert, um eine indirekte geschlossene

Drehmomentregelung zu bilden.

3.2.1 Grundprinzip

Die Drehmomentgleichung ist in Gl. (2.70) dargestellt, deren Ableitung nach dem Stromwinkel γ lautet:

$$\frac{\partial M}{\partial \gamma} = \frac{3 \cdot p}{4} I_s [\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q) I_s \cos(2\gamma)] \quad (3.1)$$

Aus der Analyse in Abschnitt 2.4.4 geht hervor, dass die Gl. (3.1) am MTPA-Punkt gleich Null sein sollte: $\partial M / \partial \gamma = 0$. Nach γ Auflösen ergibt sich:

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\frac{\frac{\Psi_{PM}}{(L_d - L_q) I_s} - \sqrt{\left(\frac{\Psi_{PM}}{(L_d - L_q) I_s} \right)^2 + 8}}{4} \right) \quad (3.2)$$

Bei dieser Gleichung werden Maschinenparameter verwendet, nämlich die Induktivitäten der d- und q-Achse sowie die Permanentmagnetflussverkettung, die sich unter Sättigungseffekte ändern, dadurch wird Fehler bei Gl. (3.2) verursacht. Danach wird ein anderer Lösungsweg zur Bestimmung von $\partial M / \partial \gamma$ ohne Verwendung von Maschinenparametern dargestellt.

3.2.2 Bestimmung von $\partial M / \partial \gamma$

Ein hochfrequentes Signal γ_h mit kleiner Amplitude wird zunächst in den Stromwinkel γ injiziert:

$$\begin{aligned} \gamma^* &= \gamma + \gamma_h = \gamma + A \cdot \sin(2\pi f_h t) \\ &= \gamma + A \cdot \sin(\omega_h t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

wobei A die Amplitude des Signals ist, f_h und ω_h jeweils die Frequenz und die Kreisfrequenz des Signals sind, und γ^* ist der Stromwinkelsollwert. Die Amplitude des Signals sollte genügend klein sein, damit die Amplitude der durch das injizierte Signal verursachten Drehmomentschwankungen hinreichend klein sein kann. Die Frequenz f_h sollte im Vergleich zur Bandbreite des Drehmomentregelkreises hoch genug sein, um Interferenzen zwischen dem injizierten Signal und dem Regelkreis zu vermeiden. Und sie sollte jedoch im Vergleich zur Schaltfrequenz des Umrichters niedrig genug sein, damit das injizierte Signal moduliert werden kann.

Die Stromsollwerte i_d^* und i_q^* werden durch den Gesamtstromsollwert I_s^* und den Winkelsollwert γ^* berechnet. Unter der Annahme, dass die Amplitude γ_h sehr klein ist, ergeben sich die folgenden Gleichungen:

$$\begin{aligned}
i_d^* &= I_s^* \cdot \cos(\gamma^*) = I_s^* \cdot \cos(\gamma + \gamma_h) \\
&= I_s^* \cdot \cos(\gamma) \cos(\gamma_h) - I_s^* \cdot \sin(\gamma) \sin(\gamma_h) \\
&\approx \underbrace{I_s^* \cdot \cos(\gamma)}_{i_{d,f}^*} + \underbrace{[-I_s^* \cdot \sin(\gamma) \cdot A \cdot \sin(\omega_h t)]}_{i_{d,h}^*} \quad (3.4)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_q^* &= I_s^* \cdot \sin(\gamma^*) = I_s^* \cdot \sin(\gamma + \gamma_h) \\
&= I_s^* \cdot \sin(\gamma) \cos(\gamma_h) + I_s^* \cdot \cos(\gamma) \sin(\gamma_h) \\
&\approx \underbrace{I_s^* \cdot \sin(\gamma)}_{i_{q,f}^*} + \underbrace{I_s^* \cdot \cos(\gamma) \cdot A \cdot \sin(\omega_h t)}_{i_{q,h}^*} \quad (3.5)
\end{aligned}$$

Es ist ersichtlich, dass sich die Stromsollwerte i_d^* und i_q^* jeweils aus einem fundamentalen Strom und einem hochfrequenten Strom zusammensetzen. Die fundamentalen Stromanteile der d- und q-Achse sind durch $i_{d,f}^*$ und $i_{q,f}^*$ gegeben, und die hochfrequenten Stromanteile der d- und q-Achse sind durch $i_{d,h}^*$ und $i_{q,h}^*$ gegeben. Im Folgenden wird dargestellt, wie eine Leistungskomponente P_0 , die zur Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel proportional ist, aus der elektrischen Eingangsleistung P_{el} extrahiert wird. P_{el} kann durch die Spannungswerte u_d und u_q sowie Stromwerte i_d und i_q berechnet werden [57]:

$$P_{el} = \frac{3}{2} \cdot (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q) \quad (3.6)$$

Dabei werden i_d und i_q aus den gemessenen dreiphasigen Strömen i_a , i_b und i_c durch die dq-Transformation transformiert (siehe Gl. (2.38)). Auf die ähnliche Weise werden u_d und u_q aus den gemessenen dreiphasigen Spannungen u_a , u_b und u_c transformiert. Durch Einsetzen von Spannungsgleichungen (2.19) und (2.20) in Gl. (3.6) ergibt sich:

$$P_{el} = \frac{3}{2} \cdot \left\{ \underbrace{R_s(i_d^2 + i_q^2)}_{P_{ku,v}} + \underbrace{L_d \frac{di_d}{dt} i_d + L_q \frac{di_q}{dt} i_q}_{P_{bl}} + \underbrace{[\Psi_{PM} + (L_d - L_q)i_d] \cdot \omega_e \cdot i_q}_{P_{me}} \right\} \quad (3.7)$$

Die elektrische Eingangsleistung P_{el} setzt sich aus der Kupferverlustleistung $P_{ku,v}$, der Blindleistung P_{bl} und der mechanischen Leistung P_{me} zusammen. Die Terme di_d/dt und di_q/dt in Gl. (3.7) können durch Umformen von Gln. (2.19) und (2.20) bestimmt werden, und als Ersatz für die Stromwerte i_d und i_q können die Stromsollwerte i_d^* und i_q^* in Gln. (3.4) und (3.5) verwendet werden, da die Stromwerte unter der Wirkung der Stromregelung im stationären Fall gleich der Stromsollwerte sind: $i_d = i_d^*$

und $i_q = i_q^*$. Durch Einsetzen und Umformen können $P_{ku,v}$, P_{bl} und P_{me} jeweils durch die folgenden Gleichungen dargestellt werden:

$$P_{ku,v} = \frac{3}{2} \cdot R_s (i_d^2 + i_q^2) = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot I_s^{*2} \quad (3.8)$$

$$P_{bl} = -\frac{3}{4} (L_d - L_q) I_s^{*2} A \cdot \omega_h \sin(2\gamma) \cos(\omega_h t) \\ + \frac{3}{4} [L_d \sin^2(\gamma) + L_q \cos^2(\gamma)] \cdot I_s^{*2} A^2 \cdot \omega_h \cdot \sin(2\omega_h t) \quad (3.9)$$

$$P_{me} = \frac{3}{2} \omega_e \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^{*2} \sin(2\gamma) + \Psi_{PM} I_s^* \sin(\gamma) \right] \\ + \frac{3}{2} [\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q) I_s^* \cos(2\gamma)] \cdot I_s^* \cdot \omega_e \cdot A \cdot \sin(\omega_h t) \\ + \frac{3}{8} \omega_e (L_d - L_q) I_s^{*2} \cdot A^2 \cdot \sin(2\gamma) \cos(2\omega_h t) \\ - \frac{3}{8} \omega_e (L_d - L_q) I_s^{*2} \cdot A^2 \cdot \sin^2(2\gamma) \quad (3.10)$$

Aus den obigen drei Gleichungen ist ersichtlich, dass sowohl die Blindleistung P_{bl} als auch die mechanische Leistung P_{me} eine Leistungskomponente mit derselben Frequenz wie die injizierte Signalfrequenz enthalten. Wie in Abbildung 3.1 gezeigt, wird P_{el} zunächst durch einen Bandpass gefiltert, dessen Bode-Diagramm in Abbildung 3.2 dargestellt wird. Aus Abbildung 3.2 ist zu sehen, dass die Signale mit der Frequenz f_h den Bandpass ohne Dämpfung und Phasenverschiebung durchlaufen können. Aber die Signale, deren Frequenz von f_h abweicht, werden stark gedämpft. Wird P_{el} durch diesen Bandpass gefiltert, dessen Mittenfrequenz gerade gleich die injizierte Signalfrequenz f_h ist, kann eine Leistungskomponente P_{BP} , deren Frequenz mit der injizierten Frequenz identisch ist, extrahiert werden:

$$P_{BP} = -\frac{3}{4} (L_d - L_q) I_s^{*2} A \cdot \omega_h \sin(2\gamma) \cos(\omega_h t) \\ + \frac{3}{2} [\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q) I_s^* \cos(2\gamma)] \cdot I_s^* \cdot \omega_e \cdot A \cdot \sin(\omega_h t) \quad (3.11)$$

Es ist anzumerken, dass der erste Term $\cos(\omega_h t)$ enthält und der zweite Term $\sin(\omega_h t)$ enthält. Um nur die Komponente der mechanischen Leistung zu extrahieren, wird P_{BP} danach mit einem hochfrequenten Signal $\sin(\omega_h t)$ multipliziert:

$$P_h = P_{BP} \cdot \sin(\omega_h t) \\ = -\frac{3}{4} (L_d - L_q) I_s^{*2} A \cdot \omega_h \sin(2\gamma) \cos(\omega_h t) \sin(\omega_h t) \\ + \frac{3}{2} [\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q) I_s^* \cos(2\gamma)] \cdot I_s^* \cdot \omega_e \cdot A \cdot \sin^2(\omega_h t)$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{3}{8}(L_d - L_q)I_s^{*2}A \cdot \omega_h \sin(2\gamma) \sin(2\omega_h t) \\
&+ \frac{3}{2}[\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q)I_s^* \cos(2\gamma)] \cdot I_s^* \cdot \omega_e \cdot A \cdot \frac{1 - \cos(2\omega_h t)}{2} \quad (3.12)
\end{aligned}$$

Anschließend wird P_h durch einen Tiefpass gefiltert, dessen Eckfrequenz wesentlich unter $2\omega_h$ liegt. Damit ergibt sich die gefilterte Leistung P_0 :

$$P_0 = \frac{3}{4}[\Psi_{PM} \cos(\gamma) + (L_d - L_q)I_s^* \cos(2\gamma)] \cdot I_s^* \cdot \omega_e \cdot A \quad (3.13)$$

Durch Vergleich von Gl. (3.13) mit Gl. (3.1) kann bemerkt werden, dass P_0 außer der Proportionalitätskonstante mit $\partial M / \partial \gamma$ identisch ist. Wird P_0 auf Null geregelt, ist $\partial M / \partial \gamma$ ebenfalls gleich Null, dadurch ist MTPA-Regelung erreicht. Dies ist in Abbildung 3.3 veranschaulicht.

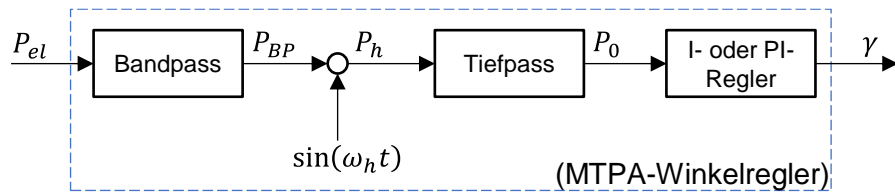


Abbildung 3.1: Verarbeitungsprozess der elektrischen Eingangsleistungssignale.

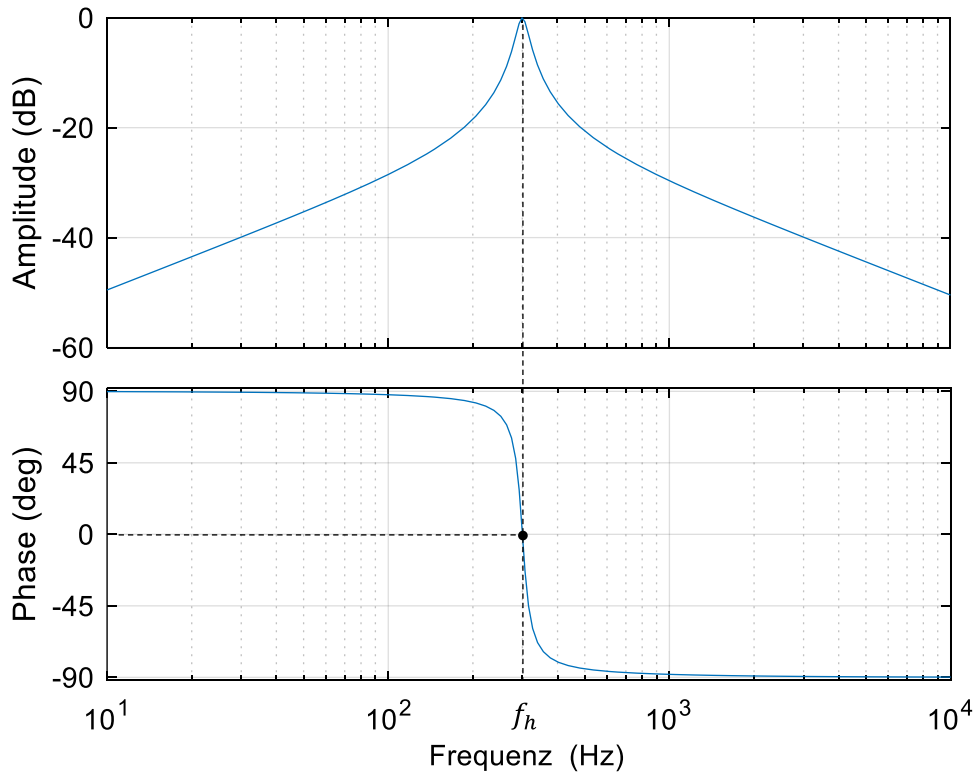


Abbildung 3.2: Bode-Diagramm des Bandpasses mit der Mittenfrequenz f_h .

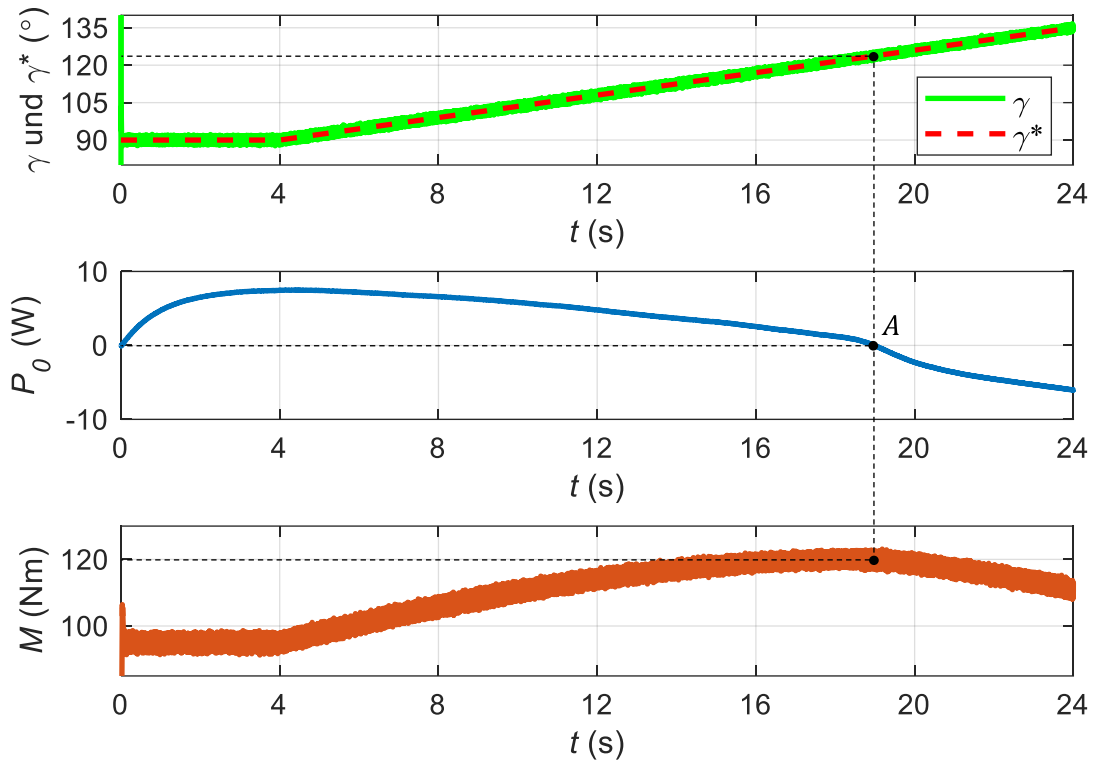


Abbildung 3.3: Zeitverläufe des Stromwinkelwertes γ und -sollwertes γ^* , der Leistungskomponente P_0 sowie des Momentistwertes M bei konstantem Strombetrag.

Der Stromwinkelsollwert γ^* , der in Abbildung 3.3 durch die rote gestrichelte Linie dargestellt wird, steigt ausgehend vom stationären Zustand von $\gamma^* = 90^\circ$ zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ s}$ allmählich auf $\gamma^* = 135^\circ$ zum Zeitpunkt $t = 24 \text{ s}$. Beim gesamten Prozess wird der Strombetrag I_s konstant gehalten. Vor dem Ansteigen des Stromwinkelsollwertes zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ s}$ befindet sich das System schon in einem stationären Zustand. Danach ist P_0 von $t = 4 \text{ s}$ bis $t = 19 \text{ s}$ größer als Null und von $t = 19 \text{ s}$ bis $t = 24 \text{ s}$ kleiner als Null. Da P_0 zu $\partial M / \partial \gamma$ proportional ist, ist das Vorzeichen von $\partial M / \partial \gamma$ mit demjenigen von P_0 identisch: Von $t = 4 \text{ s}$ bis $t = 19 \text{ s}$ ist $\partial M / \partial \gamma$ größer als Null und von $t = 19 \text{ s}$ bis $t = 24 \text{ s}$ kleiner als Null. Demzufolge nimmt der Momentistwert M von $t = 4 \text{ s}$ bis $t = 19 \text{ s}$ ständig zu und nimmt von $t = 19 \text{ s}$ bis $t = 24 \text{ s}$ andauernd ab. Da zum Zeitpunkt $t = 19 \text{ s}$ $\partial M / \partial \gamma$ gleich Null ist, erreicht M sein Maximum. Der entsprechende Stromwinkel ist derjenige Winkel, mit dem das Maximalmoment per Ampere erzielt wird.

3.2.3 Fundamentale und hochfrequente Stromregelung

Im letzten Abschnitt wird erklärt, wie die Leistungskomponente P_0 , die zu $\partial M / \partial \gamma$

proportional ist, aus der elektrischen Eingangsleistung P_{el} extrahiert werden kann. Die elektrische Eingangsleistung P_{el} kann sich jedoch aus vielen Gründen ändern, beispielsweise Drehmomentstörungen und Lastschwankungen. Um die Leistungsänderung aufgrund des injizierten Signals von diesen zu unterscheiden, sollte die injizierte Signalfrequenz genügend hoch sein. In dieser Arbeit wird 300 Hz als Signalfrequenz gewählt, dementsprechend wird außer der fundamentalen Stromregelung eine hochfrequente Stromregelung benötigt (siehe Abbildung 3.4), um die hochfrequenten Ströme $i_{d,h}$ und $i_{q,h}$ zu regeln. Wie die fundamentale Stromregelung in Abbildung 3.4 gezeigt, werden zwei klassische PI-Regler zur Regelung der fundamentalen Ströme $i_{d,h}^*$ und $i_{q,h}^*$ verwendet, deren Parametrisierung durch das in Abschnitt 2.4.2 dargestellte Betragsoptimum realisiert wird.

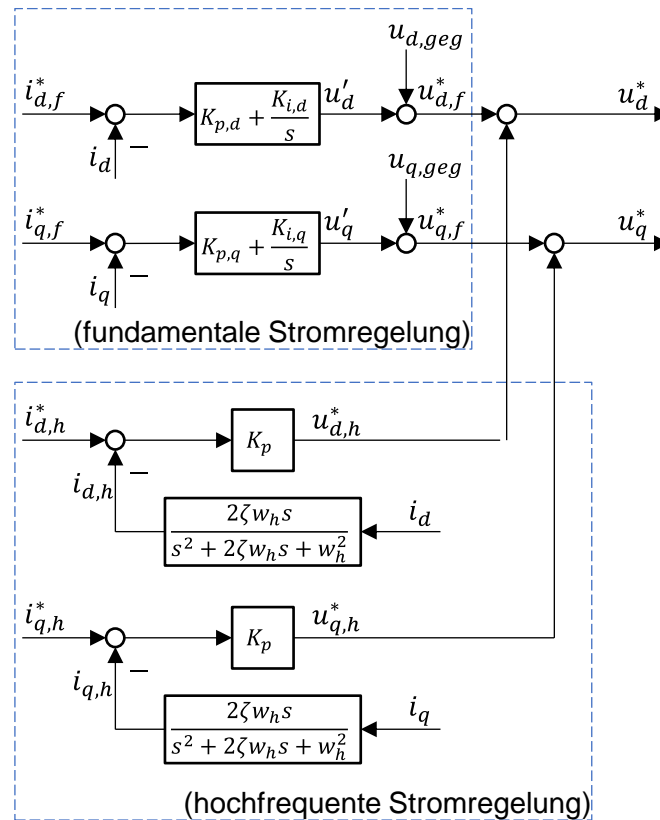


Abbildung 3.4: Fundamentale Stromregelung und hochfrequente Stromregelung.

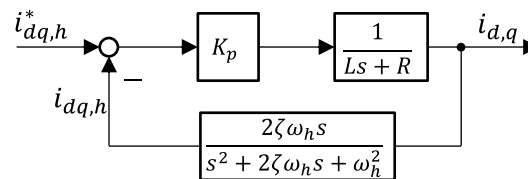


Abbildung 3.5: Der vereinfachte hochfrequente Stromregelkreis.

Zur Beschreibung der hochfrequenten Stromregelung wird ihr vereinfachter Regelkreis in Abbildung 3.5 präsentiert, wobei ein P-Regler mit Verstärkungsfaktor K_p verwendet wird. Die Maschine kann als ein PT₁-Glied mit Zeitkonstante L/R_s angesehen werden [28, 58]. Die Übertragungsfunktion zwischen den hochfrequenten Stromistwerten $i_{dq,h}$ und den hochfrequenten Stromsollwerten $i_{dq,h}^*$ lautet:

$$G_h(s) = \frac{i_{dq,h}}{i_{dq,h}^*} = \frac{K_p s^2 + 2\zeta\omega_h K_p s + \omega_h^2 K_p}{L s^3 + (2\zeta\omega_h L_d + R)s^2 + [\omega_h^2 L + 2\zeta\omega_h(K_p + R)]s + \omega_h^2 R} \cdot \frac{2\zeta\omega_h s}{s^2 + 2\zeta\omega_h s + \omega_h^2} \quad (3.14)$$

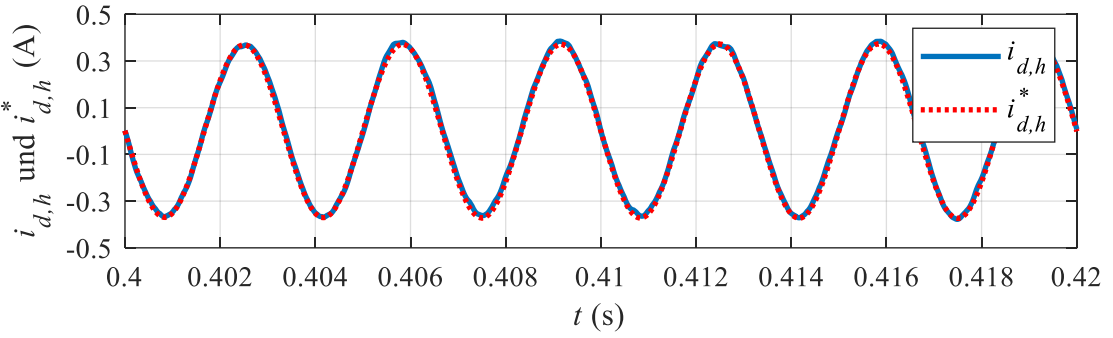
Für das hochfrequente Stromsignal mit der Frequenz ω_h gilt:

$$\begin{aligned} G_h(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_h} &= \frac{i_{d,q}}{i_{dq,h}^*} \Big|_{\omega=\omega_h} = \frac{K_p(j\omega_h)^2 + 2\zeta\omega_h K_p j\omega_h + \omega_h^2 K_p}{L(j\omega_h)^3 + (2\zeta\omega_h L_d + R)(j\omega_h)^2 + [\omega_h^2 L + 2\zeta\omega_h(K_p + R)]j\omega_h + \omega_h^2 R} \\ &\quad \cdot \frac{2\zeta\omega_h j\omega_h}{(j\omega_h)^2 + 2\zeta\omega_h j\omega_h + \omega_h^2} \\ &= \frac{K_p}{K_p + j\omega_h L + R} \cdot 1 \end{aligned} \quad (3.15)$$

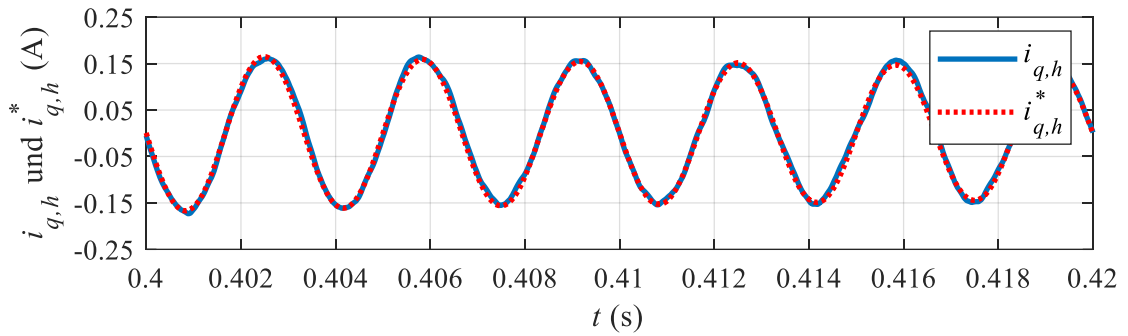
Der Verstärkungsfaktor des P-Reglers K_p wird genügend groß gewählt, dass der Frequenzgang $G_h(j\omega)$ bei $\omega = \omega_h$ ungefähr eins beträgt:

$$G_h(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_h} = \frac{i_{dq,h}}{i_{dq,h}^*} \approx 1 \quad (3.16)$$

Infolgedessen können die hochfrequenten Stromistwerte $i_{dq,h}$ ihren Sollwerten $i_{dq,h}^*$ genau folgen, wie in Abbildung 3.6 (a) und (b) gezeigt. In Abbildung 3.6 (a) und (b) sind die hochfrequenten Stromistwerte durch die dunkelblauen durchgezogenen Kurven und die entsprechenden Stromsollwerte durch die roten gestrichelten Kurven gezeigt. Da die Frequenz sehr hoch ist, wird nur ein beliebig kurzes Zeitintervall zum Erhalten einer besseren Auflösung herangezogen. Die Ausgangsgrößen der P-Regler der d- und q-Achse sind Spannungssollwerte bezüglich der hochfrequenten Ströme, die jeweils als $u_{d,h}^*$ und $u_{q,h}^*$ gekennzeichnet sind. Die Ausgangsgrößen der fundamentalen Stromregelung u_d' und u_q' werden zu den Gegenspannungen $u_{d,geg}$ und $u_{q,geg}$ (siehe Gln. (2.41) und (2.42)) addiert. Die Summe von u_d' und $u_{d,geg}$ sowie u_q' und $u_{q,geg}$ sind die Spannungssollwerte bezüglich der fundamentalen Ströme, die als $u_{d,f}^*$ und $u_{q,f}^*$ gekennzeichnet sind und jeweils zu $u_{d,h}^*$ und $u_{q,h}^*$ hinzuaddiert werden, um die gesamten Spannungssollwerte u_d^* und u_q^* zu bekommen.



(a) Der hochfrequente Stromistwert $i_{d,h}$ und -sollwert $i_{d,h}^*$ der d-Achse.



(b) Der hochfrequente Stromistwert $i_{q,h}$ und -sollwert $i_{q,h}^*$ der q-Achse.

Abbildung 3.6: Übereinstimmung von hochfrequenten Stromistwerten und -sollwerten.

3.2.4 Drehmomentschätzer

Für Fahrzeuganwendungen ist eine präzise Momentenregelung erforderlich. Bei [36] handelt es sich nicht um die Momentenregelung, sondern die Drehzahlregelung. Da das Moment nicht direkt gemessen werden kann, wird eine Strategie zur Momentenschätzung in [5] vorgeschlagen. Im stationären Fall können Flussverkettungen ψ_d und ψ_q durch Umformen von Gln. (2.15) und (2.16) bestimmt werden:

$$\psi_q = \frac{-u_d + R_s \cdot i_d}{\omega_e} \quad \psi_d = \frac{u_q - R_s \cdot i_q}{\omega_e} \quad (3.17)$$

Damit wird das Moment wie folgt geschätzt:

$$\begin{aligned} M_{sch\ddot{a},1} &= \frac{3}{2} p (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \\ &= \frac{3}{2} p \left(\frac{u_q - R_s \cdot i_q}{\omega_e} \cdot i_q - \frac{-u_d + R_s \cdot i_d}{\omega_e} \cdot i_d \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_e} [u_d i_d + u_q i_q - R_s (i_d^2 + i_q^2)] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Da das geschätzte Drehmoment in der zweiten MTPA-Regelungsstrategie durch eine

andere Gleichung berechnet wird (siehe Abschnitt 3.3.3), wird hier eine Tiefstellung „1“ verwendet, daher ist das geschätzte Drehmoment hier als $M_{sch\ddot{a},1}$ gekennzeichnet. Als Momentregler wird ein klassischer PI-Regler verwendet, und die Stellgröße wird als der Gesamtstromsollwert I_s^* ausgelegt.

3.2.5 Regelkreis des Gesamtsystems

Der Regelkreis des Gesamtsystems ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

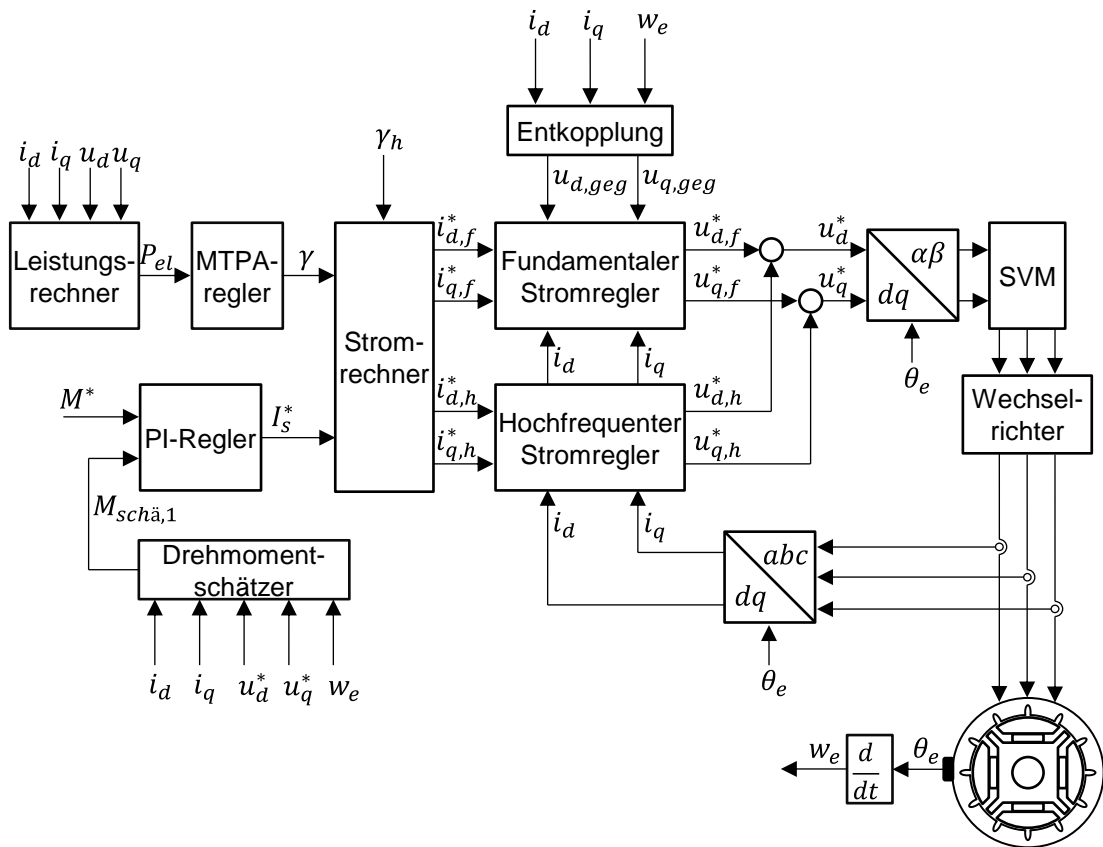


Abbildung 3.7: Regelkreis des Gesamtsystems mit der Signalinjektionsmethode.

Die Eingangsgröße des Systems ist der Momentsollwert M^* , dessen Abweichung durch den PI-Regler auf Null geregelt wird. Beim MTPA-Regler handelt es sich um die Bestimmung von $\partial M / \partial \gamma$, was proportional zu P_0 ist, und wenn P_0 durch den I- oder PI-Regler auf Null geregelt wird (siehe Abbildung 3.1), ist $\partial M / \partial \gamma$ ebenfalls gleich Null, damit die MTPA-Regelung erreicht wird. Beim Stromrechner werden die fundamentalen Ströme $i_{d,f}^*$ und $i_{q,f}^*$ sowie die hochfrequenten Ströme $i_{d,h}^*$ und $i_{q,h}^*$ mit Hilfe von Gln. (3.4) und (3.5) berechnet. Das Ziel des fundamentalen Stromreglers und des hochfrequenten Stromreglers ist es, die Stromabweichungen der fundamentalen

Ströme und der hochfrequenten Ströme zu regeln und die Spannungssollwerte der d- und q-Achse zu erzeugen.

Bisher wurden alle Prinzipien der Signalinjektionsmethode ausführlich dargestellt. Im Folgenden wird eine andere MTPA-Regelungsstrategie erläutert, die auf einem völlig anderen Prinzip beruht als die Signalinjektionsmethode.

3.3 Selbstoptimierungsalgorithmus

In [48] wird ein Selbstoptimierungsalgorithmus zur MTPA-Regelung verwendet, wobei versucht wird, den optimalen Stromwinkel γ_{MTPA} durch kontinuierliches Variieren des Stromwinkels zu bestimmen. Es ist erwähnenswert, dass eine ähnliche Vorgehensweise in [59] vorgeschlagen wird, wobei der Stromwinkel γ jeweils um einen kleinen Winkel $\Delta\gamma$ addiert und subtrahiert wird, und die Momente bei diesen drei Stromwinkeln $\gamma - \Delta\gamma$, γ und $\gamma + \Delta\gamma$ werden jeweils durch die Drehmomentgleichung (2.70) berechnet. Der optimale Stromwinkel hängt davon ab, welcher Momentwert größer ist. In der Drehmomentgleichung werden jedoch Maschinenparameter L_d , L_q und Ψ_{PM} verwendet. Obwohl die Maschinenparameter kontinuierlich geschätzt werden, werden große Fehler im instationären Zustand, was bei Fahrzeuganwendungen häufig vorliegt ist, verursacht, da die Parameterschätzung auf den stationären Spannungsgleichungen basiert.

3.3.1 Grundprinzip

Zunächst wird der Regelkreis des Gesamtsystems in Abbildung 3.8 gegeben. Als Eingangsgröße wird der Momentsollwert M^* mit dem geschätzten Drehmoment $M_{sch\ddot{a},2}$ verglichen und die Abweichung wird durch einen PI-Regler geregelt. Der Drehmomentschätzer wird in Abschnitt 3.3.3 dargestellt. Als Stellgröße wird der Stromsollwert I_s^* in den Stromrechner eingeführt. Die Stromsollwerte der d- und q-Achse i_d^* und i_q^* werden mithilfe von folgenden Gleichungen berechnet:

$$i_d^* = I_s^* \cdot \cos(\gamma^*) \quad (3.19)$$

$$i_q^* = I_s^* \cdot \sin(\gamma^*) \quad (3.20)$$

wobei der Stromwinkelsollwert γ^* von dem in Abschnitt 3.3.4 dargestellten MTPA-Winkeleinsteller erzeugt wird. Die Stromsollwerte i_d^* und i_q^* werden weiterhin mit den zugehörigen Stromistwerten i_d und i_q verglichen und die Abweichungen werden von den PI-Reglern geregelt.

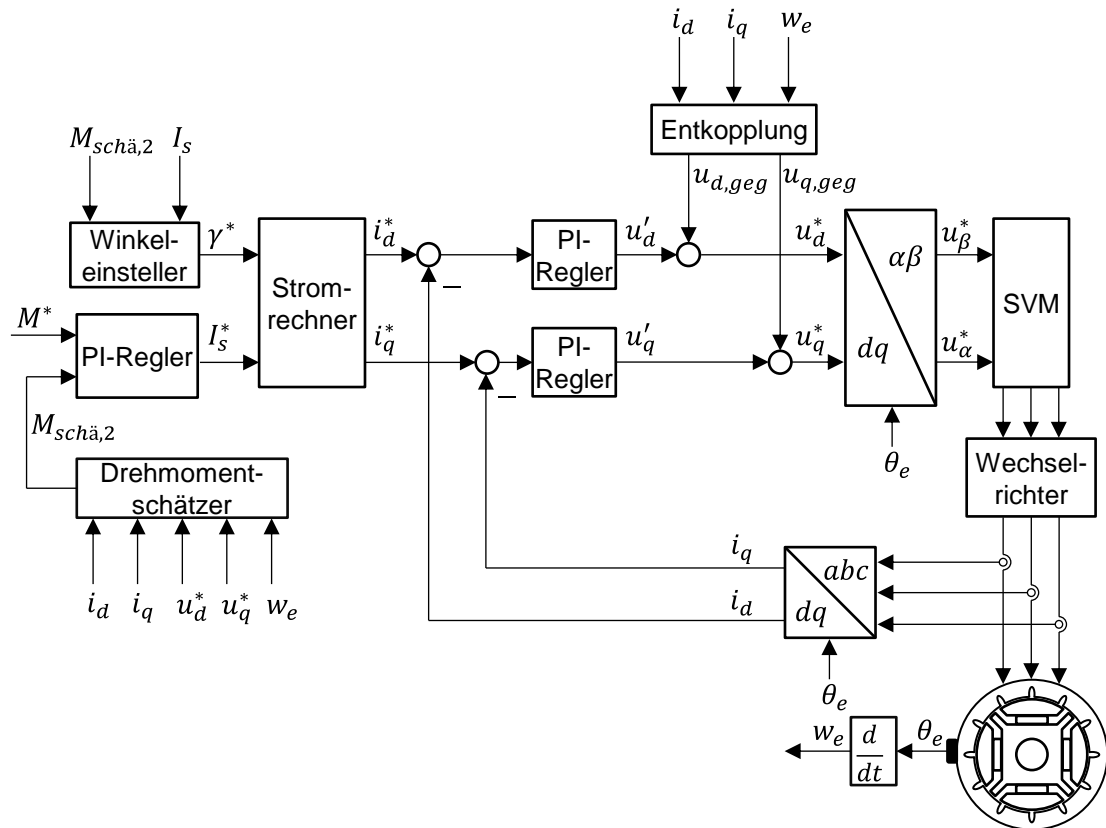


Abbildung 3.8: Regelkreis des Gesamtsystems mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

Diese Arbeit basiert auf dem in [48] dargestellten Algorithmus, der parameterunempfindlich ist. Nur beim Drehmomentschätzer ist ein einziger Maschinenparameter, der Statorwiderstand R_s , erforderlich. Die Nachteile sind auch ersichtlich: Der optimale Stromwinkel kann nicht mit einer hohen Präzision bestimmt werden, da der Stromwinkel ständig um den optimalen Stromwinkel oszilliert. Darüber hinaus wird der Momentsollwert erhöht, bleibt der einzustellende Stromwinkelsollwert fälschlicherweise unverändert; wenn der Momentsollwert verringert wird, nimmt der Stromwinkelsollwert weiterhin entsprechend dem Trend vor der Änderung des Momentsollwerts ab oder zu. Alle oben geschriebenen Nachteile werden bei dieser Arbeit durch Verbesserungen vermieden.

3.3.2 Stromregelung

Wie in Abbildung 3.8 dargestellt, werden als Stromregelung zwei klassische PI-Regler verwendet, die durch das Betragsoptimum parametrisiert werden (siehe Abschnitt 2.4.2).

3.3.3 Drehmomentschätzer

Bei der Signalinjektionsmethode werden Spannungssensoren zur Berechnung der elektrischen Eingangsspannung verwendet (siehe Gl. (3.6)). Deshalb werden die Spannungswerte der d- und q-Achse u_d und u_q zur Momentenschätzung verwendet. Um die Verwendung von Spannungssensoren zu vermeiden, werden die Spannungswerte u_d^* und u_q^* statt der Spannungswerte bei dieser Strategie zur Momentenschätzung verwendet (vgl. Gl. (3.18)):

$$M_{sch\ddot{a},2} = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_e} [u_d^* i_d + u_q^* i_q - R_s (i_d^2 + i_q^2)] \quad (3.21)$$

Um das geschätzte Drehmoment für den Selbstoptimierungsalgorithmus von dem geschätzten Drehmoment für die Signalinjektionsmethode unterscheiden zu können, wird hier eine Tiefstellung „2“ verwendet.

3.3.4 MTPA-Winkeleinsteller

Im Folgenden wird die Funktionsweise des MTPA-Winkeleinstellers ausführlich erklärt. Das Ziel des MTPA-Winkeleinstellers ist, den optimalen Stromwinkel γ_{MTPA} zu finden, mit dem das Maximalmoment per Ampere erzeugt wird. Dementsprechend wird ein Bewertungsparameter eingeführt: Der Quotient aus dem geschätzten Drehmoment $M_{sch\ddot{a},2}$ und dem dazugehörenden Strom I_s . Da die elektrische Momentkonstante k_t der Quotient aus dem Drehmoment und dem Statorstrom ist [60], wird dieser Bewertungsparameter als die geschätzte Momentkonstante k_{gm} (Nm/A) bezeichnet:

$$k_{gm} = \frac{M_{sch\ddot{a},2}}{I_s} \quad (3.22)$$

wobei $M_{sch\ddot{a},2}$ durch den Drehmomentschätzer mittels Gl. (3.21) und I_s durch Gl. (2.61) berechnet wird. Das Flussdiagramm des MTPA-Winkeleinstellers ist in Abbildung 3.9 präsentiert. Da γ_{MTPA} stets zwischen 90° und 135° liegt, wird am Anfang festgestellt, ob der Stromwinkel γ dazwischen liegt: Wenn es nicht erfüllt ist, wird der einzustellende Winkel γ_{k+1} mit γ_0 eingesetzt, wobei γ_0 eine vorgewählte zwischen 90° und 135° liegende Konstante ist, die bei der Arbeit als 120° gewählt wird, danach ist der Gesamtprozess direkt beendet; wenn γ zwischen 90° und 135° liegt, ist der nächste Schritt zu bestimmen, ob sich der Momentsollwert M^* geändert hat. Hier wird ein Schwellenwert ΔM_0 verwendet, und wenn sich M^* über ΔM_0 hinaus ändert, wird der Winkeländerungswert $\Delta\gamma$ auf den Anfangswert $\Delta\gamma_0$ zurückgesetzt. Hier muss erwähnt werden, dass $\Delta\gamma$ nicht konstant, sondern variabel ist. Dies ist aus Abbildung 3.11 ersichtlich: Der Stromwinkelsollwert wird durch die rote gestrichelte Kurve

dargestellt und der Stromwinkelwert ist durch die grüne durchgezogene Kurve gezeichnet. Zum Zeitpunkt $t = 1,0$ s ändert sich M^* sprunghaft von $M^* = 60$ Nm auf $M^* = 180$ Nm, danach wird der bereits sehr klein gewordene Winkeländerungswert $\Delta\gamma$ auf den Anfangswert $\Delta\gamma_0 = 4^\circ$ zurückgesetzt, um eine höhere Annäherungsgeschwindigkeit zu bekommen.

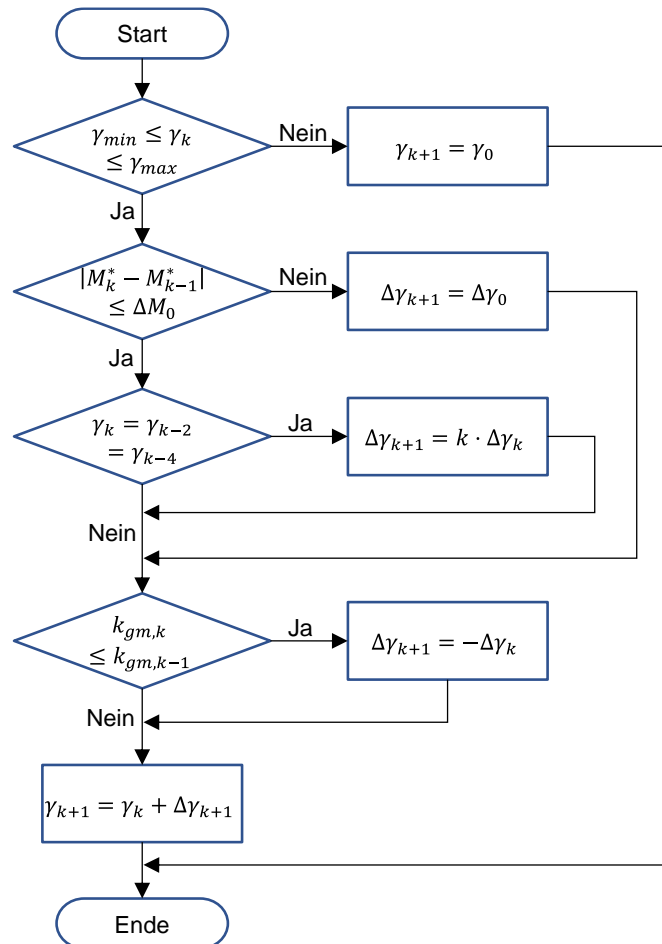


Abbildung 3.9: Flussdiagramm des MTPA-Winkeleinstellers.

Der Grund für die Anwendung des variablen Winkeländerungswert $\Delta\gamma$ ist, dass $\Delta\gamma$ die Geschwindigkeit beeinflusst, mit der sich der Stromwinkel γ dem optimalen Stromwinkel γ_{MTPA} annähert. Bei einem größeren $\Delta\gamma$ ist die Annäherungsgeschwindigkeit höher, aber der Nachteil sind die dauerhaften Schwankungen von γ um γ_{MTPA} . In Abbildung 3.10 (a) kann ersehen werden, dass γ mit einer konstanten Winkeländerung $\Delta\gamma = 4^\circ$ von $t = 0,15$ s bis $t = 1,0$ s und von $t = 1,25$ s bis $t = 2,0$ s dauerhaft schwingt. Bei einem kleineren $\Delta\gamma$ ist die Annäherungsgeschwindigkeit langsamer, aber der Vorteil sind geringere Schwingungen.

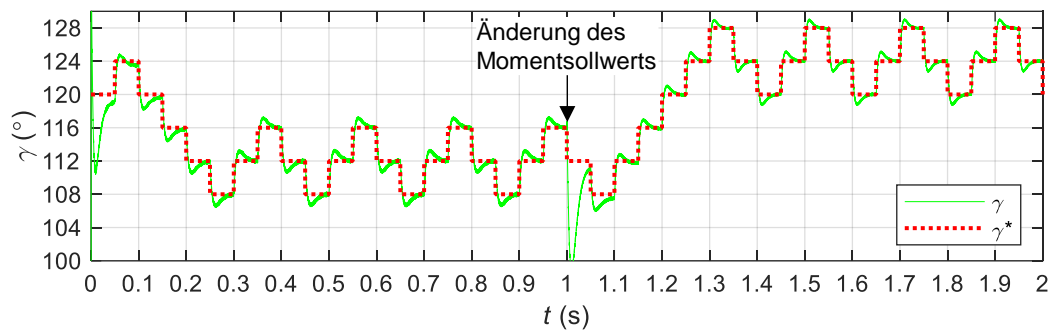
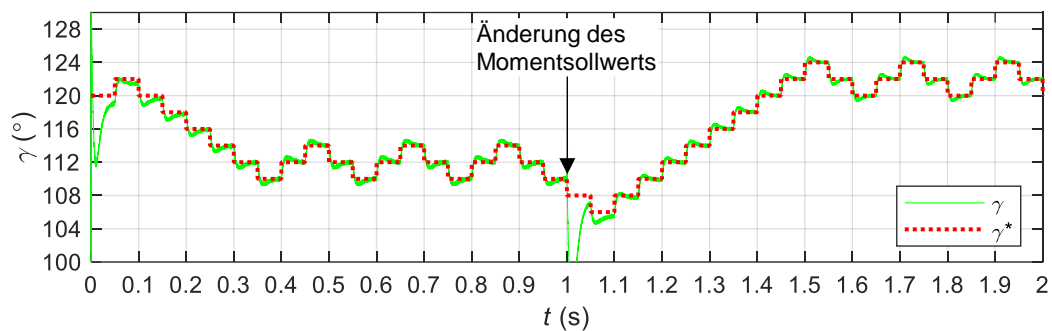
(a) konstante Winkeländerung $\Delta\gamma = 4^\circ$ (b) konstante Winkeländerung $\Delta\gamma = 2^\circ$

Abbildung 3.10: Verläufe des Stromwinkelstwert γ und -sollwerts γ^* mit verschiedener konstanter Winkeländerungen im Fall einer sprungförmigen Änderung des Momentsollwerts von $M^* = 60 \text{ Nm}$ auf $M^* = 180 \text{ Nm}$ zum Zeitpunkt $t = 1,0 \text{ s}$.

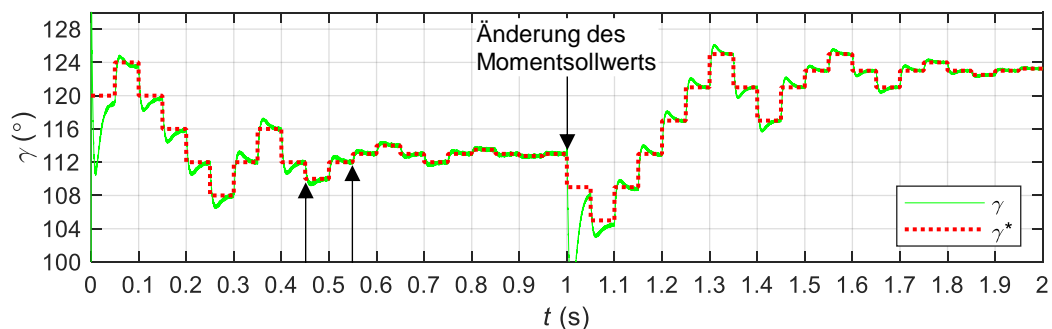


Abbildung 3.11: Verläufe des Stromwinkelstwert γ und -sollwerts γ^* mit variabler Winkeländerung im Fall einer sprungförmigen Änderung des Momentsollwerts von $M^* = 60 \text{ Nm}$ auf $M^* = 180 \text{ Nm}$ zum Zeitpunkt $t = 1,0 \text{ s}$.

Die Amplitude der Schwingungen von γ in Abbildung 3.10 (b) ist nur die Hälfte von denjenigen in Abbildung 3.10 (a), da der Stromwinkelsollwert γ^* sich mit einem kleineren Winkeländerungswert $\Delta\gamma = 2^\circ$ dem optimalen Stromwinkel annähert. In einem idealen Fall ist ein größerer $\Delta\gamma$ anzuwenden, wenn γ fern von γ_{MTPA} liegt; liegt

γ in der Nähe von γ_{MTPA} , ist ein kleinerer $\Delta\gamma$ vorzuschlagen. Um dies zu gewährleisten, soll eine geeignete Maßnahme getroffen werden. Wenn γ dauerhaft schwingt, wird die folgende Bedingung erfüllt: $\gamma_k = \gamma_{k-2} = \gamma_{k-4}$. Wenn dies erfüllt ist, ist γ_{MTPA} gefunden, aber die Winkeländerung $\Delta\gamma$ ist relativ groß, also schwingt γ mit der Amplitude $\Delta\gamma$ um γ_{MTPA} . Um dies zu verhindern, soll $\Delta\gamma$ verringert werden: $\Delta\gamma$ wird mit einer positiven Konstante k multipliziert, die kleiner als eins ist und als der Konvergenzfaktor bezeichnet wird, mit dem γ sich unendlich nah an γ_{MTPA} annähern kann, da letztendlich $\Delta\gamma$ gegen Null läuft. Hier wird k als 0,5 gewählt. Aus Abbildung 3.11 ist ersichtlich, dass $\Delta\gamma = 4^\circ$ am Anfang ist, und zum Zeitpunkt $t = 0,45$ s wird die Beziehung $\gamma_k = \gamma_{k-2} = \gamma_{k-4}$ erfüllt, daher wird $\Delta\gamma$ zum ersten Mal verkleinert, und auf ähnliche Weise wird er zum Zeitpunkt $t = 0,55$ s zum zweiten Mal verkleinert. Nach ausreichend langer Zeit geht er gegen Null, damit die Schwingungen vermieden werden können. Aber wenn sich der Momentsollwert geändert hat, soll $\Delta\gamma$ auf den Anfangswert $\Delta\gamma_0$ zurückgesetzt werden, um eine höhere Annäherungsgeschwindigkeit zu erzielen, dies ist in Abbildung 3.11 zum Zeitpunkt $t = 1,0$ s geschehen.

Abschließend wird überprüft, ob die Winkeländerung in die richtige Richtung geändert wurde oder nicht. Wenn dies der Fall ist, soll die geschätzte Momentkonstante größer sein als beim letzten Mal, da sich γ dem γ_{MTPA} in der richtigen Richtung annähert. Folglich wird die folgende Beziehung erfüllt: $k_{gm,k} > k_{gm,k-1}$; wenn dies nicht der Fall ist, ist $k_{gm,k}$ kleiner als $k_{gm,k-1}$, was ein Zeichen dafür ist, dass sich γ in die falsche Richtung verändert. Infolgedessen muss eine Maßnahme getroffen werden: $\Delta\gamma_{k+1} = -\Delta\gamma_k$, um die Winkeländerungsrichtung zu korrigieren. Bisher ist der Winkeländerungswert $\Delta\gamma_{k+1}$ bestimmt, und der Schlussschritt ist, einen neuen Stromwinkelsollwert einzustellen: $\gamma_{k+1} = \gamma_k + \Delta\gamma_{k+1}$, mit dem die Stromsollwerte i_d^* und i_q^* durch Stromberechner mittels Gln. (3.19) und (3.20) berechnet werden. Und es ist sehr wichtig zu achten, ob der Stromwinkelwert dem Stromwinkelsollwert folgen kann, nachdem der Stromwinkelsollwert eingestellt ist. Aus Abbildung 3.11 ist ersichtlich, dass der Stromwinkelwert innerhalb 0,1 s dem Stromwinkelsollwert folgen kann. Kurz nach der Änderung des Momentsollwerts wird längere Zeit benötigt, die jedoch noch sehr klein ist.

4 Methodik

In diesem Abschnitt handelt es sich um die Modellierungsmethodik, wobei das Modell mit den zwei vorherigen dargestellten MTPA-Regelungsstrategien jeweils vorgestellt wird. Bei dieser Arbeit erfolgen die Simulationen in MATLAB/Simulink, wobei PLECS-Blockset integriert wird. PLECS ist eine Software für die Simulation von elektrischen Schaltungen. Speziell ist es für die Leistungselektronik geeignet. Ein Vorteil ist, dass der Anteil des Systems, in dem nur die elektrischen Einheiten von Interesse sind, als elektrische Schaltung in der PLECS-Schaltung modelliert kann, und alle nicht-elektrischen Anteile wie Regelungssystem können in MATLAB/Simulink erfolgen. Die PLECS-Schaltung erscheint in der Simulink/Modellumgebung als ein eigener Block, in den die Signale eingeführt werden, um Strom- oder Spannungsquellen sowie Schalter anzusteuern. Die in der PLECS-Schaltung gemessenen Signale werden zur Regelung in MATLAB/Simulink ausgeführt [61].

In der Arbeit wird ein nichtlineares IPMSM-Modell mithilfe von Flussverkettungskennfeldern $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ sowie Induktivitätskennfeldern $L_{dd}(i_d, i_q)$, $L_{dq}(i_d, i_q)$ und $L_{qq}(i_d, i_q)$ in der PLECS-Schaltung modelliert, damit die Eisensättigung und die dadurch hervorgerufene Kreuzverkopplung vollständig berücksichtigt werden. In den folgenden Abschnitten 4.1 und 4.2 werden das Modell mit der Signalinjektionsmethode und mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus jeweils vorgestellt.

4.1 Modell mit der Signalinjektionsmethode

In diesem Abschnitt werden zunächst das Modell mit der Signalinjektionsmethode in MATLAB/Simulink dargestellt, danach wird das Modell in der PLECS-Schaltung dargestellt, wobei der Wechselrichter und das IPMSM-Modell modelliert werden. Darüber hinaus werden die im IPMSM-Modell verwendeten Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse dargestellt, die eine ausgeprägte Kreuzverkopplung und Eisensättigung aufweisen.

4.1.1 Modell in MATLAB/Simulink

Das in MATLAB/Simulink implementierte Modell mit der Signalinjektionsmethode ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Der gelbe Block in der rechten oberen Ecke ist die PLECS-

Schaltung, in der die IPMSM modelliert wird. Die Modellierungsmethodik in der PLECS-Schaltung wird in Abschnitt 4.1.2 dargestellt. Als Eingangssignal für das Modell befindet sich der Momentsollwert M^* in der linken oberen Ecke, der mit dem geschätzten Drehmoment $M_{sch\ddot{a},1}$ verglichen wird. $M_{sch\ddot{a},1}$ wird durch einen Tiefpass gefiltert, um das hochfrequente Rauschen aufgrund des Pulsweitenmodulationsverfahrens abzuschwächen. Die Spannungssollwerte der d- und q-Achse u_d^* und u_q^* werden durch die Transformationsmatrix ins $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert, und die transformierten Spannungen u_α^* und u_β^* werden in die SVM eingeführt und moduliert. Die daraus entstandenen Impulssignale und das Signal des Drehzahlsollwerts werden in die PLECS-Schaltung eingeführt.

Die Hauptblöcke werden in Abbildung 4.2 dargestellt. Die Blöcke (a), (b), (d), (g) und (h) in Abbildung 4.2 werden durch die vorherigen dargestellten Gleichungen modelliert. Der fundamentale Stromregler und der hochfrequente Stromregler sind im Block (e) und (f) präsentiert, deren Funktionsweisen in Abschnitt 3.2.3 beschrieben werden, und die zwei PI-Regler im Block (e) werden durch das in Abschnitt 2.4.2 dargestellte Betragsoptimum parametrisiert.

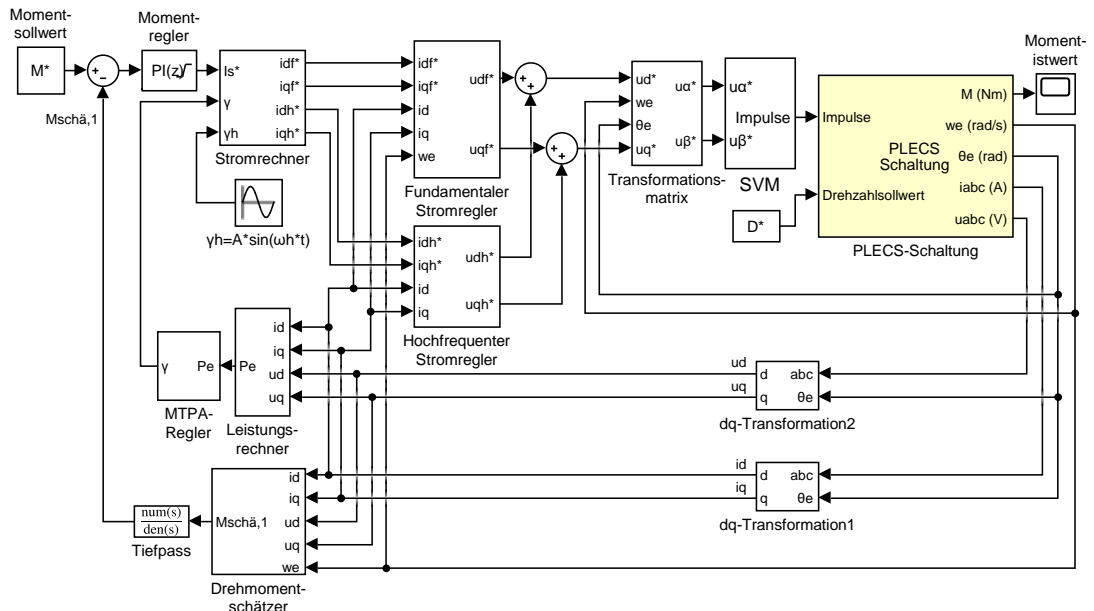
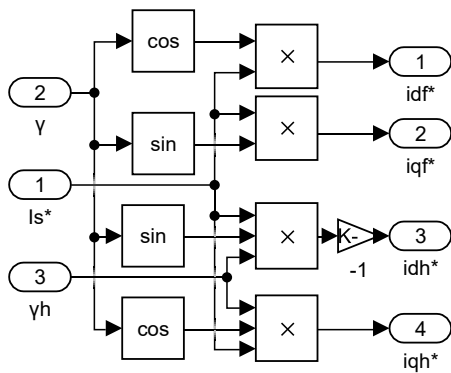
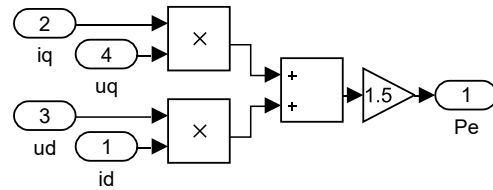


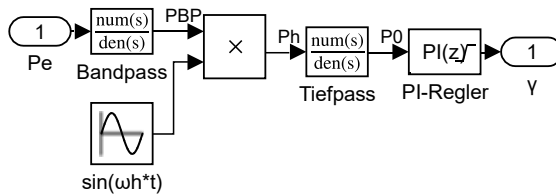
Abbildung 4.1: In MATLAB/Simulink implementierte Modell mit der Signalinjektionsmethode.



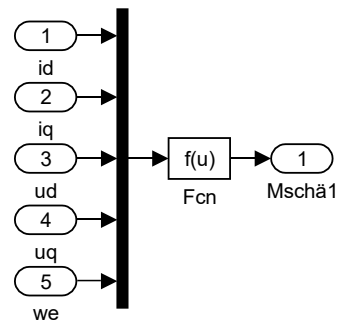
(a) Stromrechner (vgl. Gl. (3.4) und (3.5))



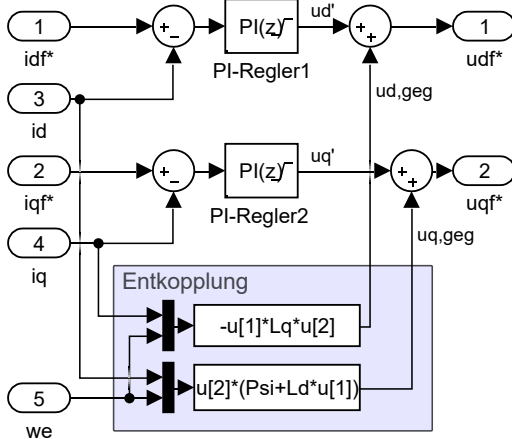
(b) Leistungsrechner (vgl. Gl. (3.6))



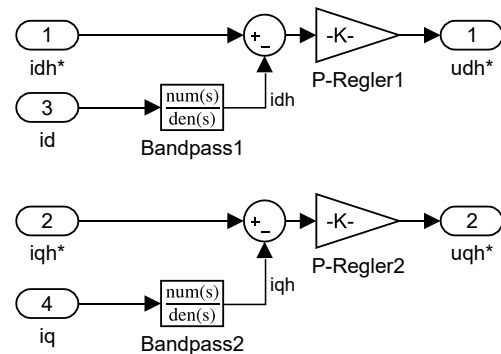
(c) MTPA-Regler



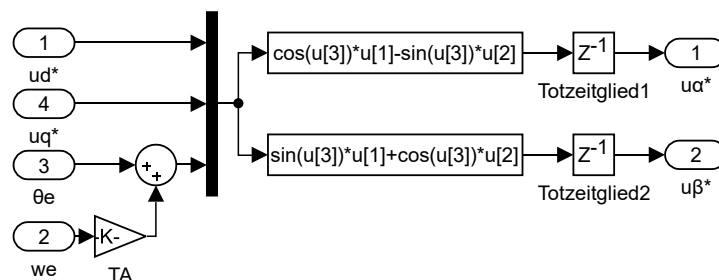
(d) Drehmomentschätzer (vgl. Gl. (3.18))



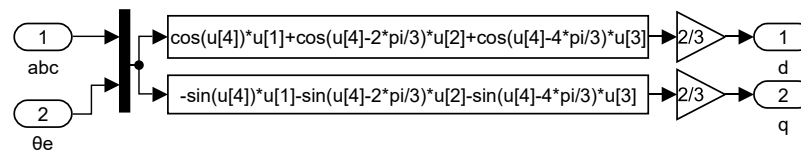
(e) Fundamentaler Stromregler



(f) Hochfrequenter Stromregler



(g) Transformationsmatrix (vgl. Gl. (2.37))



(h) dq-Transformation (vgl. Gl. (2.38))

Abbildung 4.2: Hauptblöcke des in MATLAB/Simulink modellierten Modells mit der Signalinjektionsmethode.

Für die Entkopplung im Block (e) werden Gln. (2.41) und (2.42) verwendet. In Abschnitt 3.2.2 wird der im Block (c) präsentierte MTPA-Regler erläutert. Wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben, wird die resultierende Totzeit T_σ als $1,5T_A$ betrachtet, wobei T_A die Abtastzeit des Stromreglers ist. Um dies zu modellieren, werden zwei Totzeitglieder im Block (g) verwendet, deren Totzeit als $1,5T_A$ gewählt wird. Bei der Transformation von u_d^* und u_q^* ins $\alpha\beta$ -Koordinatensystem muss die Rechentotzeit berücksichtigt werden, da der Rotorwinkel θ_e zu Beginn und Ende der Totzeit verschieden ist. Um dies zu kompensieren, wird die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_e im Block (g) mit der Abtastzeit T_A multipliziert und das Produkt wird zum Rotorwinkel θ_e addiert.

4.1.2 Modell in der PLECS-Schaltung

In diesem Abschnitt wird das Modell in der PLECS-Schaltung vorgestellt.

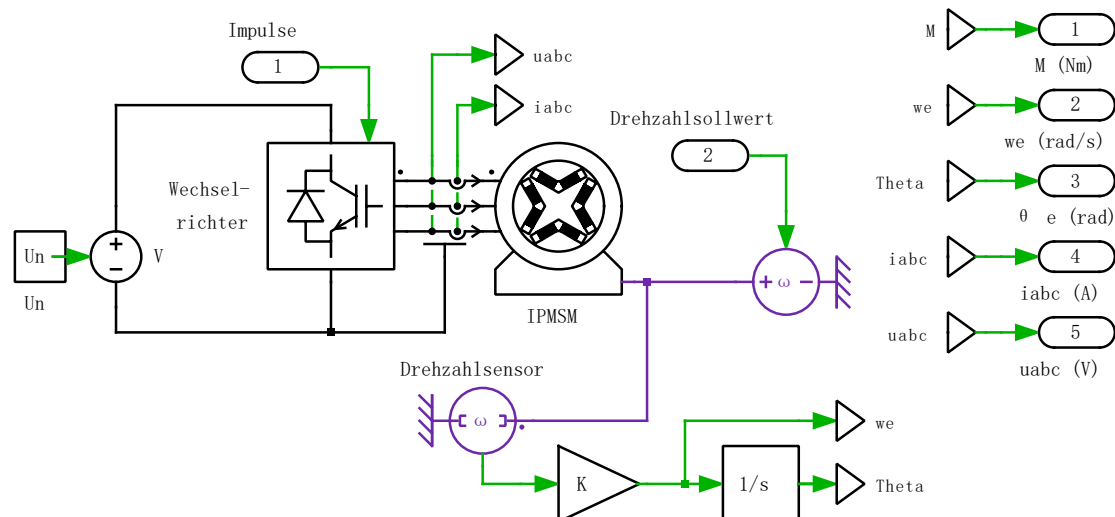


Abbildung 4.3: PLECS-Modell mit der Signalinjektionsmethode.

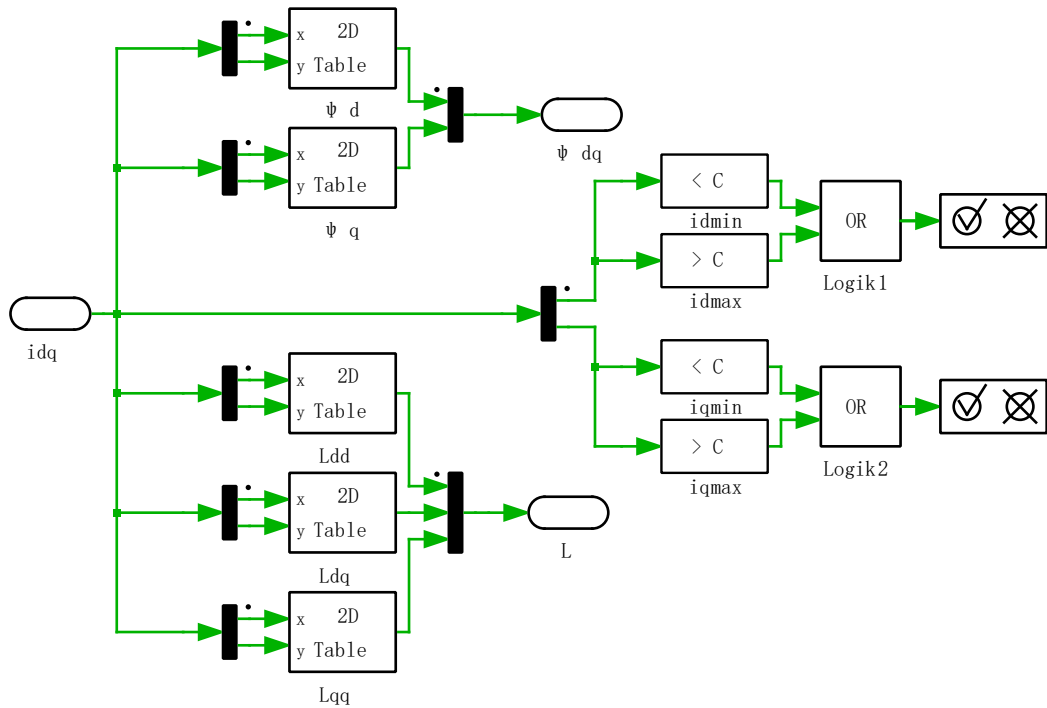


Abbildung 4.4: LUT-Blöcke zur Bestimmung der aktuellen Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sowie Induktivitäten L_{dd} , L_{dq} und L_{qq} .

Das in PLECS-Schaltung modellierte Modell ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Die von SVM in MATLAB/Simulink erzeugten Impulssignale werden durch einen Signaleingangsblock in die PLECS-Schaltung eingeführt, danach werden sie als Gate-Signale von Schaltzeitpunkten den Halbleitern des Wechselrichters zugeführt. Das Signal des Drehzahlsollwerts wird auf die gleiche Weise eingeführt. Der Wechselrichter ist in der Lage, die Gleichspannung in die Statorspannung umzuwandeln, und diese der IPMSM zur Verfügung zu stellen. Um das Sättigungsverhalten der Maschine zu modellieren, werden die LUT-Blöcke verwendet, die in Abbildung 4.4 präsentiert sind, mit denen die aktuellen Flussverkettungen und Induktivitäten abhängig von den Rotorströmen i_d und i_q bestimmt werden können. Die zwei Flussverkettung-LUTs dienen zur Bestimmung von Flussverkettungen $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$, mit denen der Momentistwert der Maschine durch Gl. (2.25) berechnet wird. Die Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse werden in Abbildung 4.5 dargestellt. Es ist anzumerken, dass die Steigung der Fläche von $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abbildung 4.5 (a) entlang der d-Richtung annähernd konstant ist. Dies besagt, dass die Sättigungseffekte auf die d-Achsenflussverkettung nicht ausgeprägt sind. Bei konstantem i_d ist $\psi_d(i_d, i_q)$ nicht konstant, dies auf die Kreuzverkopplung

zurückzuführen ist [2, S. 62]. Bei $\psi_q(i_d, i_q)$ in Abbildung 4.5 (b) sind die Sättigungseffekte deutlich zu erkennen. Die Steigung der Fläche in der q-Richtung ist offensichtlich keine Konstante, da sich die Steigung deutlich verringert, wenn i_q groß ist. Bei konstantem i_q variiert die Steigung der Fläche in der d-Richtung nicht wesentlich mit i_d , was darauf hindeutet, dass die Kreuzverkopplung auf $\psi_q(i_d, i_q)$ nicht so stark ist. Drei Induktivitäts-LUTs in Abbildung 4.4 werden zur Bestimmung von aktuellen Induktivitäten $L_{dd}(i_d, i_q)$, $L_{dq}(i_d, i_q)$ und $L_{qq}(i_d, i_q)$ verwendet. Darüber hinaus werden zwei Logikblöcke verwendet, mit denen die Warnmeldung ausgegeben wird, wenn i_d oder i_q den Bereich der LUTs überschreitet. Fünf Signalausgangsblöcke werden zur Ausführung der für die Regelung benötigten Signale verwendet.

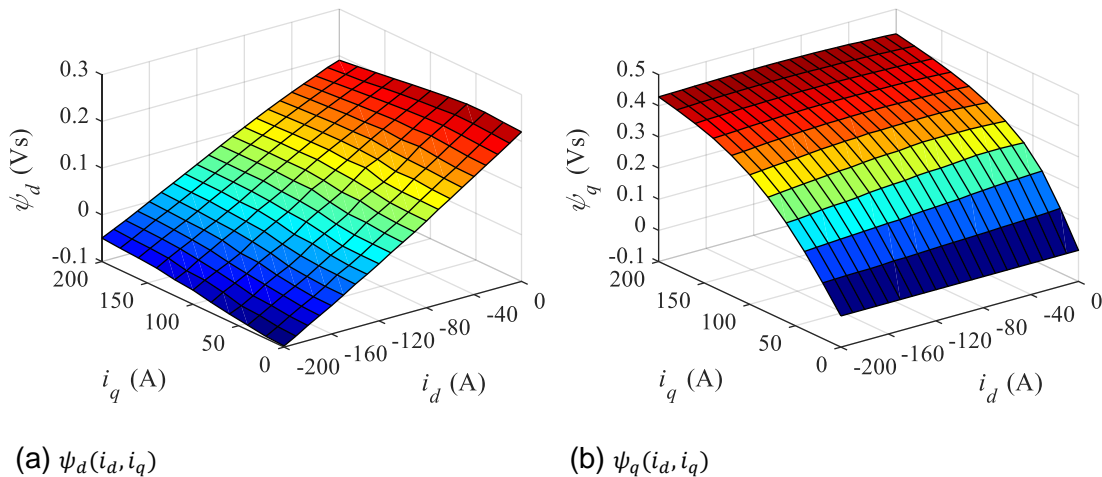


Abbildung 4.5: Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse.

4.2 Modell mit Selbstoptimierungsalgorithmus

In diesem Abschnitt werden die Modelle mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus in MATLAB/Simulink und in der PLECS-Schaltung dargestellt.

4.2.1 Modell in MATLAB/Simulink

Das in MATLAB/Simulink modellierte Modell mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus wird in Abbildung 4.6 dargestellt. Als Momentregler wird auch ein PI-Regler verwendet. Das durch Gl. (3.21) berechnete geschätzte Drehmoment $M_{sch\hat{a},2}$ wird mit dem Momentsollwert M^* verglichen und die Abweichung wird durch einen PI-Regler geregelt. Die Transformationsmatrix und dq-Transformation sind die gleichen wie in

Abbildung 4.2 (g) und (h) gezeigt. Der Stromregler ist ähnlich wie in Abbildung 4.2 (e) präsentiert, wobei zwei klassische PI-Regler zur Regelung der Ströme der d- und q-Achse verwendet werden und die Parametrisierung des PI-Reglers wird auch durch das in Abschnitt 2.4.2 dargestellte Betragsoptimum realisiert. Die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_e wird zur Entkopplung in die Transformationsmatrix eingeführt (vgl. Gln. (2.41) und (2.42)).

Der Stromrechner, Drehmomentschätzer, Stromregler und Winkeleinsteller werden in Abbildung 4.7 dargestellt. Es ist erwähnenswert, dass der Betrag des Stroms I_s in Abbildung 4.7 (d) durch den Satz des Pythagoras berechnet wird, dessen Anfangswert gleich Null ist. Um beim Berechnen der geschätzte Momentkonstante (siehe Gl. (3.22)) eine Division durch Null zu vermeiden, wird ein Urteil-Block verwendet. Die geschätzte Momentkonstante k_{gm} wird durch einen Tiefpass gefiltert, um das hochfrequente Rauschen zu schwächen. Der Code für den Selbstoptimierungsalgorithmus wird mittels eines Funktionsblock geschrieben, der in Abbildung 4.7 (d) als MTPA-Winkeleinsteller bezeichnet wird. Der Code ist im Anhang A.1 zu finden. Um die Stromwinkel γ_k , γ_{k-2} und γ_{k-4} (siehe Abbildung 3.9) zu bestimmen, werden drei Verzögerungsglieder verwendet, deren Verzögerungszeiten jeweils einfache, dreifache und fünffache Abtastzeit des Algorithmus sind. Als Eingangsgrößen werden die von Stromrechner erzeugten Stromsollwerte i_d^* und i_q^* in die PLECS-Schaltung eingeführt. Als Ausgangsgrößen werden der Momentistwert M , der Rotorwinkel θ_e , die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_e , und die Strangströme $i_{a,b,c}$ in MATLAB/Simulink ausgeführt.

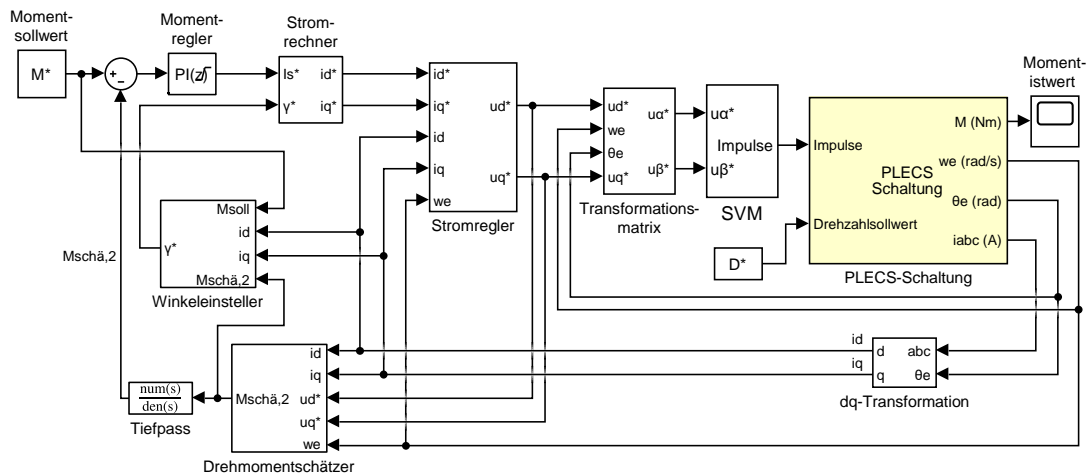
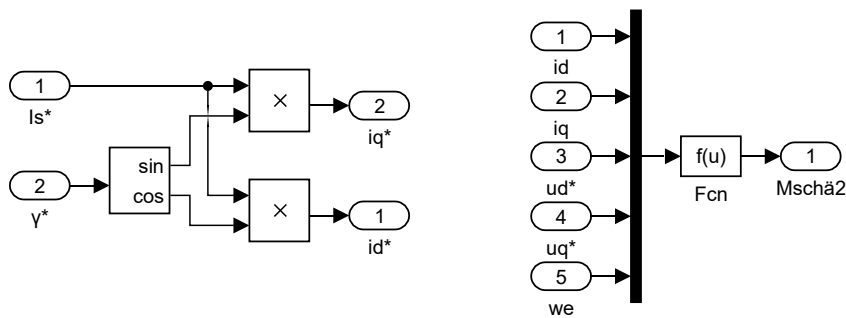
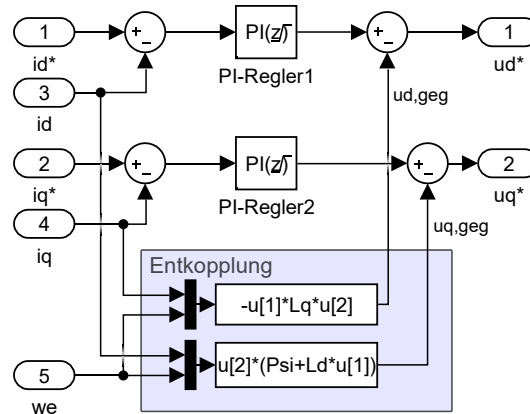


Abbildung 4.6: In MATLAB/Simulink modellierte Modell mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

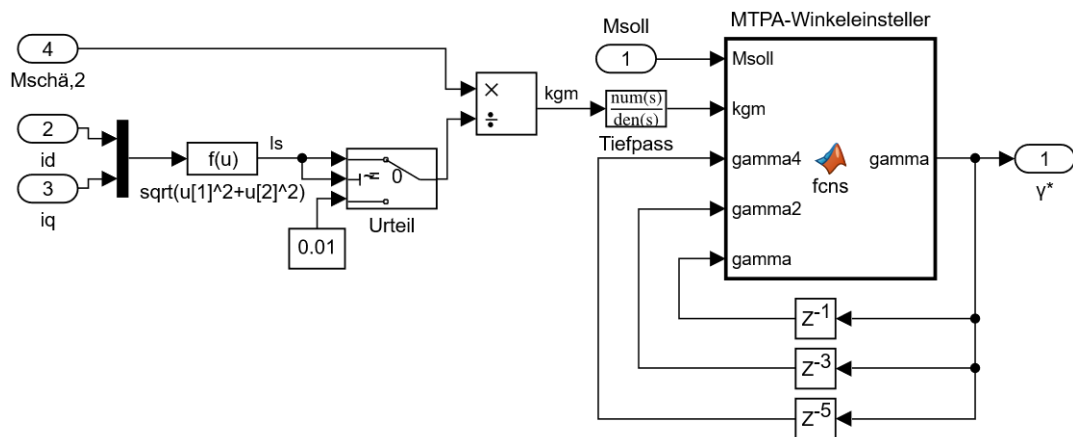


(a) Stromrechner (vgl. Gl. (3.19) und (3.20))

(b) Drehmomentschätzer (vgl. Gl. (3.21))



(c) Stromregler



(d) Winkeleinsteller (siehe Abschnitt 3.3.4)

Abbildung 4.7: Hauptblöcke des in MATLAB/Simulink modellierten Modells mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

4.2.2 Modell in der PLECS-Schaltung

Das in der PLECS-Schaltung modellierte Modell mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus ist fast gleich wie das mit der Signalinjektionsmethode ist (siehe Abbildung

4.3). Der einzige Unterschied liegt darin, dass die dreiphasigen Spannungen in der PLECS-Schaltung mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus nicht gemessen und daher nicht in MATLAB/Simulink ausgeführt werden. Und die Funktionsweise ist auch gleich wie in Abschnitt 4.1.2 beschrieben und soll hier nicht wiederholt werden.

4.3 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Simulationsergebnisse der beiden vorherigen dargestellten MTPA-Regelungsstrategien vorgestellt. Um ihre Performance zu bewerten, werden die Stromistwerte der d- und q-Achse mit den zugehörigen optimalen Werten verglichen, die durch das Verfahren der Lagrange-Multiplikatoren mittels der aktuellen Maschinenparameter berechnet werden [6]. Darüber hinaus werden die Stromsollwerte durch Gl. (2.67) und (2.68) berechnet, was hier als Formelberechnungsmethode bezeichnet wird. Wie in Abschnitt 2.4.3 analysiert, ist die Formelberechnungsmethode wegen ihrer Empfindlichkeit gegen Maschinenparameteränderungen für die MTPA-Regelung ungeeignet, was in Abbildung 5.1 mittels des Stromdiagramms verdeutlicht wird.

4.3.1 Simulationsergebnisse mit Signalinjektionsmethode bei Drehmomentsprüngen

Die Simulationen werden während der gesamten Arbeit als Momentregelung durchgeführt und die Maschinendrehzahl wird konstant bei 200 min^{-1} gehalten. Da die Sprungantwort eine wichtige Kenngröße des Systemverhaltens und zur Beschreibung des Systems von hoher Relevanz ist, wird zunächst das Sprungverhalten des Systems mit den beiden MTPA-Regelungsstrategien betrachtet. Der Momentsollwert M^* wird zuerst mit einem Anfangswert $M^* = 20 \text{ Nm}$ eingesetzt und erhöht sich sprunghaft jede 2 s um $\Delta M^* = 20 \text{ Nm}$ bis auf einen Endwert $M^* = 200 \text{ Nm}$. Der Zeitverlauf von M^* ist in Abbildung 4.8 (a) durch die rote gestrichelte Kurve gezeichnet. Der Momentistwert wird in Abbildung 4.8 (a) durch die blaue durchgezogene Kurve gezeichnet. Die drei durchgezogenen Kurven in Abbildung 4.8 (b) von oben nach unten sind der Gesamtstrom I_s und die Stromkomponenten der q- und d-Achse i_q und i_d . Die dazugehörigen optimalen Stromsollwerte sind jeweils durch I_{sMTPA} und I_{qMTPA} sowie I_{dMTPA} gekennzeichnet und durch drei schwarze Kurven dargestellt. Es ist zu sehen, dass der Momentistwert und die Stromistwerte Schwankungen enthalten, die durch das injizierte hochfrequente Signal verursacht werden. Aus Abbildung 4.8 (b) ist anzumerken, dass die Regelungszeit bei niedriger Drehmomentanforderungen länger

ist. Von $t = 0$ s bis $t = 2$ s ist die Drehmomentanforderung 20 Nm, aber das System oszilliert sehr stark und die Einschwingzeit ist mehr als 2 s. Das bedeutet, dass die Regelungsleistung mit der Signalinjektionsmethode für niedrige Drehmomentanforderungen nicht gut ist. Der Grund dafür ist, dass die Ströme der Maschine bei niedriger Drehmomentanforderung relativ klein sind, daher kann das injizierte Signal in diesem Fall nicht vernachlässigt werden, was zu einer Beeinträchtigung des Schwingverhaltens führt.

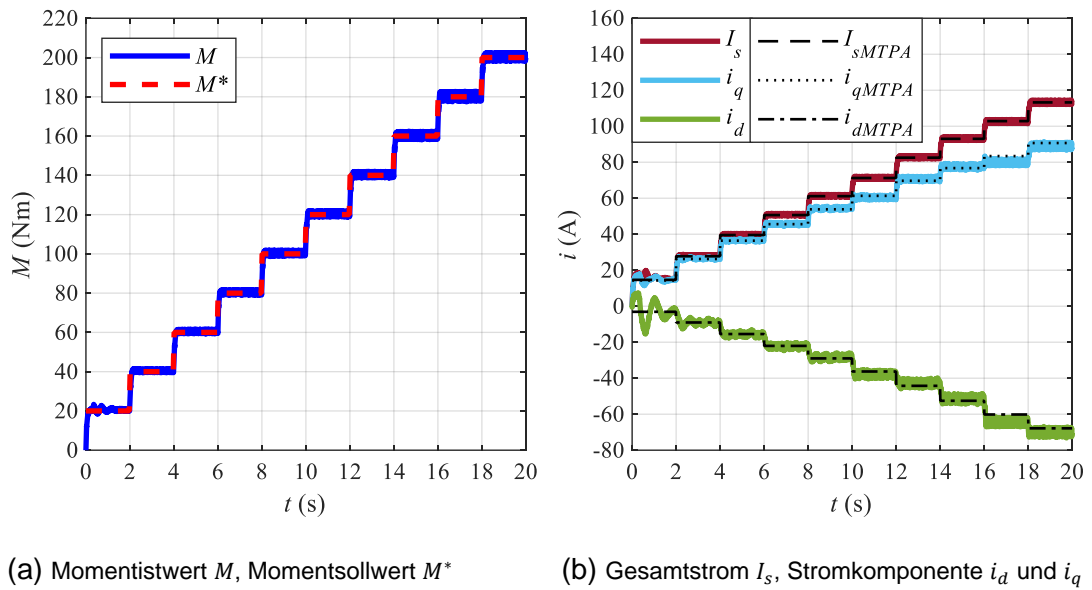
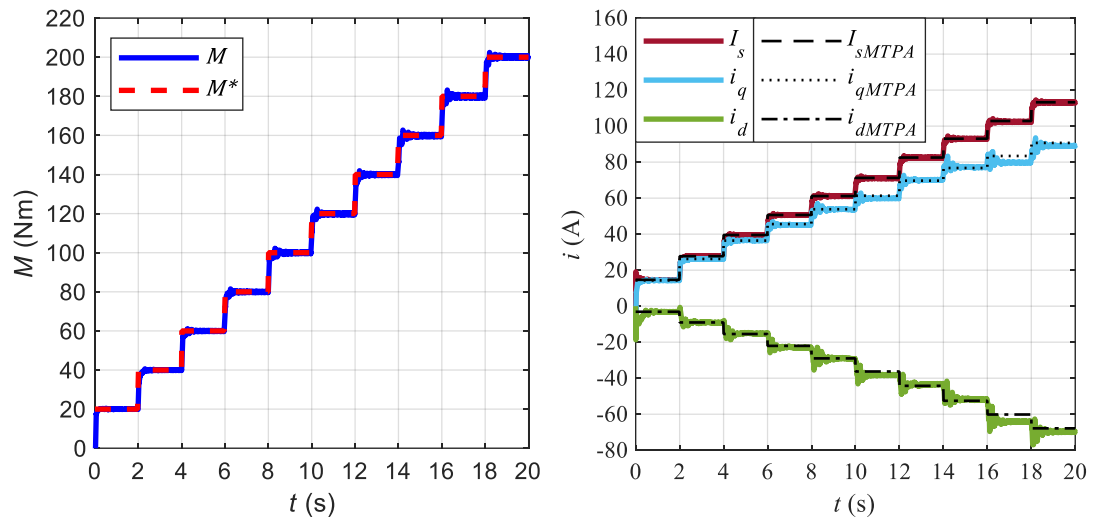


Abbildung 4.8: Zeitverläufe von dem Momentenwert, Momenten Sollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmoment-sprüngen mit der Signalinjektionsmethode.

4.3.2 Simulationsergebnisse mit Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentsprüngen

Die Simulationsergebnisse mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus sind in Abbildung 4.9 dargestellt. Im Gegensatz zur Signalinjektionsmethode enthalten der Momentenwert und die Stromwerte mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus fast keine Schwankungen im stationären Bereich, aber im transienten Bereich treten erhebliche Schwankungen auf. Der Grund dafür liegt darin, dass der Stromwinkeländerungswert im transienten Bereich zu einer höheren Annäherungsgeschwindigkeit des Stromwinkelsollwerts an den optimalen Stromwinkel größer ist, was größere Schwankungen verursacht wird. Danach wird der Stromwinkeländerungswert unter der Wirkung des Konvergenzfaktors allmählich kleiner, deshalb

sind die Schwankungen im stationären Bereich sehr klein. Die Funktionsweise des Konvergenzfaktors wurde in Abschnitt 3.3.4 dargestellt. Ein Nachteil mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus ist, dass die Einschwingzeit länger ist als diejenige mit der Signalinjektionsmethode. Um dies zu verdeutlichen, wird die Simulationsergebnisse bei einem größeren Drehmomentsprung im folgenden Abschnitt dargestellt.



(a) Momentwert M , Momentsollwert M^*

(b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 4.9: Zeitverläufe von dem Momentwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmomentsprüngen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

4.3.3 Simulationsergebnisse bei größerem Drehmomentsprung

Für eine bessere Veranschaulichung des Sprungverhaltens wird der Drehmomentsollwert M^* zum Zeitpunkt $t = 1,0$ s ausgehend von 60 Nm sprunghaft auf 160 Nm geändert. Aus Abbildung 4.10 (a) ist zu erkennen, dass der Momentwert M mit der Signalinjektionsmethode dem Momentsollwert schnell folgen kann, aber der Momentwert mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus reagiert darauf langsamer. Durch einen Vergleich zwischen Abbildung 4.10 (a) und Abbildung 4.11 (a) kann gemerkt werden, dass die Drehmomentschwankungen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus im stationären Bereich kleiner sind als diejenigen mit der Signalinjektionsmethode, da ein hochfrequentes Signal bei der Signalinjektionsmethode in den Stromwinkel injiziert wird. Aus Abbildung 4.11 (b) ist ersichtlich, dass i_d und i_q mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus wegen des Suchprozesses nach den optimalen Stromwinkel oszillieren, aber nach kurzer Zeit sind die Oszillationen sehr klein

geworden, da der Stromwinkeländerungswert durch den Konvergenzfaktor verringert wird, wie in Abschnitt 3.3.4 dargestellt. Durch einen Vergleich zwischen Abbildung 4.10 (b) und Abbildung 4.11 (b) wird festgestellt, dass die Zeit zur Bestimmung der optimalen Ströme mit der Signalinjektionsmethode kürzer ist als diejenige mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

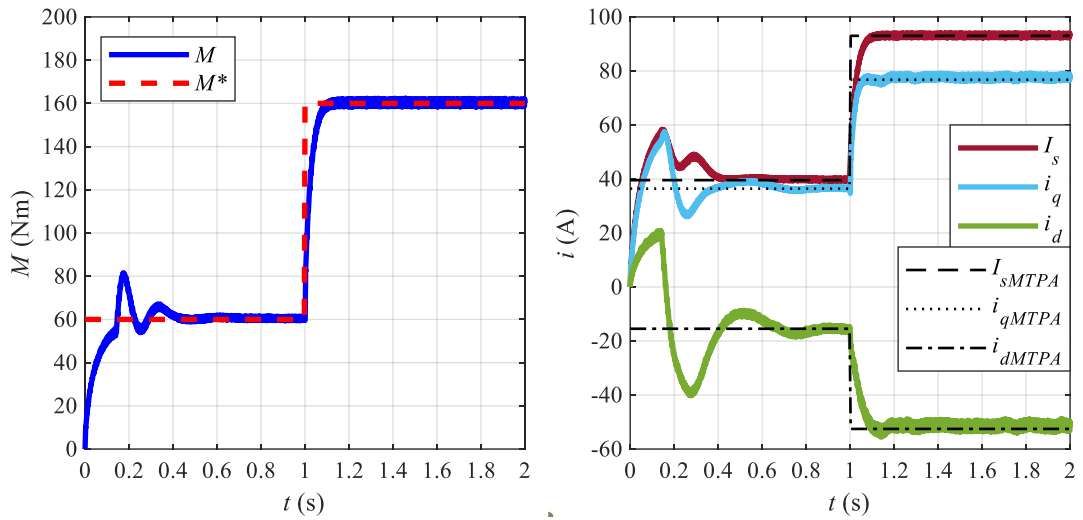
(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^* (b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 4.10: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei größerem Drehmomentsprung mit der Signalinjektionsmethode.

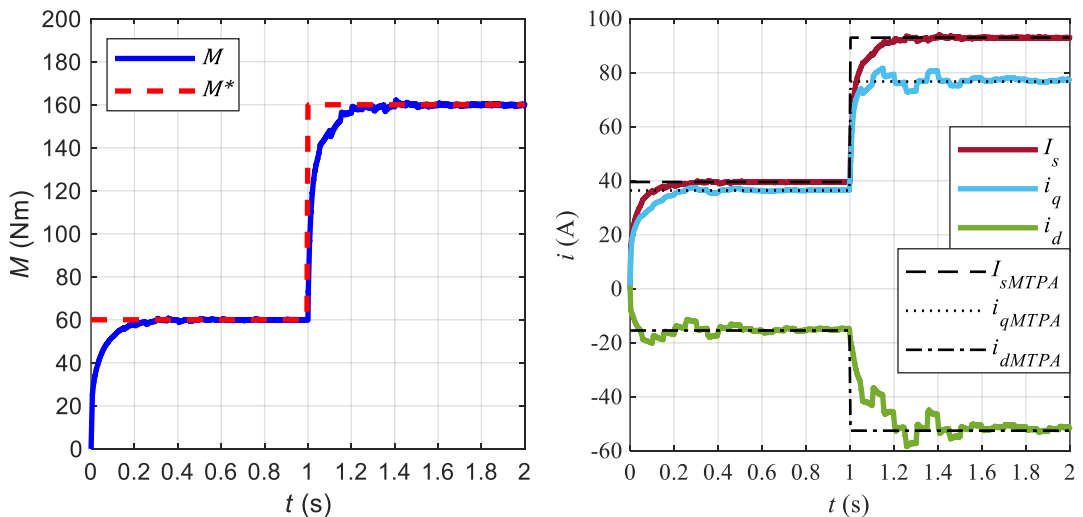
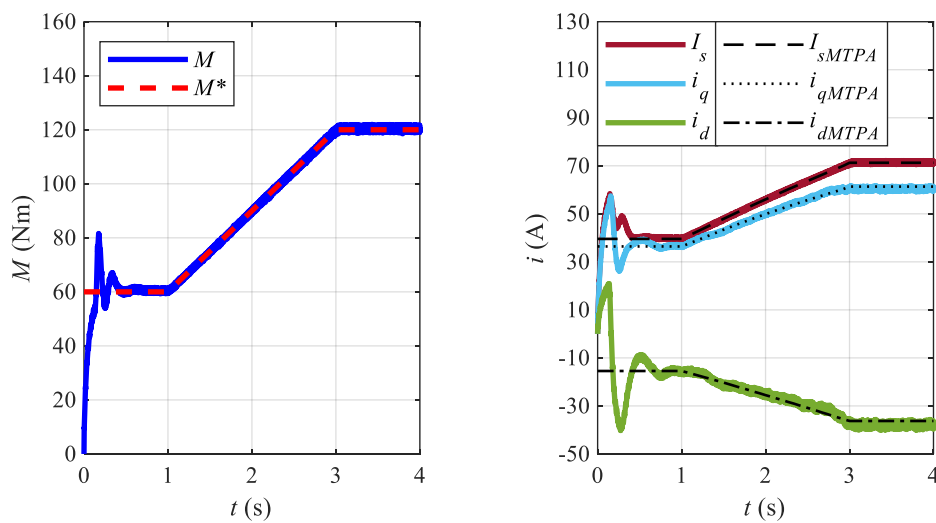
(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^* (b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 4.11: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei größerem Drehmomentsprung mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

4.3.4 Simulationsergebnisse mit Signalinjektionsmethode bei Drehmomentrampe

Die Simulationen werden darüber hinaus bei einer Drehmomentrampe durchgeführt, und die Maschinendrehzahl wird auch konstant bei 200 min^{-1} gehalten. Der Momentsollwert steigt ausgehend vom stationären Zustand von $M^* = 60 \text{ Nm}$ allmählich auf $M^* = 120 \text{ Nm}$ an, und die Änderungsrate ist nämlich 30 Nm/s . Der Zeitverlauf des Momentsollwerts ist in Abbildung 4.12 (a) durch die rote gestrichelte Kurve gezeichnet.



(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^*

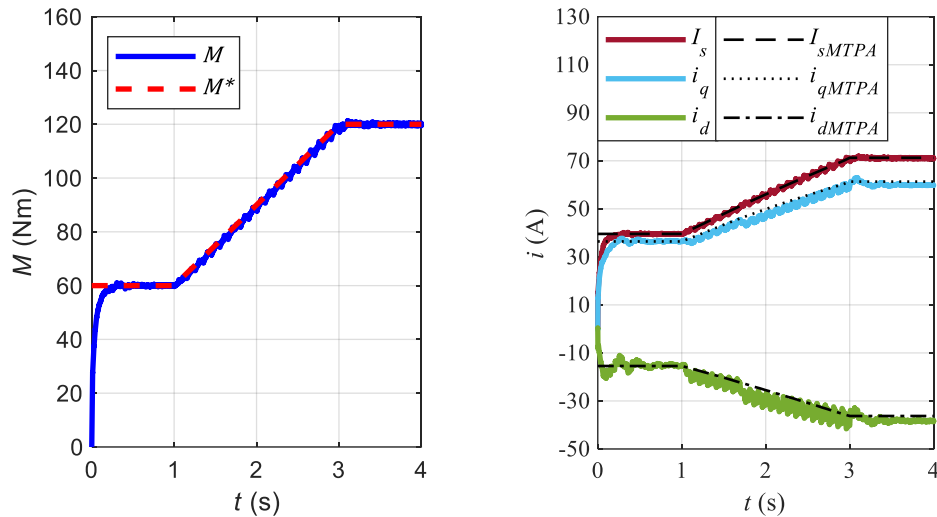
(b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 4.12: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmomentrampe mit der Signalinjektionsmethode.

Aus Abbildung 4.12 (a) von $t = 1 \text{ s}$ bis $t = 3 \text{ s}$ ist zu erkennen, dass der Momentistwert M seinem Sollwert M^* bei Rampenanforderung genau folgen kann. Die Stromkurven von I_s und i_d sowie i_q , die durch drei farbige durchgezogene Kurven in Abbildung 4.12 (b) gezeichnet sind, stimmen mit ihren zugehörigen optimalen Kurven, die schwarz gezeichnet sind, überein, was darauf hindeutet, dass eine hohe MTPA-Regelungsgenauigkeit mit der Signalinjektionsmethode bei Drehmomentrampe erreicht wird. Der Grund dafür ist, dass die Zeit zur Bestimmung der optimalen Ströme der d- und q-Achse mit der Signalinjektionsmethode, wie in Abschnitt 4.3.3 analysiert, kurz ist.

4.3.5 Simulationsergebnisse mit Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentrampe

Die Simulationsergebnisse mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentrampe werden in Abbildung 4.13 dargestellt.



(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^*

(b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 4.13: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten bei Drehmomentrampe mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

Aus Abbildung 4.13 (a) und Abbildung 4.12 (a) von $t = 0$ s bis $t = 1$ s geht hervor, dass die Sprungantwort des Drehmoments mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus ist besser als diejenige mit der Signalinjektionsmethode, da der Einschwingvorgang des Momentistwerts in Abbildung 4.13 (a) praktisch oszillationsfrei erfolgt. Aus Abbildung 4.13 (a) und (b) vom $t = 1$ s bis $t = 3$ s ist ersichtlich, dass die Rampenantwort des Drehmoments und die Stromverläufe mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus Oszillationen enthalten. Dies deutet darauf hin, dass die Genauigkeit der Drehmomentverfolgung und der MTPA-Regelung bei Drehmomentrampe mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus niedriger ist als die mit der Signalinjektionsmethode. Der Grund dafür ist, dass der Stromwinkel mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus beim Suchprozess nach dem optimalen Stromwinkel jeweils um den Stromwinkeländerungswert geändert wird. Der Stromwinkeländerungswert wird bei konstantem Momentsollwert durch einen Konvergenzfaktor auf Null verringert, dadurch können die Oszillationen vermieden werden. Dies ist aus Abbildung 4.13 (a) und (b) vom $t = 3$ s

bis $t = 4 \text{ s}$ zu erkennen. Aber bei ständiger Änderung des Momentsollwerts bzw. bei der Drehmomentrampe wird der Stromwinkeländerungswert nicht verringert, da die Bedingung in Abbildung 3.9, nämlich $\gamma_k = \gamma_{k-2} = \gamma_{k-4}$, nicht erfüllt werden kann, wobei γ_k der jetzige Stromwinkelsollwert ist, γ_{k-2} und γ_{k-4} die Stromwinkelsollwerte vor zwei und vier Abtastperioden sind. Da diese Bedingung nicht erfüllt werden kann, wirkt der Konvergenzfaktor zur Verringerung des Stromwinkeländerungswerts nicht aus. Infolgedessen wird der Stromwinkel jeweils um einen größeren Wert geändert, was Oszillationen verursacht wird.

5 Vergleich der Ergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Simulationsergebnisse der beiden MTPA-Regelungsstrategien bei Drehmomentsprüngen und Drehmomentrampe jeweils mittels des Stromdiagramms verglichen.

5.1 Vergleich der Ergebnisse bei Drehmomentsprüngen

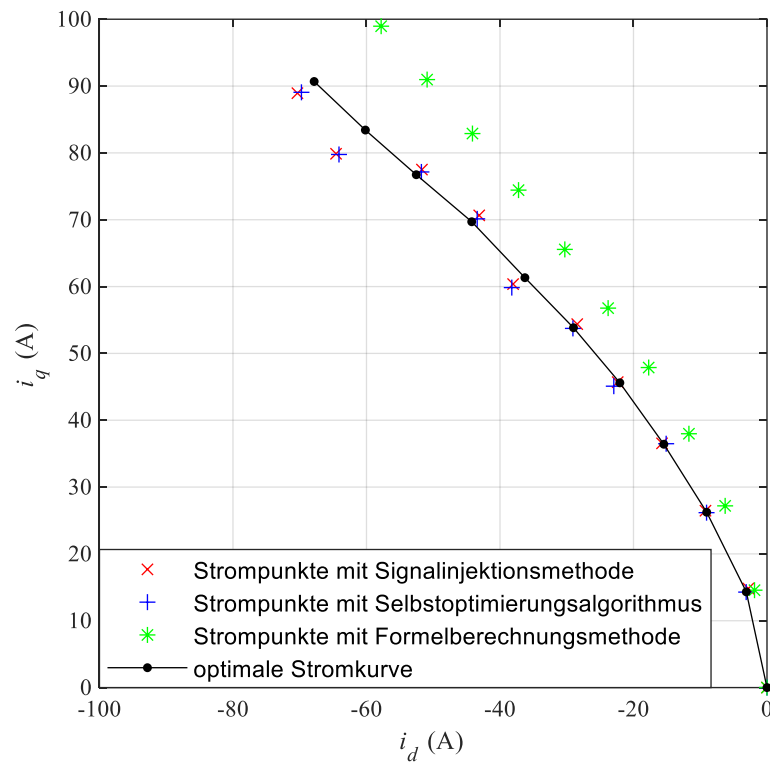


Abbildung 5.1: Folgepräzision der optimalen Stromkurve mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentsprüngen.

Bei den Simulationen in Abschnitten 4.3.1 und 4.3.2 wurde der Momentsollwert auf zehn verschiedenen Werte gesetzt, und für jeden Momentsollwert werden die entsprechenden durchschnittlichen Stromistwerte der d- und q-Achse berechnet. Dies führt zu zehn Strompunkten, die in Abbildung 5.1 eingezeichnet sind. Für die Formelberechnungsmethode werden i_d und i_q durch Gln. (2.67) und (2.68) berechnet. Es ist ersichtlich, dass die Abweichungen zwischen den durch die Formelberechnungs-

methode berechneten Strömen und den optimalen Strömen sehr groß sind, insbesondere im hohen Strombereich, wo die Sättigungseffekte erheblicher sind. Dadurch sind größere Abweichungen zwischen den nominalen Maschinenparametern und den aktuellen Maschinenparametern vorhanden. Die Strompunkte mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus können der optimalen Stromkurve mit hoher Präzision folgen, insbesondere im niedrigen Strombereich. Da die nominale Permanentmagnetflussverkettung sowie die nominalen Induktivitäten der d- und q-Achse zur Entkopplung verwendet werden, werden die Abweichungen der Ströme im hohen Strombereich ebenfalls durch die Sättigungseffekte verursacht.

Tabelle 5.1: Drehmomentfehler mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentsprüngen.

Momentsollwert (Nm)		20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
Fehler (%)	Signal.	3,91	1,68	1,14	0,81	0,65	0,57	0,50	0,37	0,41	0,49
	Selbst.	0,17	0,23	0,15	0,17	0,16	0,29	0,10	0,17	0,21	0,11

Signal.: Signalinjektionsmethode, Selbst.: Selbstoptimierungsalgorithmus

In Tabelle 5.1 werden die Drehmomentfehler mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus, die während der Simulationen in Abschnitten 4.3.1 und 4.3.2 bei Drehmomentsprüngen verursacht wurden, aufgelistet. Bei niedrigen Momentanforderungen ist der Fehler mit der Signalinjektionsmethode besonders hoch, der aber mit zunehmender Momentanforderungen abnehmen. Der Grund dafür ist, dass die fundamentale Stromkomponente bei niedrigen Momentanforderungen niedriger und daher ist die hochfrequente Stromkomponente höher ist. Bei höheren Momentanforderungen ist die fundamentale Stromkomponente höher und die hochfrequente Stromkomponente niedriger geworden, sodass der Drehmomentfehler abnimmt. Durch einen Vergleich zwischen den Drehmomentfehlern mit den beiden MTPA-Regelungsstrategien kann festgelegt werden, dass die Genauigkeit der Momentregelung mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus höher ist als diejenige mit der Signalinjektionsmethode.

5.2 Vergleich der Ergebnisse bei Drehmomentrampe

Die Stromistwerte i_d und i_q in Abschnitt 4.3.4 und Abschnitt 4.3.5 sind in Abbildung 5.2 jeweils durch die rote und blaue Kurven gezeichnet. Zur besseren Veranschaulichung des Rampenverhaltens werden nur das Zeitintervall von $t = 1$ s bis $t = 3$ s gezogen. Zu Vergleichszwecken wird die Stromkurve mit der Formelberechnungsmethode in grün dargestellt, und die optimale Stromkurve ist durch die schwarze Kurve gezeichnet. Wie in Abschnitt 4.3.4 und Abschnitt 4.3.5 analysiert, da die Stromverläufe mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentrampe Oszillationen enthalten, können die Stromkurve mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus der optimalen Stromkurve nicht genau folgen. Im Gegenteil können die Stromkurve mit der Signalinjektionsmethode der optimalen Stromkurve mit höherer Genauigkeit folgen. Daraus lässt sich die Schlussfolgerung ziehen, dass die MTPA-Regelungsgenauigkeit mit der Signalinjektionsmethode bei Drehmomentrampe am höchsten ist, und diejenigen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus und der Formelberechnungsmethode sind jedoch niedriger.

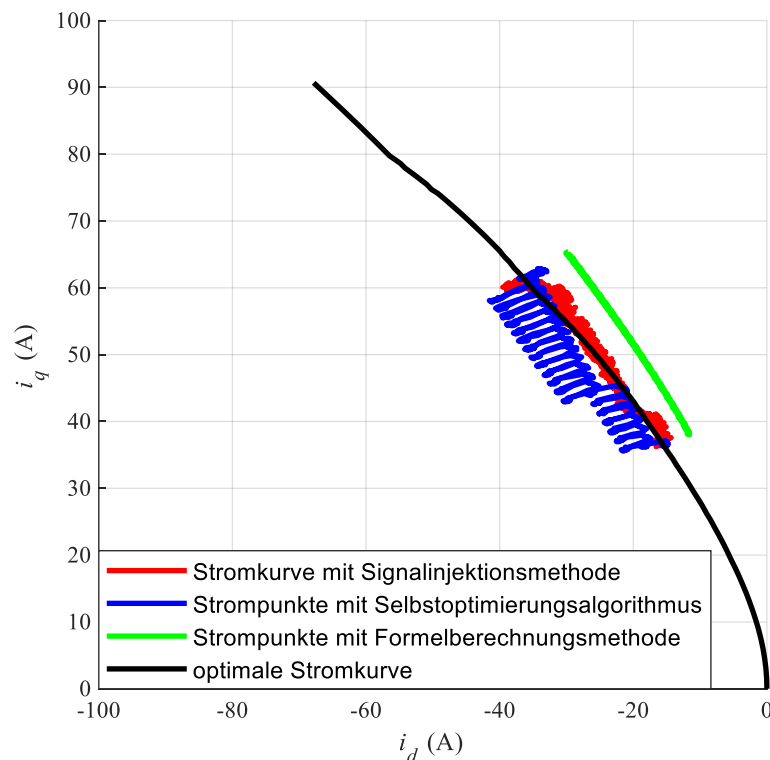


Abbildung 5.2: Folgepräzision der optimalen Stromkurve mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentrampe.

5.3 Vergleich der beiden MTPA-Regelungsstrategien

Ein Vergleich zwischen den beiden MTPA-Regelungsstrategien wird in Tabelle 5.2 dargestellt. Bei den beiden MTPA-Regelungsstrategien werden Stromsensoren und Positionssensoren verwendet, aber bei der Signalinjektionsmethode werden zusätzliche Spannungssensoren zur Messung der dreiphasigen Spannungen benötigt, da die dreiphasigen Spannungen sind erforderlich für die Berechnung der elektrischen Eingangsleistung (siehe Gl. (3.6)). Darüber hinaus ist der Drehmomentfehler mit der Signalinjektionsmethode größer als der mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus, wie in Tabelle 5.1 dargestellt. Der Vorteil der Signalinjektionsmethode ist ersichtlich, dass die Einschwingzeit kürzer ist als die mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus, dies aus dem Vergleich zwischen Abbildung 4.10 (a) und Abbildung 4.11 (a) ersichtlich ist. Und aus Abbildung 5.1 kann die Schlussfolgerung gezogen werden, dass diese beiden MTPA-Regelungsstrategien den gemeinsamen Vorteil einer sehr hohen MTPA-Regelungspräzision haben.

Tabelle 5.2: Vergleich zwischen den beiden MTPA-Regelungsstrategien

	zusätzliche Spannungssensoren	Drehmoment- fehler	Einsch- wingzeit	MTPA- Regelungspräzision
Signal.	ja	größer	kürzer	fast gleich
Selbst.	nein	kleiner	länger	

Signal.: Signalinjektionsmethode, Selbst.: Selbstoptimierungsalgorithmus

6 Allgemeingültigkeit der beiden Strategien zur MTPA-Regelung

Bis hierhin wurden alle Simulationen nur mit einem IPMSM-Modell durchgeführt. Um die Allgemeingültigkeit der MTPA-Regelungsstrategien zu beweisen, wird ein anderes IPMSM-Modell verwendet. Das neue Modell wird mittels neuer Flussverkettungskennfelder (siehe Abbildung 6.1) und Induktivitätskennfelder modelliert, die durch Finite-Elemente-Methode berechnet werden. Durch Vergleich von Abbildung 4.5 und Abbildung 6.1 wird deutlich, dass die Eisensättigung in der neuen Maschine ausgeprägter ist, da die Fläche des Flussverkettungskennfelds der q-Achse $\psi_q(i_d, i_q)$ in Abbildung 6.1 (b) beim hohen q-Achsenstrombereich glatter ist. Zudem ist eine deutlichere Kreuzverkopplung anzumerken, da die Steigung der Fläche von $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abbildung 6.1 (a) entlang der q-Richtung größer ist als diejenige in Abbildung 4.5 (a).

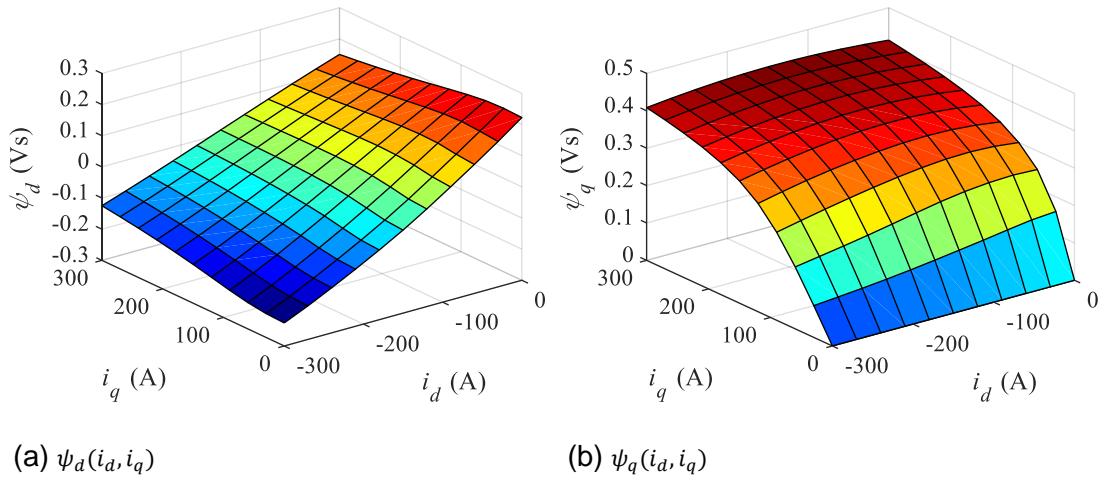


Abbildung 6.1: Flussverkettungskennfelder der d- und q-Achse der neuen Maschine.

Um die Allgemeingültigkeit der MTPA-Regelungsstrategien zu prüfen, wird das Sprungverhalten des Systems wieder betrachtet. Zur Betrachtung des Sprungverhaltens werden die gleichen Simulationen in Abschnitt 4.3.1 und 4.3.2 durchgeführt. Die Simulationsergebnisse werden in Abbildung 6.2 und Abbildung 6.3 sowie Abbildung 6.4 dargestellt.

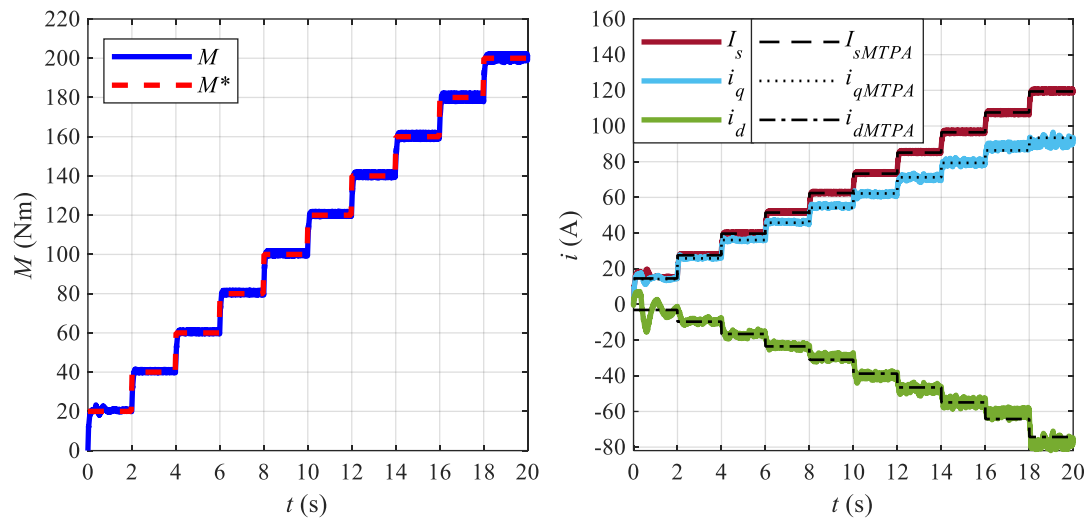
(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^* (b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 6.2: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten der neuen Maschine bei Drehmomentsprüngen mit der Signalinjektionsmethode.

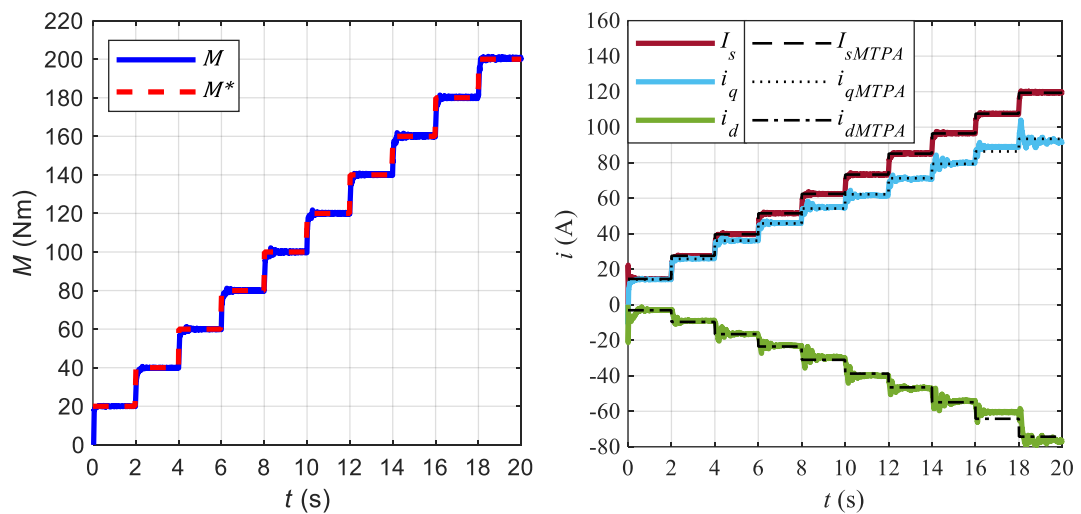
(a) Momentistwert M , Momentsollwert M^* (b) Gesamtstrom I_s , Stromkomponente i_d und i_q

Abbildung 6.3: Zeitverläufe von dem Momentistwert, Momentsollwert, Gesamtstrom und den Stromkomponenten sowie optimalen Stromsollwerten der neuen Maschine bei Drehmomentsprüngen mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus.

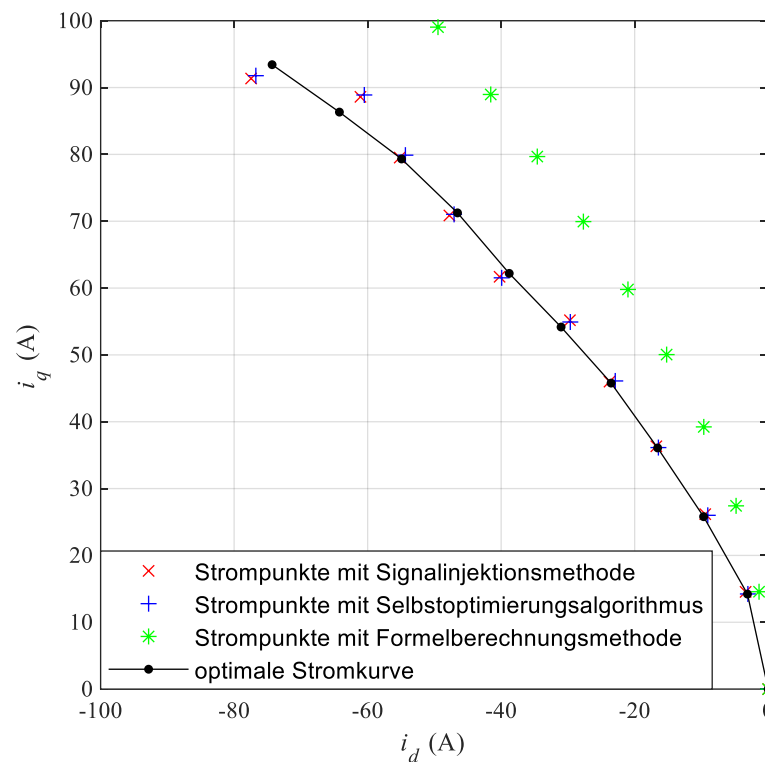


Abbildung 6.4: Folgepräzision der optimalen Stromkurve der neuen Maschine mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus sowie der Formelberechnungsmethode bei Drehmomentsprüngen.

In Abbildung 6.4 ist erkennbar, dass die Abweichungen zwischen den Strompunkten mit der Formelberechnungsmethode und der optimalen Stromkurve der neuen Maschine größer sind als diejenigen der ersten Maschine. Der Grund dafür liegt darin, dass die Sättigungseffekte der neuen Maschine, wie bereits analysiert, ausgeprägter sind. Trotzdem sind diese Abweichungen zwischen den Strompunkten mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus in Abbildung 6.4 nicht größer als diejenigen in Abbildung 5.1. Dies deutet darauf hin, dass die Signalinjektionsmethode und der Selbstoptimierungsalgorithmus unempfindlich gegen Sättigungseffekte sind. Bei normaler Drehmomentanforderungen weichen die Strompunkte von der optimalen Stromkurve fast nicht ab, nur wenn die Drehmomentanforderungen besonders groß sind, entstehen größere Abweichungen, die jedoch noch akzeptierbar sind.

Die Drehmomentfehler der neuen Maschine mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus werden in Tabelle 6.1 aufgelistet. Wie in Abschnitt 5.1 analysiert, ist der Drehmomentfehler mit dem Selbstoptimierungsalgorithmus kleiner

als derjenige mit der Signalinjektionsmethode und der Drehmomentfehler mit der Signalinjektionsmethode bei niedrigen Drehmomentanforderungen ist größer als der bei höheren Drehmomentanforderungen, was auf des Verhältnis zwischen der fundamentalen Stromkomponente und der hochfrequenten Stromkomponente zurückgeführt wird.

Tabelle 6.1: Drehmomentfehler der neuen Maschine mit der Signalinjektionsmethode und dem Selbstoptimierungsalgorithmus bei Drehmomentsprüngen.

Momentsollwert (Nm)		20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
Fehler (%)	Signal.	3,49	1,72	1,23	1,03	0,87	0,87	0,74	0,61	0,33	0,54
	Selbst.	0,01	0,02	0,03	0,03	0,09	0,19	0,23	0,26	0,20	0,38

Signal.: Signalinjektionsmethode, Selbst.: Selbstoptimierungsalgorithmus

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit werden zwei verschiedenen Strategien zur MTPA-Regelung von IPMSM erläutert und verbessert. Sie werden in MATLAB/Simulink implementiert und dann mit einem in PLECS implementierten IPMSM-Modell simuliert. Um das Sättigungsverhalten der Maschine zu modellieren, werden die aktuellen stromabhängigen Maschinenparameter, wie Flussverkettungen und Induktivitäten, durch die jeweiligen Kennfelder $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ sowie $L_{dd}(i_d, i_q)$, $L_{dq}(i_d, i_q)$ und $L_{qq}(i_d, i_q)$ bestimmt. Als Regelung wird die feldorientierte Regelung verwendet, und die zur Regelung erforderlichen Stromsollwerte der d- und q-Achse werden durch zwei verschiedene Strategien bestimmt. Die erste ist die Signalinjektionsmethode und die zweite ist ein Selbstoptimierungsalgorithmus. Das Ziel beider Regelungsstrategien ist identisch: Suche nach dem optimalen Stromwinkelsollwert, mit dem die Aufteilung von Strömen in der d- und q-Achse bestimmt werden kann, um das Maximalmoment für den jeweiligen Betriebspunkt zu erzielen.

Die Signalinjektionsmethode wird von der mathematischen Eigenschaft inspiriert, dass die Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel bei dem Maximalwert gleich Null ist. Dies ist der Fall, wenn sich der Betriebspunkt am MTPA-Punkt befindet, wobei das Maximaldrehmoment pro Ampere erreicht wird. Die Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel wird berechnet, und nach Auflösen ergibt sich die Gleichung zur Berechnung des optimalen Stromwinkel in Bezug auf das Momentsollwert. Der Nachteil ist, dass bei dieser Gleichung Maschinenparameter verwendet werden, die sich unter Sättigungseffekte ändern. Deshalb wird ein anderer Lösungsweg zur Bestimmung der Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel vorgeschlagen. Ein hochfrequentes Signal mit kleiner Amplitude wird zunächst in den Stromwinkel injiziert. Danach wird ein Signalverarbeitungsverfahren verwendet, mit dem eine Leistungskomponente, die zu der Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel proportional ist, aus der elektrischen Eingangsleistung der Maschine extrahiert wird. Wird diese Leistungskomponente durch einen PI-Regler auf Null geregelt, ist die Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel ebenfalls gleich Null, infolgedessen wird die MTPA-Regelung erreicht. Die Richtigkeit der Proportionalität zwischen dieser Leistungskomponente und der Drehmomentableitung nach dem Stromwinkel wird ausführlich abgeleitet, um die theoretische Grundlage dieser MTPA-Regelungsmethode

nachvollziehbar zu begründen.

Beim Selbstoptimierungsalgorithmus wird ein Bewertungsparameter definiert, dessen Maximalwert am MTPA-Betriebspunkt erreicht wird. Er wird als die geschätzte Momentkonstante bezeichnet und durch den Quotienten aus dem Drehmoment und dem Statorstrom berechnet. Um die zur feldorientierten Regelung erforderlichen Stromsollwerte zu bestimmen, wird der Stromwinkelsollwert von einem vorgegebenen Anfangswert um einen Wert addiert oder subtrahiert, was davon abhängt, ob die geschätzte Momentkonstante zu- oder abnimmt. Ziel des Algorithmus ist, die maximale geschätzte Momentkonstante durch ständige Änderung des Stromwinkelsollwerts zu erreichen. Liegt der Betriebspunkt weit entfernt vom MTPA-Punkt, wird ein größerer Winkeländerungswert verwendet, um eine höhere Annäherungsgeschwindigkeit des Stromwinkelsollwerts an den optimalen Stromwinkel zu bekommen; wenn der Betriebspunkt näher am MTPA-Punkt liegt, ist ein kleinerer Winkeländerungswert einzusetzen, damit die Schwankungen des Maschinendrehmoments drastisch reduziert werden können. Mit diesem Algorithmus erreicht die geschätzte Momentkonstante im stationären Fall ihr Maximum und dies tritt nur dann auf, wenn sich die Maschine am MTPA-Betriebspunkt befindet.

Die Überprüfung der Regelleistung von diesen beiden Strategien erfolgt in MATLAB/Simulink, in welches PLECS-Blockset integriert wird. Die Simulationen werden unter gleichen Bedingungen durchgeführt. Zur Leistungsüberprüfung der MTPA-Regelung werden die Stromistwerte der d- und q-Achse mit den optimalen Stromsollwerten verglichen, die durch das Verfahren der Lagrange-Multiplikatoren mittels aktueller Maschinenparameter berechnet werden. Da für Fahrzeuganwendungen eine präzise Drehmomentregelung von entscheidender Wichtigkeit ist, werden die Momentistwerte mit den Momentsollwerten verglichen, um die Regelabweichungen des Moments zu erhalten und das dynamische Verhalten des Moments zu bewerten. Um die Allgemeingültigkeit der Regelstrategien zu beweisen, wird ein neues IPMSM-Modell verwendet, welches ein deutlicheres Sättigungsverhalten aufweist. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Strompunkte der d- und q-Achse der optimalen Stromkurve ebenfalls genau folgen können, und die Folgepräzision ist fast gleich wie die bei dem vorherigen IPMSM-Modell. Daraus kann festgelegt werden, dass die beiden MTPA-Regelungsstrategien alle unempfindlich gegen Sättigungseffekte sind.

Die beiden in dieser Arbeit dargestellten und verbesserten MTPA-Regelungsstrategien lassen sich weiterentwickeln. Es gibt generelle Verbesserungsmöglichkeiten, die für

die beiden Regelungsstrategien geeignet sind. Die erste Verbesserungsmöglichkeit ist die Anwendung der Parameteridentifikation für die Entkopplung und Momentenschätzung. Zur Entkopplung werden die nominale Permanentmagnetflussverkettung sowie die Induktivitäten der d- und q-Achse verwendet, die sich jedoch unter Sättigungseffekten der Maschine ändern können. Infolgedessen wird eine unvollständige Entkopplung verursacht. Zur Momentenschätzung wird der nominale Widerstand des Rotors verwendet, der jedoch mit der Temperatur variieren kann [50], dadurch werden Schätzungsabweichungen des Drehmoments erzeugt, die die Drehmomentregelungspräzision beeinträchtigen können. Werden ihre aktuellen Werte identifiziert, können unvollständige Entkopplung und ungenaue Momentenschätzung vermieden werden. Die zweite Verbesserungsmöglichkeit ist die Verwendung des adaptiven PI-Reglers. Bei dieser Arbeit sind die Proportional- und Integralverstärkung des PI-Reglers konstant. Zu einem besseren dynamischen Verhalten des Drehmoments können die Proportional- und Integralverstärkung des PI-Momentreglers abhängig von dem Betriebspunkt geändert werden, dies besonders für den Selbstoptimierungsalgorithmus gilt. Beim Selbstoptimierungsalgorithmus wird der Stromwinkel jeweils um einen Wert geändert, und dieser Wert wird durch einen Konvergenzfaktor verringert. Je größer dieser Wert ist, umso stärker oszilliert das Drehmoment. Deshalb kann der Betrag dieses Werts als ein Hinweis darauf angesehen werden, wie stark die Proportional- und Integralverstärkung geändert werden sollten. Außerdem gibt es auch eine spezielle Optimierungsmöglichkeit, die für den Selbstoptimierungsalgorithmus geeignet ist. Da jeder Momentsollwert einem einzigen optimalen Stromwinkel entspricht, kann der durch den Selbstoptimierungsalgorithmus schon bestimmte optimale Stromwinkel in einer Tabelle in Bezug auf den Momentsollwert gespeichert werden. Wird ein Momentsollwert gegeben, kann der Anfangswert des Stromwinkels zuerst mittels dieser Tabelle durch lineare Interpolation bestimmt werden, danach wird der Stromwinkel ausgehend von diesem Anfangswinkel variiert, um die Zeit zur Bestimmung des optimalen Stromwinkels zu verkürzen und die Oszillation des Drehmoments zu verbessern. Der so bestimmte optimale Stromwinkel kann wiederum in der Tabelle gespeichert werden, und je mehr Daten in der Tabelle vorhanden sind, desto näher liegt der durch die Interpolation bestimmte Anfangsstromwinkel an dem optimalen Stromwinkel.

8 Literatur

- [1] Rik De Doncker, Duco W.J. Pulle und André Veltman, „Fundamentals of Electrical Drives“.
- [2] T. Gemaßmer, „Effiziente und hochdynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“.
- [3] S. Bolognani, L. Sgarbossa und M. Zordan, „Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives“ in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, S. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2007.4417768.
- [4] J. Wang *et al.*, „An Accurate Virtual Signal Injection Control of MTPA for an IPMSM With Fast Dynamic Response“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Jg. 33, Nr. 9, S. 7916–7926, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2764500.
- [5] T. Windisch und W. Hofmann, „Automatic MTPA Tracking Using Online Simplex Algorithm for IPMSM Drives in Vehicle Applications“ in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, S. 1–6, doi: 10.1109/VPPC.2014.7007024.
- [6] H.-S. Kim, Y. Lee, S.-K. Sul, J. Yu und J. Oh, „Online MTPA Control of IPMSM Based on Robust Numerical Optimization Technique“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 55, Nr. 4, S. 3736–3746, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2904567.
- [7] T. Sun, J. Wang und X. Chen, „Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Jg. 30, Nr. 9, S. 5036–5045, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2365814.
- [8] J. Richter, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie.
- [9] T. M. Jahns, G. B. Kliman und T. W. Neumann, „Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, IA-22, Nr. 4, S. 738–747, 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786.

- [10] Rik De Doncker, Duco W.J. Pulle und André Veltman, „Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control (Power Systems)“.
- [11] K. C. Yeo, G. Heins und F. De Boer, „Comparison of torque estimators for PMSM“ in *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, 2008, S. 1–6.
- [12] Hyunbae Kim, J. Hartwig und R. D. Lorenz, „Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives“ in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, 2002, 815-820 vol.2, doi: 10.1109/PSEC.2002.1022554.
- [13] C. Ackermann, „Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments“.
- [14] P. Guglielmi, M. Pastorelli und A. Vagati, „Cross saturation effects in IPM motors and related impact on zero-speed sensorless control“ in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*, Hong Kong, China, 2-6 Oct., 2005, S. 2546–2552, doi: 10.1109/IAS.2005.1518818.
- [15] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler und M. Trlep, „Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 39, Nr. 5, S. 1264–1271, 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.816538.
- [16] T. Instruments und Inc., „FIELD ORIENTED CONTROL 3-PHASE AC-MOTORS“.
- [17] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [18] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff und S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. Hoboken New Jersey: Wiley, 2013.
- [19] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*, 3. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. [Online]. Verfügbar unter: <http://site.ebrary.com/lib/alltitles/docDetail.action?docID=10187589>
- [20] G. Gruber, „Gekoppelte Regelung zweier Synchronmaschinen mit Hilfe frei programmierbarer Umrichter“, 2017.

- [21] T. Liu, Y. Tan, G. Wu und S. Wang, „Simulation of PMSM Vector Control System Based on Matlab/Simulink“ in *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, 2009, S. 343–346, doi: 10.1109/ICMTMA.2009.117.
- [22] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [23] M. P. Kazmierkowski und L. Malesani, „Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jg. 45, Nr. 5, S. 691–703, 1998, doi: 10.1109/41.720325.
- [24] T. M. Rowan und R. J. Kerkman, „A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, IA-22, Nr. 4, S. 678–690, 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504778.
- [25] R. D. Lorenz und D. B. Lawson, „Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, IA-23, Nr. 4, S. 597–602, 1987, doi: 10.1109/TIA.1987.4504956.
- [26] D.-C. Lee, S.-K. Sul und M.-H. Park, „High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 30, Nr. 5, S. 1247–1257, 1994, doi: 10.1109/28.315236.
- [27] X. Fang, F. Lin und Z. Yang, „A modified flux-weakening control method of PMSM based on the d-q current cross-coupling effect“ in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Beijing, China, 31.08.2014 - 03.09.2014, S. 1–6, doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6941132.
- [28] L. Harnefors und H.-P. Nee, „Model-based current control of AC machines using the internal model control method“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 34, Nr. 1, S. 133–141, 1998, doi: 10.1109/28.658735.
- [29] A. Kusko und D. Galler, „Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, IA-19, Nr. 4, S. 561–570, 1983, doi: 10.1109/TIA.1983.4504256.
- [30] F. Magnussen und C. Sadarangani, „Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings“ in *International Electric Machines & Drives Conference*, Madison, WI, USA, 1-4 June 2003, S.

- 333–339, doi: 10.1109/IEMDC.2003.1211284.
- [31] D. A. Stone, P. H. Mellor, D. Howe und K. Atallah, „Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 36, Nr. 6, S. 1612–1618, 2000, doi: 10.1109/28.887213.
- [32] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda und T. Hirasaka, „Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jg. 41, Nr. 5, S. 511–517, 1994, doi: 10.1109/41.315269.
- [33] C. Cavallaro *et al.*, „Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jg. 52, Nr. 4, S. 1153–1160, 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.851595.
- [34] C. Mademlis, I. Kioskeridis und N. Margaris, „Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives“, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Jg. 19, Nr. 4, S. 715–723, 2004, doi: 10.1109/TEC.2004.837282.
- [35] S. Jung, J. Hong und K. Nam, „Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari’s Method“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Jg. 28, Nr. 12, S. 5603–5617, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2245920.
- [36] S. Kim, Y. Yoon, S. Sul und K. Ide, „Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Jg. 28, Nr. 1, S. 488–497, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2195203.
- [37] C. B. Butt, M. A. Hoque und M. A. Rahman, „Simplified fuzzy-logic-based MTPA speed control of IPMSM drive“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 40, Nr. 6, S. 1529–1535, 2004, doi: 10.1109/TIA.2004.836312.
- [38] N. Yang, G. Luo, W. Liu und K. Wang, „Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table“ in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012, S. 1015–1019, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258940.
- [39] Gubae Rang, Jaesang Lim, Kwanghee Nam, Hyung-Bin Ihm und Ho-Gi Kim, „A MTPA control scheme for an IPM synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature“ in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, 1617-1621 Vol.3, doi: 10.1109/APEC.2004.1296081.

- [40] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo und L. Sgarbossa, „Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 47, Nr. 1, S. 105–114, 2011, doi: 10.1109/TIA.2010.2090842.
- [41] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo und L. Sgarbossa, „On-line tracking of the MTPA trajectory in IPM motors via active power measurement“ in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy, 06.09.2010 - 08.09.2010, S. 1–7, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607843.
- [42] F. Lin, Y. Liu und W. Yu, „Power Perturbation Based MTPA With an Online Tuning Speed Controller for an IPMSM Drive System“, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Jg. 65, Nr. 5, S. 3677–3687, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2762634.
- [43] S. Kim, Y. Yoon, S. Sul, K. Ide und K. Tomita, „Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection“ in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, S. 103–108, doi: 10.1109/APEC.2010.5433685.
- [44] T. Sun, J. Wang und M. Koc, „Virtual Signal Injection-Based Direct Flux Vector Control of IPMSM Drives“, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Jg. 63, Nr. 8, S. 4773–4782, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2548978.
- [45] T. Sun, J. Wang, M. Koc und X. Chen, „Self-Learning MTPA Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 52, Nr. 4, S. 3062–3070, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2533601.
- [46] T. Sun, M. Koç und J. Wang, „MTPA Control of IPMSM Drives Based on Virtual Signal Injection Considering Machine Parameter Variations“, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Jg. 65, Nr. 8, S. 6089–6098, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2784409.
- [47] P. Niazi, H. A. Toliyat und A. Goodarzi, „Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 56, Nr. 4, S. 1538–1545, 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.896974.

- [48] A. Dianov, Kim Young-Kwan, Lee Sang-Joon und Lee Sang-Taek, „Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives“ in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, S. 1355–1360, doi: 10.1109/IECON.2008.4758151.
- [49] T. Windisch und W. Hofmann, „A Novel Approach to MTPA Tracking Control of AC Drives in Vehicle Propulsion Systems“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 67, Nr. 10, S. 9294–9302, 2018, doi: 10.1109/TVT.2018.2861083.
- [50] T. Windisch und W. Hofmann, „A comparison of a signal-injection method and a discrete-search algorithm for MTPA tracking control of an IPM machine“ in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, S. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2015.7309290.
- [51] Q. Liu, A. Thul und K. Hameyer, „A robust model reference adaptive controller for the PMSM drive system with torque estimation and compensation“ in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, S. 665–671, doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960252.
- [52] Q. Liu und K. Hameyer, „An adaptive torque controller with MTPA for an IPMSM using model based self-correction“ in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, S. 391–397, doi: 10.1109/IECON.2014.7048530.
- [53] Q. Liu und K. Hameyer, „High-Performance Adaptive Torque Control for an IPMSM With Real-Time MTPA Operation“, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, Jg. 32, Nr. 2, S. 571–581, 2017, doi: 10.1109/TEC.2016.2633302.
- [54] Y. A. I. Mohamed, „A Newly Designed Instantaneous-Torque Control of Direct-Drive PMSM Servo Actuator With Improved Torque Estimation and Control Characteristics“, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Jg. 54, Nr. 5, S. 2864–2873, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.901356.
- [55] Y. A. -. I. Mohamed und T. K. Lee, „Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system“, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, Jg. 21, Nr. 3, S. 636–644, 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.878243.
- [56] G. Schoonhoven und M. Nasir Uddin, „MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion“, *IEEE*

- TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, Jg. 52, Nr. 5, S. 4365–4374, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2564941.
- [57] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba und A. Testa, „Steady-State and Transient Operation of IPMSMs Under Maximum-Torque-per-Ampere Control“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 46, Nr. 1, S. 121–129, 2010, doi: 10.1109/TIA.2009.2036665.
- [58] W. Y. Kong, D. G. Holmes und B. P. McGrath, „Improved Stationary Frame AC Current Regulation using Feedforward Compensation of the Load EMF“ in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Washington, DC, USA, 15.02.2009 - 19.02.2009, S. 145–151, doi: 10.1109/APEC.2009.4802647.
- [59] P. Niazi und H. A. Toliyat, „Robust maximum torque per amp (MTPA) control of PM-assisted synchronous reluctance motor“ in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, 2006, 8 pp, doi: 10.1109/APEC.2006.1620613.
- [60] A. F. Desanti *et al.*, „Design of Performance and Parameter Measurement System for Brushless Direct Current (BLDC) Motor“ in *2018 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA)*, Bali, Indonesia, 30.08.2018 - 31.08.2018, S. 175–179, doi: 10.1109/ISITIA.2018.8710896.
- [61] J. H. Alimeling und W. P. Hammer, „PLECS-piece-wise linear electrical circuit simulation for Simulink“ in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475)*, Hong Kong, 27.07.1999 - 29.07.1999, 355-360 vol.1, doi: 10.1109/PEDS.1999.794588.

Anhang

A.1 Der Code für den Selbstoptimierungsalgorithmus

```
function gamma = fcns(Msoll, kgm, gamma4, gamma2, gamma)

%%Definieren von Variablentypen:

persistent kgm_1 kgm_2 Msoll_1 Msoll_2 delta_gamma

%%Initialisierung:

M_0=1; %Schwellenwert des Drehmoments

k=0.5; %Konvergenzfaktor

if isempty(kgm_1)

    kgm_1=0;

end

if isempty(kgm_2)

    kgm_2=0;

end

if isempty(Msoll_1)

    Msoll_1=0;

end

if isempty(Msoll_2)

    Msoll_2=0;

end

if isempty(delta_gamma)

    delta_gamma=4/180*pi;

end
```

```
%%Hauptcode:
if gamma>=90*pi/180 && gamma<=135*pi/180    %%1. Entscheidung
    Msoll_2=Msoll_1;  %Den letzten Drehmomentsollwert speichern
    Msoll_1=Msoll;    %Den jetzigen Drehmomentsollwert speichern
    if abs(Msoll_2-Msoll_1)<=M_0    %%2. Entscheidung
        if gamma==gamma2 && gamma==gamma4    %%3. Entscheidung
            delta_gamma=k*delta_gamma;
        end
    else delta_gamma=4/180*pi;
    end

    kgm_2= kgm_1;    %Die letzte geschätzte Momentkonstante speichern
    kgm_1= kgm;      %Die jetzige geschätzte Momentkonstante speichern
    if kgm_1<= kgm_2 %%4. Entscheidung
        delta_gamma=-delta_gamma;
    end

    gamma=gamma+delta_gamma;
else gamma=120*pi/180;
end
return
end
```

Bemerkung: Persistente Variablen sind lokal in der Funktion, in der sie deklariert sind, aber ihre Werte werden zwischen den Aufrufen der Funktion im Speicher gehalten.