

**Rotorlagegeberlose Verfahren zum Betrieb einer
permanenterregten Synchronmaschine im
elektrifizierten Antriebsstrang**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

von M.Sc. Rolf Kunzler

geb. am 02.08.1986 in Hannover

genehmigt durch die Fakultät für Maschinenbau
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper

Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold

Promotionskolloquium am 06.02.2018

Haftungsausschluss

Veröffentlichungen über den Inhalt der Arbeit sind nur mit schriftlicher Genehmigung der Volkswagen Aktiengesellschaft zugelassen. Ergebnisse, Meinungen und Schlüsse dieser Dissertation sind nicht notwendigerweise die der Volkswagen Aktiengesellschaft.

„Schau ganz tief in die Natur, und dann verstehst Du alles besser.“

- Albert Einstein (1879 - 1955)

Inhaltsverzeichnis

Verwendete Abkürzungen, Symbole und Formelzeichen	iv
Kurzfassung	viii
1 Einleitung	1
1.1 Problem- und Fragestellung	1
1.2 Stand der Technik	2
1.3 Zielstellung und Aufbau dieser Arbeit	7
2 Verfahren zur Ermittlung der Rotorlage basierend auf der elektromotorischen Kraft	10
2.1 Grundwellenmodell der permanenterregten Synchronmaschine	12
2.2 Aufbau des Antriebssystems	18
2.3 Analyse bekannter rotorlagegeberloser Verfahren basierend auf der Spannungsgleichung	20
2.3.1 Direkte Berechnung der elektromotorischen Kraft	21
2.3.2 Modifizierte Integration der elektromotorischen Kraft	22
2.3.3 Berechnung der elektromotorischen Kraft mit dem Luenberger - Beobachter	25
2.4 Verfahren zur Winkel- und Drehzahlrekonstruktion basierend auf einem rotierenden Zeiger	30
2.5 Erprobung und Vergleich bekannter rotorlagegeberloser Verfahren basierend auf der elektromotorischen Kraft	32
2.5.1 Auswirkungen von Drehzahländerungen auf die Winkelabweichung	32
2.5.2 Auswirkungen der Laständerung auf die Winkelabweichungen . . .	35
2.6 Zusammenfassung des Kapitels	45
3 Verfahren zur Ermittlung der Rotorlage basierend auf der Anisotropie	47
3.1 Hochfrequenzmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine . .	48
3.2 Kleinsignalmodell für rotierende sinusförmige Trägersignale	52
3.2.1 Modellbasierte Frequenzweiche zur Entkoppelung des hochfrequenten Stroms vom Grundwellenstrom	56
3.2.2 Verfahren zur Auswertung von rotierenden Trägersignalen	58
3.3 Alternierende Trägersignale	59
3.3.1 Anisotropiebasierte Verfahren mit alternierenden Trägersignalen . .	60
3.3.2 Verfahren zur Winkel- und Drehzahlrekonstruktion basierend auf einem Fehlersignal	61
3.4 Einfluss von Rotorlagefehlern auf das Drehmoment	62

3.5	Untersuchung und Kompensation der Nichtlinearitäten im Umrichter für alternierende und rotierende Trägersignale	65
3.5.1	Auswirkung der Totzeit bei rotierender Strominjektion	72
3.5.2	Auswirkung der Totzeit bei alternierender Strominjektion	77
3.6	Zusammenfassung des Kapitels	81
4	Startverfahren für rotorlagegeberlose Verfahren im Fahrzeugantriebsstrang	82
4.1	Optimiertes Startverfahren bei drehender Maschine	83
4.2	Neuer Arbeitsbereich für Startverfahren im Stillstand	98
4.3	Zusammenfassung des Kapitels	111
5	Fazit	113
5.1	Zusammenfassung	113
5.2	Ausblick	115
	Literaturverzeichnis	117

Verwendete Abkürzungen, Symbole und Formelzeichen

Mathematische Operatoren und formelle Konventionen

Symbol	Beschreibung
$x = x(t), X = X(t)$	reelle zeitabhängige Größe
x, X	reelle zeitlich konstante Größe
$ x $	Betrag einer Größe
x^*	Sollwert einer Größe
\tilde{x}	geschätzte Größe
\hat{x}	Amplitude einer Größe
\bar{x}	arithmetischer Mittelwert einer Größe
$\dot{x} = \frac{d}{dt}x$	erste Ableitung einer Größe nach der Zeit
\underline{x}	komplexe Größe
\vec{x}	vektorielle Größe
$\mathcal{L}\{x\}$	Laplace-Transformation einer Größe
$X(s)$	Laplace transformierte einer Größe
$\mathcal{F}\{x\}$	Fourier-Transformation einer Größe
$X(\omega)$	Fourier transformierte einer Größe
\mathbf{X}	reelle Matrix
\mathbf{X}^{-1}	Inverse der Matrix \mathbf{X}

Formelzeichen und Symbole

Symbol	Beschreibung	Einheit
i	elektrischer Strom	A
u	elektrische Spannung	V
R	ohmscher Widerstand	Ω
L	Induktivität	H
Z	Impedanz	Ω
P	Wirkleistung	W
Ψ	verketteter magnetischer Fluss	Wb
M	Drehmoment	Nm
J	Massenträgheitsmoment des Rotors	kg m^2
γ	elektrische Rotorlage	rad
δ	Phasenverschiebungswinkel zwischen Spannung und Strom	rad
φ	Winkel des Stromraumzeigers im statorfesten Koordinatensystem	rad
θ	Winkel des Stromraumzeigers im rotorfesten Koordinatensystem	rad
ϑ	Stromanstiegswinkel	rad
ω	Kreisfrequenz	s^{-1}
t	Zeit	s
T, τ	Periodendauer oder Zeitkonstante	s
K	konstanter Faktor	
μ_r	Permeabilitätszahl	
j	imaginäre Einheit einer komplexen Größe ($j^2 = -1$)	
s	komplexe Frequenz der Laplacetransformation ($s = \sigma + j\omega$)	
p	Polpaarzahl	
$\mathbf{M}_{(123 \rightarrow \alpha\beta)}$	Matrix für die Transformation vom dreiphasigen statorfesten Koordinatensystem ins zweiphasige statorfeste Koordinatensystem	
$\mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}$	Matrix für die Transformation vom dreiphasigen statorfesten Koordinatensystem ins rotorfeste Koordinatensystem	
$\mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}^{-1}$	Matrix für die Transformation vom rotorfesten Koordinatensystem ins dreiphasige statorfeste Koordinatensystem	
$\mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)}$	Matrix für die Transformation vom zweiphasigen statorfesten Koordinatensystem ins rotorfeste Koordinatensystem	
$\mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)}^{-1}$	Matrix für die Transformation vom rotorfesten Koordinatensystem ins zweiphasige statorfeste Koordinatensystem	

Indizes und Abkürzungen

Größe mit Index	Bedeutung
x_{PLL}	Phase Locked Loop
x_{PT1}	Tiefpass 1. Ordnung
x_{PWM}	Pulsweitenmodulation
x_{HS}	High-Side
x_{LS}	Low-Side
x_{ZK}	Zwischenkreis
x_{Beo}	Beobachter
x_{Lor}	Lorentzmoment
x_{Rel}	Reluktanzmoment
x_{Vst}	Vorsteuersteuerung
x_{Ap}	Applikation
x_{Ar}	Arbeitspunkt
x_{Dr}	Drehzahlregler
x_{Lm}	Lastmoment
x_{Tz}	Totzeit
x_{F}	Fourier
x_{I}	Integrator
x_{L}	Last
x_{Z}	Zeiger
x_{diff}	differentiell
x_{abs}	absolut
x_{alt}	alternierend
x_{emk}	Elektromotorische Kraft
x_{neg}	negativ
x_{pos}	positiv
x_{rot}	rotierenden
x_{sen}	Sensor
x_{el}	elektrisch
x_{gr}	grundfrequent
x_{hf}	hochfrequent
x_{g}	gesamt
x_{m}	mechanisch
x_{o}	offen
x_{p}	proportional
x_{r}	Rotor
x_{s}	Stator

Größe mit Index	Bedeutung
x_d, x_q	direkt, quer (Komponenten im rotorfesten Koordinatensystem)
x_1, x_2, x_3	Komponenten im dreiphasigen statorfesten Koordinatensystem
x_α, x_β	Komponenten im zweiphasigen statorfesten Koordinatensystem
${}_{1,2,3}x$	Größe im dreiphasigen statorfesten Koordinatensystem
${}_{\alpha,\beta}x$	Größe im zweiphasigen statorfesten Koordinatensystem
${}_{d,q}x$	Größe im zweiphasigen rotorfesten Koordinatensystem

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Regelung von permanenterregten Synchronmaschinen im elektrifizierten Antriebsstrang von Personenkraftwagen ohne die Verwendung eines Rotorlagegebers. Dabei werden die Verfahren aus der Literatur zur rotorlagegeberlosen Regelung im Kontext der Anforderungen und Randbedingungen eines Antriebsstrangs untersucht. Aufgrund der steigenden Anzahl an Elektroantrieben im Fahrzeug bieten sich im Automobilbereich erhebliche Verbesserungspotenziale bei den Kosten, dem Bauvolumen und der Ausfallrate durch die Einsparung eines Rotorlagesensors. Gleichzeitig stellen die hohen Anforderungen an die Insassensicherheit und die Momententreue bei wechselhaften Umgebungsbedingungen hohe Herausforderungen an die Rotorlagesensierung allgemein. Seit einigen Jahrzehnten bis heute werden die Möglichkeiten zur rotorlagegeberlosen Regelung von der Forschung untersucht, wodurch eine Vielzahl an Verfahren hervorgebracht wurde. Gleichzeitig entwickeln sich die Sensoren zur Rotorlagesensierung ebenfalls stetig weiter, sodass sich die rotorlagegeberlose Regelung in der Praxis noch nicht flächendeckend durchgesetzt hat. In dieser Arbeit wird zum einen eine Auswahl an vielversprechenden rotorlagegeberlosen Verfahren miteinander verglichen, um die hohe Anzahl der Verfahren weiter zu strukturieren und für den Anwender besser bewertbar zu machen. Zum anderen sollen Möglichkeiten aufgezeigt werden wie die bestehenden Verfahren verbessert werden können, um einen Einsatz im anspruchsvollen Umfeld des elektrifizierten Antriebsstrangs zu fördern. Mit Hinblick auf den Anwendungsbezug ist es dabei ein Anspruch dieser Arbeit die analytischen Betrachtungen und Aussagen in einer praxisnahen Umsetzung mit experimentellen Ergebnissen am Prüfstand zu verifizieren.

Im höheren Drehzahlbereich der permanenterregten Synchronmaschine werden dazu zwei Verfahren, die auf der elektromotorischen Kraft basieren, analytisch und experimentell miteinander verglichen. Um den Einfluss von Modellabweichungen bzw. Nichtlinearitäten zu kompensieren, werden beide Verfahren um die Stromabhängigkeit der Induktivitäten erweitert. Das drehzahlabhängige Übertragungsverhalten der Verfahren wird ebenfalls mit berücksichtigt.

Um auch den unteren Drehzahlbereich einschließlich des Stillstands darstellen zu können, werden auch Verfahren untersucht, die zusätzlich Testsignale einprägen und so die von der Rotorlage abhängige Anisotropie der Maschine ausnutzen. Neben den Möglichkeiten zur Entkoppelung von Testsignal und Grundwellenstrom wird der Einfluss der Wechselrichtertotzeit sowohl auf eine rotierende als auch auf eine alternierende Testsignaleinprägung untersucht. Eine Kompensationsmethode der Wechselrichtertotzeit, die für beide Arten der Testsignaleinprägung geeignet ist, wird vorgestellt und die Wirksamkeit anhand von Messungen nachgewiesen.

Wie im Laufe der Arbeit dargelegt wird, lässt sich mit den Anisotropie basierten Verfahren die Rotorlage nur zweideutig ermitteln. Dies macht eine initiale Rotorlageerkennung vor dem Beginn der Regelung erforderlich. Um es zu ermöglichen, die Regelung auch bei einem rollenden Fahrzeug zu starten, muss die Rotorlage sowohl im Stillstand als auch bei drehendem Rotor initial erkannt werden können. Verfahren die dies ermöglichen, werden

vorge stellt und die Funktionsfähigkeit anhand von praktischen Versuchen erprobt. Dabei wird aufgezeigt wie zusätzliche Informationen aus dem Fahrzeugantriebsstrang ausgenutzt werden können, um die Verfahren zu optimieren.

1 Einleitung

Der Bedarf nach individueller Mobilität nimmt weltweit nach wie vor stetig zu. Dabei gewinnen elektrifizierte oder rein elektrische Antriebskonzepte gegenüber den konventionellen Verbrennungsmotoren zunehmend an Bedeutung. Die Motivation für die Verbreitung elektrischer Antriebskonzepte im Kraftfahrzeugbereich ergibt sich dabei aus mehreren Faktoren. Einerseits werden die Fahrzeughersteller durch die politische Auflage, die CO₂-Flottenemissionen zu reduzieren, dazu angehalten die Antriebe zunehmend zu elektrifizieren, da der Grenznutzen der CO₂-Optimierung von konventionellen Otto- und Dieselmotoren seit einigen Jahren sinkt [1]. Weitere Gründe ergeben sich durch die teilweise hohe Emissionsbelastung der Luft in Metropolregionen und die Endlichkeit des fossilen Rohstoffs Erdöl. Elektrische Hybridantriebe oder rein elektrische Antriebe stellen diesbezüglich eine vielversprechende Lösung in Aussicht.

Einer breiten Elektrifizierung der Antriebe stehen derzeit jedoch noch bestimmte Herausforderungen gegenüber. Zum einen ermöglicht die aktuelle, auf Traktionsbatterien basierte Speichertechnologie, noch nicht die gleiche Reichweite wie bei Fahrzeugen mit konventionellen Otto- und Dieselmotoren. Eine weitere wesentliche Ursache liegt darin begründet, dass die Preise für die Anschaffung von Fahrzeugen mit rein elektrischen oder teilweise elektrifizierten Antrieben deutlich höher sind als von vergleichbaren Fahrzeugen mit konventionellen Verbrennungsmotoren. Durch eine verringerte Komplexität, weniger Komponenten und einfachere Montage der elektrischen Maschine als zentrale Komponente in einem elektrifizierten Antriebsstrang können die Kosten für Hybrid- und Elektrofahrzeuge gesenkt werden.

1.1 Problem- und Fragestellung

Für den Betrieb der Elektromaschine sind diverse Sensoren notwendig um Zustandsgrößen der Elektromaschine zur Laufzeit für die gezielte Ansteuerung bereitzustellen. Für die Anwendung etablierter Regelverfahren wie der Feldorientierten Regelung ist die Information über die aktuelle Rotorlage notwendig. Diese Information wird von einem Rotorlagegeber (Rotorpositionssensor) ermittelt und in codierter Form bereitgestellt. Dieser Sensor benötigt i. d. R. eine rotorfeste Markierung und eine statorfeste Erfassungseinheit. Das physikalische Übertragungsprinzip zwischen Markierung und Erfassungseinheit kann z. B. mechanisch, optisch, induktiv, kapazitiv oder auch magnetisch sein. Die codierten Signale müssen über zusätzliche Leitungen störicher und möglichst unbeeinflusst zur Ansteuereinheit übertragen werden, um dort eine Auswertung der Lageinformation zu ermöglichen. Abhängig vom Anwendungsfall kann die Leitungsführung entsprechend aufwendig sein, wenn z. B. die Elektromaschine inklusive Rotorlagegeber zwecks Kühlung in einer Flüssigkeit gekapselt ist und sich die Ansteuerung außerhalb der Kapselung befindet. Um dann eine Trennung zwischen Phasenleitung und Signalleitung zu gewährleisten, wären zusätzliche aufwendige Durchbrüche durch die Kapselung notwendig. Weiterhin können die Umgebungsbedingungen wie Schmutz, mechanische Belastung, veränderliche Temperaturen oder auch elektro-

magnetische Strahlung sehr ausgeprägt sein, was eine entsprechend aufwendige Isolierung und Kabelverschraubung für den Rotorlagegeber notwendig macht. Je nach Frequenz der zu übertragenen Signale und Leitungslänge müssen die Einflüsse der Signalübertragung von der rotorfesten Markierung bis zur Ansteuereinheit kompensiert oder zumindest berücksichtigt werden. Ein weiterer Nachteil ist, dass sowohl für die Markierung als auch für die Erfassungseinheit Bauraum reserviert werden muss, der nicht für die Leistungsumsetzung genutzt werden kann. Dabei ist insbesondere in Hybridfahrzeugen der Bauraum eine begrenzte Ressource. Darüber hinaus ist die Herstellung, die Logistik, die Montage und die Verdrahtung des Rotorlagegebers immer mit Aufwand verbunden. Ferner ist jede zusätzlich erforderliche Hardwarekomponente mit einer Ausfallrate behaftet. Bei entsprechend hohen Stückzahlen können die zuvor genannten Faktoren zu einem bedeutsamen Kostenfaktor für den elektrischen Antriebsstrang führen. Aus diesen Gründen soll im Folgenden untersucht werden, in wieweit es die Verfahren der rotorlagegeberlosen Regelung ermöglichen, die E-Maschine ohne Rotorlagegeber mit den Anforderungen des elektrifizierten Antriebsstrangs zu betreiben. Dabei soll auch betrachtet werden, wo sich Potenziale zur Verbesserung der Verfahren ergeben und wie diese, ggf. mit den Mitteln des Fahrzeugantriebsstrangs, gehoben werden können.

1.2 Stand der Technik

Die zuvor formulierte Fragestellung führt innerhalb der elektrischen Antriebstechnik zu dem Forschungsfeld der sog. rotorlagegeberlosen Regelung. In diesem Forschungsfeld wird seit einigen Jahrzehnten bis heute geforscht, was zu einer großen Anzahl an Veröffentlichungen und Verfahrensvorschlägen geführt hat. Diesbezüglich sind Veröffentlichungen zu nennen, die mehrere Verfahrensvorschläge sammeln, miteinander Vergleichen und teilweise bewerten [2], [3], [4]. Grundsätzlich lassen sich die Verfahren zur rotorlagegeberlosen Regelung in zwei Hauptkategorien unterteilen (vgl. Abb. 1.1), wobei jeweils nur die Spannung und der Strom als physikalische Größen ausgewertet werden. Im Folgenden werden Verfahren aus diesen zwei Hauptkategorien zunächst näher beschrieben und voneinander abgegrenzt. Zu Beginn von Kap. 2 und Kap. 3 werden die Verfahren dann jeweils bewertet und ausgewählt. Wie im Laufe der Arbeit noch gezeigt wird, ist die elektromotorische Kraft (EMK), ab einer bestimmten Drehzahl ausreichend groß und steht in einem eindeutigen Zusammenhang mit der Rotorlage. Die EMK kann in diesem Drehzahlbereich also genutzt werden um die Rotorlage zu ermitteln. Eine Kategorie dieser sog. EMK basierten Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass sie die Statorspannungsgleichung auswertet und so die darin berücksichtigte EMK ermittelt. Bei der Statorspannungsgleichung handelt es sich i. d. R. um eine Differenzialgleichung die abhängig vom Modellierungsumfang verschiedene Effekte der permanenterrregten Synchronmaschine (PSM) berücksichtigt. Der Vorteil bei der direkten Auswertung der Statorspannungsgleichung ist, dass sich daraus sehr kompakte Verfahren zur Rotorlageermittlung ableiten lassen, was für eine einfache Implementierung auf Steuergeräten grundsätzlich förderlich ist. Eine sehr direkte Auswertung der Statorspannungsgleichung ergibt sich dabei durch eine Differenzierung der Strangströme. In [5], [6] und [7] sind Verfahren beschrieben, die diesen Ansatz untersuchen. Da die Strangströme als Messgrößen rauschbehaftet sind, muss jedoch bei einer Differenzierung oftmals eine anschließende Tiefpassfilterung durchgeführt werden. Da das Rauschen vom verwendeten Messsystem abhängig ist, muss die Tiefpassfilterung individuell appliziert werden. Dies bedeutet dann wiederum

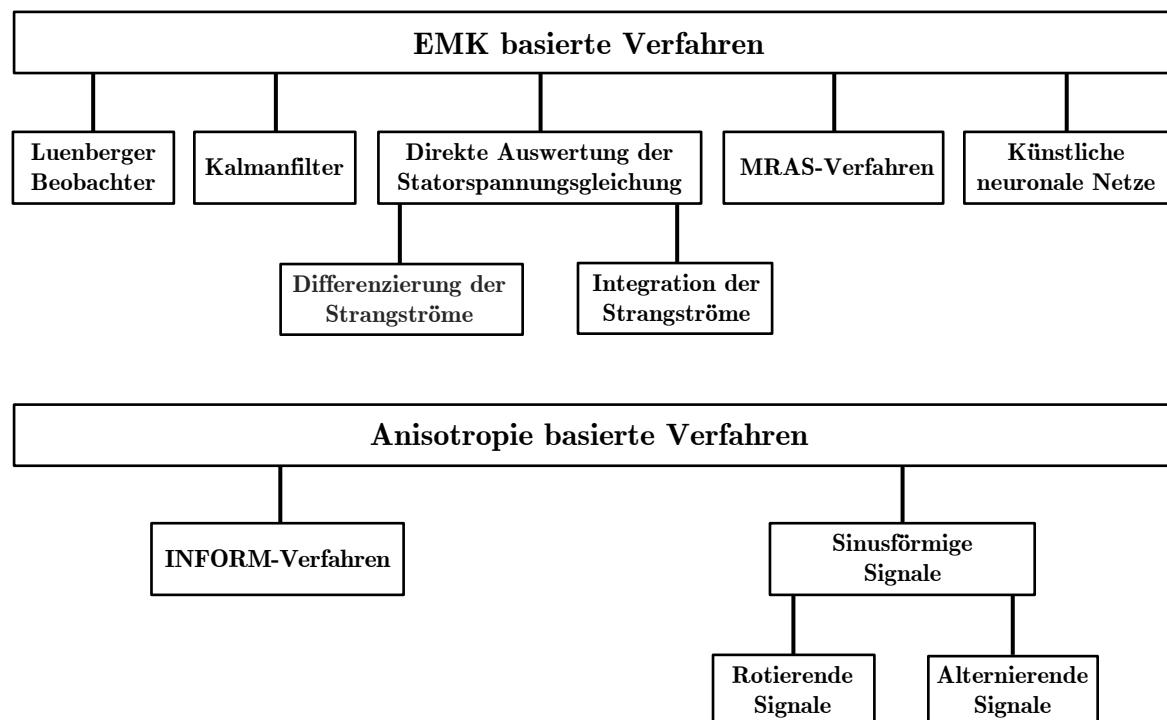


Bild 1.1: Kategorisierung ausgewählter rotorlagegeberloser Verfahren

einen zusätzlichen Aufwand und erschwert die Vergleichbarkeit der praktischen Erprobung. Eine Alternative zur Differenzierung ergibt sich durch die Integration der Strangströme, wodurch nicht die EMK ermittelt wird, sondern stattdessen direkt die Rotorflussverketzung (vgl. Kap. 2.3.1). Dieser Ansatz wird u. A. in [8], [9], [10] und [11] untersucht. Eine Modifikation in Form einer Tiefpassfilterung ist jedoch auch hier erforderlich, wie in [12], [13] oder [14] beschrieben wird. Denn die Integrationskonstante entspricht der Rotorflussverketzung zum Zeitpunkt $t = 0$, wodurch sich zu der Wechselgröße ein Gleichanteil überlagert. Durch eine offene Integration ergibt sich bei einer realen Umsetzung eine fortlaufende Aufsummierung des Gleichanteils und würde zu einem Überlauf führen. Im Gegensatz zur Differenzierung der Strangströme ist die Auslegung der Tiefpassfilterung in diesem Fall jedoch nicht vom verwendeten Messsystem abhängig, sondern von der Rotorflussverketzung. Dadurch wird die Vergleichbarkeit von verschiedenen System verbessert und die analytische Beschreibung vereinfacht sich. Durch die Modifikationen, die bei der Auswertung der Statorspannungsgleichung notwendig sind, ist jedoch der Übergang zu komplexeren Verfahren fließend.

Eine weitere Kategorie der EMK basierten Verfahren ergibt sich durch Zustandsbeobachtung und den damit einhergehenden Einsatz von Beobachtern. Häufig verwendete Beobachter sind der Luenberger-Beobachter (vgl. [15], [16]) und der Kalmanfilter (vgl. [17], [18], [19]). Diese Verfahren beruhen auf einem Vergleich von messbaren Größen mit berechneten Modellgrößen. Durch eine gezielte Rückführung der Abweichung wird das Modell solange nachgeführt, bis es dem realen System entspricht. Beim Kalmanfilter werden im Vergleich zum Luenberger-Beobachter stochastische Störungen wie z. B. Systemrauschen und Messrauschen möglichst gut mit berücksichtigt. Dabei besteht i. d. R. die Forderung, dass es sich um mittelwertfreies und unkorreliertes Rauschen handelt.

Durch die sog. MRAS (Model Reference Adaptive System)-Verfahren lässt sich eine weitere Kategorie der EMK basierten Verfahren abgrenzen. Dabei werden die Modellparameter,

von den zuvor beschriebenen Beobachtern, an die Parameter des realen Systems adaptiert. Es ergibt sich dadurch neben der Rotorlageermittlung auch die Möglichkeit zur Parameteridentifikation (vgl. [13]). Um beim MRAS-Verfahren die Rotorlage zu ermitteln, wird das Referenzmodell aus Gleichungen gebildet, die nicht die gesuchte Zustandsgröße enthalten, wohingegen das adaptive Modell aus Gleichungen besteht, die die gesuchte Zustandsgröße berücksichtigen. Aus der Abweichung zwischen diesen beiden Modellen ermittelt der Adaptionsalgorithmus dann die Rotorlage bzw. die Drehzahl. Als Adaptionsalgorithmus kann z. B. das Gradientenabstiegsverfahren eingesetzt werden. Grundlage für die Modelle kann u. A. die Flussgleichung, die Spannungsgleichung oder auch die Leistungsgleichung sein. Es handelt sich also um adaptive Beobachterstrukturen, die u. A. in [20], [21] oder [22] beschrieben werden.

Die Anwendung von künstlichen neuronalen Netzen zur rotorlagegeberlosen Regelung ist noch nicht so verbreitet wie die zuvor beschriebenen Verfahren. Vielversprechende Untersuchungen zeigen sich jedoch in [23] und [24].

Für bürstenlose Gleichstrommotoren (BLDC Motoren) sind bereits Mikrocontroller bekannt (vgl. [25], [26]), die die EMK direkt messen, um die Motoren rotorlagegeberlos zu betreiben. Deshalb und aufgrund der hohen Anzahl an Veröffentlichungen sind die Grundprinzipien der EMK basierten Verfahren als Stand der Technik anzusehen.

Proportional zu einer sinkenden Drehzahl, verkleinert sich auch die Amplitude der EMK (vgl. Gl. 2.14). Im unteren Drehzahlbereich wird dann nur noch relativ wenig EMK erzeugt, sodass die Orientierung der EMK nicht mehr in einem eindeutigen Zusammenhang mit der Rotorlage steht. Dies liegt im Wesentlichen darin begründet, dass Parameter- und Messabweichungen in der Statorspannungsgleichung bei einer sinkenden EMK zunehmend Einfluss haben. Zusätzlich verschlechtert sich der Signal-Rauschabstand. In diesem Drehzahlbereich bis zum Stillstand müssen andere physikalische Effekte ausgewertet werden, die ebenfalls von der Rotorlage in ausreichender Weise abhängen. Das Verfahrensprinzip welches sich in diesem Bereich durchgesetzt hat beruht darauf, dass die Induktivität der Statorwicklungen über den Rotorumfang nicht konstant ist. Um z. B. Reluktanzeffekte für den Momentenaufbau zu nutzen, wird teilweise gezielt ein geometrisch achsiger Aufbau des Rotors bevorzugt. Infolge unterschiedlicher Materialien entlang des Rotorumfangs, ergeben sich von der Rotorlage abhängige Permeabilitäten im magnetischen Kreis der Statorwicklungen. Weiterhin können Sättigungseffekte z. B. durch hohe (lokale) Flussdichten zu einer rotorlageabhängigen Reluktanz führen. Beide Effekte können abhängig vom Maschinendesign separat oder in Kombination auftreten und werden unter der sog. magnetischen Anisotropie zusammengefasst. Rotorlagegeberlose Verfahren, die die magnetische Anisotropie nutzen, bilden neben den EMK basierten Verfahren eine zweite Kategorie und werden allgemein als Anisotropie basierte Verfahren bezeichnet. Die Induktivität der Statorwicklungen weist durch die Anisotropie eine Rotorlageabhängigkeit auf. Diese kann ausgewertet werden, wenn die Frequenz des Stroms ausreichend hoch ist. Anisotropie basierte Verfahren setzen also eine rotorlageabhängige Induktivität der Statorwicklungen voraus. Um den Einfluss der Reluktanz messbar zu machen, wird für die Anisotropie basierten Verfahren i. d. R. zusätzlich zur Grundwellenansteuerung eine hochfrequente Spannung eingepreßt und die dazugehörige Stromantwort ausgewertet. Ein wesentliches Merkmal wie sich die Anisotropie basierten Verfahren unterscheiden ist die Signalart dieses ebenfalls hochfrequenten Stroms (HF-Strom).

Eine Verfahrenskategorie bildet dabei das relativ bekannte INFORM (INdirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) - Verfahren (vgl. [27], [28], [29]). Bei diesem Verfah-

ren wird über kurzzeitige rechteckförmige Spannungsimpulse ein Stromanstieg in der Wicklung erzeugt. Dieser Stromanstieg ist abhängig von der Induktivität. Wie zuvor beschrieben, wird die Induktivität wiederum von der Rotorlage beeinflusst. Somit kann über die Auswertung des Stromanstiegs bei bekannter Spannung eine Aussage über die Rotorlage getroffen werden. Um den Einfluss der EMK zu kompensieren, können zwei aufeinanderfolgende Rechteckimpulse mit räumlich entgegengesetzter Richtung aufgeschaltet werden. Die daraus resultierenden Stromanstiege werden dann addiert. Nachteilig ist, dass zum Aufschalten der Rechteckspannung die Stromregelung i. d. R. unterbrochen werden muss. Es sind jedoch auch Untersuchungen bekannt, die nur den Stromanstieg durch die reguläre PWM auswerten (vgl. [30], [31]). In diesem Fall oder wenn die Regelung nur sehr kurz unterbrochen werden soll, ist ein Messsystem erforderlich das den schnellen Stromanstieg in einer ausreichend hohen Auflösung erfasst. Weiterhin muss sichergestellt werden, dass die Erfassung des Stromanstiegs synchron mit dem Rechteckimpuls erfolgt, damit die Induktivität genau berechnet werden kann. Insgesamt erhöht dies die Anforderungen des Messsystems, was wiederum mit entsprechend höheren Kosten einhergeht. Aus diesem Grund wird das INFORM-Verfahren in dieser Arbeit nicht untersucht.

Verfahren, die stattdessen kontinuierliche sinusförmige Signale nutzen, sind aufgrund der einfacheren Messanforderungen, weiter verbreitet. In den meisten Fällen wird bei den sinusförmigen Verfahren eine hochfrequente sinusförmige Spannung (HF-Spannung) zur Grundwellenspannung addiert, wodurch sich eine Stromantwort (HF-Strom) ergibt. Dieser HF-Strom wird von der Induktivität in Abhängigkeit von der Rotorlage moduliert und muss zur Auswertung durch geeignete Maßnahmen von dem Grundwellenstrom extrahiert werden. Die Amplituden der HF-Signale sind dabei wesentlich kleiner als die der Grundwelle, um das Drehmoment bzw. das Grundwellenverhalten der Maschine möglichst wenig zu beeinflussen. Es ist grundsätzlich auch möglich einen Strom konstanter Amplitude einzuregeln und die dafür notwendige Spannung auszuwerten (vgl. [32], [33]). Nachteilig dabei ist, dass bei einer Regelung die Bandbreite in Richtung höherer Frequenzen stärker beschränkt ist als bei einer Spannungsvorgabe (vgl. [34], [35]). Die sinusförmige Signalanregung lässt sich bezüglich der räumlichen Ausrichtungsweise noch weiter klassifizieren. Bei den rotierenden Signalen wird beispielsweise ein rotierender HF-Spannungsvektor mit kleiner Amplitude zum Grundwellenspannungsvektor addiert. Während die Frequenz des Grundwellenspannungsvektors i. d. R. von der Drehzahl bestimmt wird, ist die Frequenz des HF-Spannungsvektors konstant. Die Länge des HF-Spannungsvektor wird ebenfalls konstant gehalten. Die Frequenz der daraus entstehenden Stromantwort hat die gleiche Frequenz des HF-Spannungsvektors, was eine gute Voraussetzung für die Filterung der Stromantwort ist. Der Stromvektor rotiert also ebenfalls und wirkt damit über seine Periodendauer in jede Richtung. Die Amplitude der Stromantwort wird von der Reluktanz und somit von der Rotorlage moduliert und kann entsprechend ausgewertet werden. In [36], [37] und [38] wird die rotierende Signalanregung explizit untersucht.

Die alternierenden Signale werden dagegen räumlich fest ausgerichtet. Um das Drehmoment möglichst wenig zu beeinflussen, wird der Spannungsvektor möglichst nur in die feldbildende d-Achse orientiert. Die Amplitude des Spannungsvektors wird mit konstanter Frequenz z. B. sinusförmig alternierend moduliert. Die Orientierung des Spannungsvektors erfolgt dabei anhand einer geschätzten Rotorlage. Entspricht die geschätzte Rotorlage der tatsächlichen Rotorlage, dann ergibt sich nur in der d-Achse eine HF-Stromantwort. Eine HF-Stromantwort in der dazu orthogonalen q-Achse entspricht dann einem Fehlersignal. Dieses Fehlersignal ist proportional zur Abweichung zwischen der geschätzten Rotorlage und der

wahren Rotorlage. Die geschätzte Rotorlage wird dann so lange nachgeführt, bis sich das Fehlersignal zu null ergibt. Untersuchungen zur alternierenden Signalanregung werden in [39], [40], [41] und [42] vorgestellt. Sowohl die alternierende als auch die rotierende Signalanregung wird in dieser Arbeit betrachtet.

Für Anwendungen im Fahrzeugantriebsstrang stellen jedoch nach wie vor sensorbasierte Verfahren den Stand der Technik da [43]. Dazu werden sowohl inkrementelle als auch absolute Lagegeber mit unterschiedlichen physikalischen Übertragungsprinzipien eingesetzt. Bei Antriebsstranganwendungen ist es in den meisten Fällen erforderlich, dass direkt nach dem Einschalten der Ansteuerung die initiale Rotorlage bekannt ist und eine Regelung im gesamten Drehzahlbereich möglich ist. Entsprechend sind hier häufig absolute Lagegeber erforderlich. Ein Rotorlagegeber, der diese Anforderung erfüllt, ist z. B. der sog. Variable Reluctance (VR-) Resolver. Das Funktionsprinzip dieses Sensors ist ähnlich zu den Anisotropie basierten Verfahren. Der VR-Resolver besteht aus einem äußeren Stator mit mehreren Spulen, der mit dem Stator der Antriebsmaschine fixiert wird. Der innere Rotor wird mit der Welle der Antriebsmaschine fest verbunden und hat häufig eine sinusförmige Außenkontur. Eine gewisse Anzahl der Statorspulen dient als Erregerspulen. Die restlichen Spulen werden als Messspulen genutzt. Aufgrund der achsigen Außenkontur des Rotors stellt sich in den Messspulen eine unterschiedliche Reluktanz ein, die von der Rotorlage abhängt. Fließt durch die Erregerspulen ein Wechselstrom, dann wird aufgrund der magnetischen Kopplung in den Messspulen eine Spannung induziert. Die Amplitude dieser Spannung wird durch die unterschiedliche Reluktanz von der Rotorlage moduliert. Die Amplitude wird dann über Elektronik ausgewertet und so die Rotorlage ermittelt. Mit zunehmenden Wellendurchmesser steigt auch der Durchmesser des Resolverstators. Soll der Umfang weiterhin vollständig mit Spulen ausgestattet sein, so steigt mit größer werdendem Durchmesser auch der Herstellungs- und Materialaufwand. Je größer der Umfang des VR-Resolvers wird, desto aufwendiger wird diese Variante. Neben dem VR-Resolver findet ein Rotorlagegeber auf Wirbelstrombasis von der Firma Sumida häufig Anwendung in Fahrzeugen (vgl. Abb. 1.2).

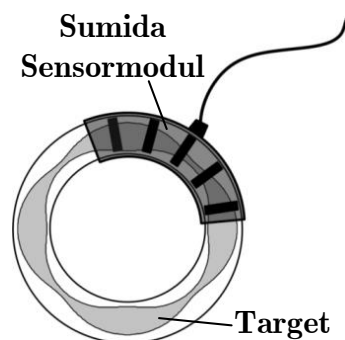


Bild 1.2: Rotorlagegeber der Fa. Sumida

Dabei wird ein sog. Target fest mit Welle der Antriebsmaschine verbunden. Auf diesem Target befindet sich eine sinusförmige Kontur eines leitfähigen Materials. Das Sensormodul wird mit dem Stator der Antriebsmaschine fest verbunden. In diesem Sensormodul wird über Spulen ein magnetisches Wechselfeld erzeugt. Bewegt sich das Target entlang dieses Wechselfelds, dann werden in dem leitfähigen Material Wirbelströme induziert. Diese Wirbelströme erzeugen in Abhängigkeit von der Sinuskontur wiederum ein entgegenwirkendes magnetisches Wechselfeld, welches dann von dem Sensormodul erfasst wird. Ein Vorteil dieses Sensors ist, dass der Herstellungs- und Materialaufwand weniger stark mit dem Durchmesser der Antriebswelle zunimmt, da nicht der ganze Umfang mit dem Sensormodul

abgedeckt werden muss. Diese und ähnliche Verfahren mit zusätzlichen Komponenten sind derzeitiger Stand der Technik zur Erfassung der Rotorlage in Antriebsstranganwendungen.

1.3 Zielstellung und Aufbau dieser Arbeit

Die kausale Wirkungskette bei elektrischen Antriebsmaschinen bedingt, dass jeweils in integraler Weise das resultierende Drehmoment die Drehzahl beeinflusst und die Drehzahl wiederum auf die Rotorlage wirkt. Aus diesem Zusammenhang lässt sich eine kaskadierte Regelungsstruktur ableiten, die die Wirkungskette in unterlagerte Einzelregelkreise unterteilt (vgl. Abb. 1.3). Gegenüber einem einschleifigen Regelkreis ergeben sich dabei folgende Vorteile.

- Die jeweiligen Einzelregelkreise können nacheinander von innen nach außen in Betrieb genommen werden.
- Die jeweilige Reglerauslegung vereinfacht sich.
- Störgrößen können schneller ausgeregelt werden.
- Die einzelnen Regelgrößen können gezielt limitiert werden und dadurch die Ausgangsgrößen genauer begrenzt werden.

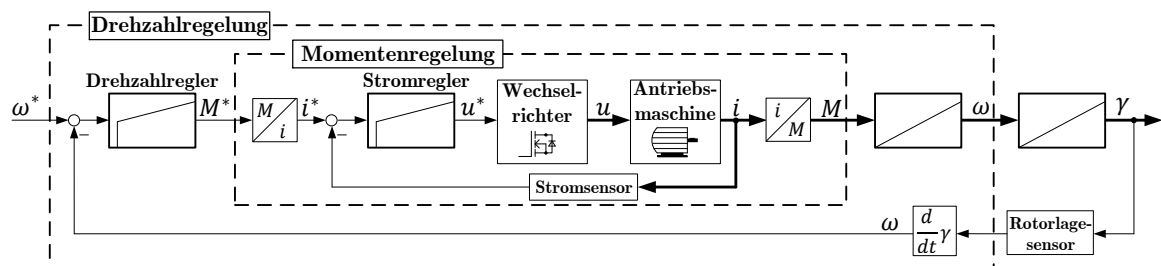


Bild 1.3: Darstellung der Kaskadenregelung

Das Drehmoment wird in der Regel nicht direkt gemessen, sondern ist über ein Kennfeld in eine Stromregelung überführt. Da Drehmomentsensoren mechanisch mit der Antriebswelle verbunden werden müssten, ergeben sich dadurch Kosten und Bauraumvorteile.

Um in Drehfeldmaschinen bei Drehzahlen ungleich null ein Drehmoment zu erzeugen, sind Wechselströme erforderlich. Damit trotzdem lineare Regler für die Stromregelung verwendet werden können, hat sich die Feldorientierte Regelung etabliert. Dabei werden die sinusförmigen Wechselgrößen in ein rotorfestes Koordinatensystem transformiert und dadurch, im stationären Zustand, in Gleichgrößen gewandelt. Ein Nachteil der Feldorientierten Regelung ist, dass durch die rotororientierte Koordinatentransformation die aktuelle Rotorlage in ausreichender Güte bekannt sein muss. Dadurch erhöht sich der Messaufwand, da eine weitere Zustandsgröße erfasst werden muss. Wie zuvor beschrieben, werden im Rahmen von Fahrzeuganwendungen für die Erfassung der Rotorlage zusätzliche Sensoren verbaut. Um den in Kap. 1.1 beschriebenen Aufwand durch den Rotorlagegeber zu vermeiden, ergibt sich insbesondere bei hohen Stückzahlen die Motivation, den Sensor durch die rotorlagegeberlosen Verfahren zu ersetzen.

Bezüglich der Platzierung von Elektromaschinen im Antriebsstrang wurden bisher unterschiedliche Topologien mit entsprechenden Vor- und Nachteilen in Serienanwendungen umgesetzt. Ein wesentlicher Vorteil von Parallelhybriden ist die mögliche Leistungsaddition von Verbrennungskraftmaschine und Elektromaschine. Wenn sich sowohl zwischen Antrieb und E-Maschine als auch zwischen der Verbrennungskraftmaschine und E-Maschine eine Trennkupplung befindet, dann ergibt sich die sog. P2-Topologie (vgl. Abb. 1.4).

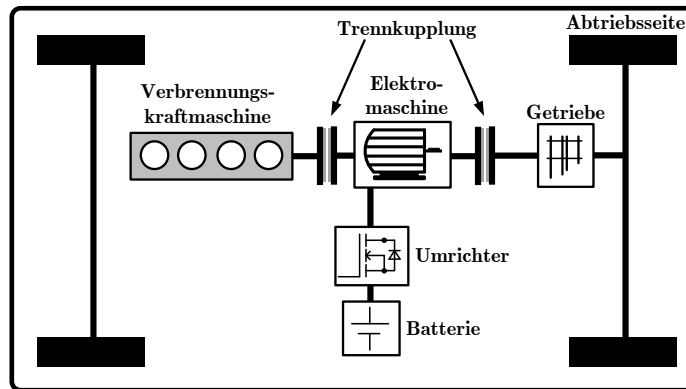


Bild 1.4: Antriebsstrangtopologie P2 eines Hybridfahrzeugs

Im Fall einer P2-Hybridtopologie sind die folgenden Funktionen für die Elektromaschine im Antriebsstrang denkbar.

- Elektrisches Fahren
- Anlassen/Abstellen der Verbrennungskraftmaschine (Start/Stop)
- Beschleunigungsunterstützung
- Rekuperation (generatorischer Betrieb)
- Lastpunktverschiebung

Aus regelungstechnischer Sicht ergeben sich dadurch erweiterte Anforderungen. Dabei ist sowohl eine Drehzahl- als auch eine Momentenregelung im motorischen wie auch im generatorischen Betrieb in Betracht zu ziehen. Bei der P2-Topologie wird somit ein erweiterter Funktionsumfang für die Elektromaschine im Fahrzeug ermöglicht, wodurch sich höhere Anforderungen und ein erweiterter Betriebsbereich für die rotorlagegeberlosen Verfahren ergeben. Rotorlagegeberlose Verfahren sollten dabei das gleiche Anwendungsspektrum der Elektromaschine ermöglichen wie beim Betrieb mit einem Rotorlagegeber. In wieweit ein softwarebasiertes Verfahren ausgebildet werden kann, dass es ermöglicht eine permanenterregte Synchronmaschine im Antriebsstrang mit der Feldorientierten Regelung ohne Rotorlagegeber betreiben zu können, soll in dieser Arbeit untersucht werden. Dabei ist es grundsätzlich auch denkbar die rotorlagegeberlosen Verfahren nicht substituierend, sondern redundant zu einem Rotorlagegeber einzusetzen. Dadurch würden sich Möglichkeiten zur Überwachung und Fehlerdiagnose des Rotorlagegebersignals ergeben. Diese Einsatzmöglichkeit wird in dieser Arbeit aber nicht explizit untersucht, sondern wird implizit unterstellt.

Für die Beantwortung der zuvor beschriebenen Fragestellung wird in Kap. 2 zunächst ein Grundwellenmodell der permanenterregten Synchronmaschine (PSM) eingeführt, woraus

dann die EMK basierten Verfahren für den höheren Drehzahlbereich abgeleitet werden. Neben einem Verfahren, das die Spannungsgleichung nutzt, wird auch ein beobachterbasiertes Verfahren untersucht. Sowohl für die Auswertung des Rotorlagegebers als auch für die rotorlagegeberlosen Verfahren hat sich der Einsatz von Phasenregelschleifen (Phase-Locked Loop (PLL)) für die Drehzahl- und Winkelrekonstruktion bewährt. Aus diesem Grund wird die Auslegung und die Integration der Phasenregelschleife in das rotorlagegeberlose Regelungssystem ebenfalls in diesem Kapitel beschrieben. Abgeschlossen wird das Kapitel mit einer vergleichenden praktischen Untersuchung beider Verfahren. Neuartig dabei ist die direkte und praxisnahe Gegenüberstellung dieser beiden EMK basierten Verfahren. Die beiden Verfahren werden aus unterschiedlichen Ansätzen abgeleitet und dadurch in der bestehenden Literatur häufig separat voneinander untersucht. Eine vergleichende Bewertung der Verfahren unter praxisnahen Aspekten ist dann i. d. R. nicht möglich, da die Verfahren auf unterschiedlichen Systemen und von einander abweichenden Abläufen erprobt werden. Deshalb werden die Verfahren in dieser Arbeit unter vergleichbaren Randbedingungen einander gegenübergestellt und Unterschiede anhand bestimmter Kriterien herausgearbeitet. Für die EMK basierten Verfahren werden rotorlageabhängige Induktivitäten nicht benötigt und werden deshalb in der bestehenden Literatur häufig nicht berücksichtigt. Auch die unterschiedliche Stromabhängigkeit der Längs- und Querinduktivität wird dann i. d. R. vernachlässigt. Welche Auswirkungen diese Modellvereinfachungen auf die untersuchten EMK basierten Verfahren haben, wird in dieser Arbeit ebenfalls dargelegt.

Für die Herleitung von Anisotropie basierten Verfahren ist ein geeignetes Hochfrequenzmodell der PSM notwendig. Dieses wird zu Beginn von Kap. 3 eingeführt. Wie zuvor beschrieben wurde, wird für die Anisotropie basierten Verfahren eine hochfrequente Spannung zusätzlich zur Grundwellenansteuerung eingepreßt. Es wird dabei sowohl die rotierende als auch die alternierende Signalanregung betrachtet. In beiden Fällen ist es erstrebenswert, dass die Grundwellenansteuerung möglichst unbeeinflusst vom HF-Strom bleibt. Gleichzeitig soll die Auswertung des HF-Stroms möglichst nicht von der Grundwellenansteuerung beeinflusst werden. Um die dazu notwendige Entkopplung zwischen Grundwellenstrom und HF-Strom zu ermöglichen, wird in Kap. 3.2.1 eine digitale Frequenzweiche vorgestellt. Welche Auswirkung die Nichtlinearität des Umrichters auf die Einprägung von HF-Strömen hat, wird in Kap. 3.5 untersucht. Dabei wird ein neuartiges Modell zur Beschreibung der Wechselrichterzeit vorgestellt, das die Auswirkung dieser Nichtlinearität sowohl für die rotierende als auch für die alternierende Signaleinprägung beschreibt. Im Anschluss daran wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem die Nichtlinearität kompensiert werden kann. Das Modell und das Resultat der Kompensationsmethode werden anschließend anhand von praktischen Untersuchungen verifiziert.

Wie in Kap. 3 ebenfalls gezeigt wird, kann mit den Anisotropie basierten Verfahren die Rotorlage nur zweideutig ermittelt werden. Um diese Zweideutigkeit aufzulösen, können sog. Startverfahren verwendet werden, die die Rotorlage initial eindeutig bestimmen. Diese Startverfahren werden in Kap. 4 untersucht. Wie noch beschrieben wird, muss der Betrieb der Elektromaschine im Antriebsstrang auch bei einem sich bereits drehenden Rotor gestartet werden können. Wie der Start der rotorlagegeberlosen Regelung bei einem sich bereits drehenden Rotor ermöglicht werden kann, wird ebenfalls in Kap. 4 untersucht. Neu dabei ist, wie ohnehin vorhandene Informationen aus dem Fahrzeugantriebsstrang genutzt werden können, um die bestehenden sog. Startverfahren zu verbessern.

2 Verfahren zur Ermittlung der Rotorlage basierend auf der elektromotorischen Kraft

Grundlegendes Prinzip der EMK basierten Verfahren ist es über die elektrischen Stranggrößen der Maschine (Spannung und Strom) die Phasenlage der EMK zu ermitteln und somit die aktuelle elektrische Rotorposition zu erhalten. Diese wird dann der Feldorientierten Regelung bereitgestellt, um die Ströme abhängig von der Rotorlage einzuregeln. Seit einigen Jahrzehnten werden in dieser Kategorie Verfahren veröffentlicht, die sich bezüglich der Verrechnung der Stranggrößen unterscheiden. Eine mögliche Klassifizierung der EMK-Verfahren ist in Abb. 1.1 dargestellt und wurde in Kap. 1.2 beschrieben. Eine relativ moderne Kategorie bilden dabei die künstlichen neuronalen Netze. Nachteilig bei diesen Verfahren ist, dass sie sehr rechenintensiv sind. Da die notwendige Rechenleistung dieser Verfahren die Leistungsfähigkeit von Seriensteuergeräten auch in absehbarer Zeit um ein Vielfaches übersteigt, würden dadurch erhöhte Kosten entstehen. Ein wesentlicher Aspekt für den Einsatz der rotorlagegeberlosen Regelung im Antriebsstrang ist jedoch die Kostenreduktion durch das Einsparen des Rotorlagegebers. Der Einsatz dieser Verfahren würde somit zu einer Verlagerung der Kosten führen, weshalb diese Verfahrenskategorie in dieser Arbeit nicht weiter untersucht wird.

Eine weitere Kategorie bildet das MRAS-Verfahren. Wie zuvor beschrieben, zeichnet sich das MRAS-Verfahren dadurch aus, dass nicht nur die Rotorlage bzw. die Drehzahl geschätzt werden kann, sondern auch weitere veränderliche Modellparameter wie z. B. die Induktivität oder der Rotorwiderstand identifiziert werden können. Dabei ist es notwendig einen Adaptionalgorithmus zu implementieren, der zum einen die Stabilität des Systems gewährleistet und zum Anderen die Zustandsgrößen des adaptiven Modells auf die Zustandsgrößen des Referenzmodells konvergieren lässt. Die Möglichkeit zur Nachführung von zusätzlichen Modellparametern führt letztendlich zu einer online Parameterschätzung. Dabei werden zusätzliche Gleichungen mit weiteren Systeminformationen genutzt um Parameter über Zusammenhänge von Messgrößen zu identifizieren. Eine Alternative zur online Parameterschätzung ist die vorhergehende Vermessung der Maschine am Prüfstand. Vorhandene Abhängigkeiten, wie z. B. von der Temperatur, können dann über Kennfelder nachgeführt werden. Die Parameteridentifikation von Maschinen bzw. des gesamten Antriebsstrangs stellt einen eigenen komplexen Forschungsbereich da und wird u. A. in [44] und [45] ausführlich behandelt. Es kann davon ausgegangen werden, dass Elektromaschinen für den Einsatz in Großserien umfangreich vermessen sind, sodass die Parameter hinreichend genau bekannt sind. Aus diesem Grund setzen die im Folgenden beschriebenen Verfahren die Kenntnis der richtigen Parameter voraus. Insbesondere für einen praktischen Vergleich der Verfahren untereinander ist es dann notwendig, die gleiche Güte der jeweiligen Parameter zu gewährleisten. Denn um eine Vergleichbarkeit von rotorlagegeberlosen Verfahren herzustellen, ist es nicht zielführend verschiedene Parametersätze oder unterschiedlich genaue Modellierung zu

verwenden, da eine höhere Güte der Parameter bzw. eine detailliertere Modellierung wahrscheinlich auch zu einem anderen Resultat führt. Wie in [46] gezeigt wird, ergibt sich bei einer online Identifikation trotz der zusätzlichen Parameteranpassung nicht notwendigerweise eine Verbesserung gegenüber nichtadaptiven Beobachterstrukturen. In [47] wird in Untersuchungen gezeigt, dass sich mit dem Luenberger-Beobachter gegenüber dem MRAS-Verfahren geringere Fehler erzielen lassen und im unteren Drehzahlbereich weniger Schwingungen zu erwarten sind. Aus den zuvor genannten Gründen wird das MRAS-Verfahren im Folgenden nicht weiter untersucht.

Beim Luenberger-Beobachter besteht das Referenzmodell aus der physischen Maschine selbst. Im Beobachtermodell wird die Maschine nachgebildet und über eine Verstärkungsmatrix werden die Zustandsgrößen nachgeführt. Durch entsprechende Polvorgabe können dann die Zustandsgrößen des Beobachters schneller konvergieren als die der physischen Maschine und stellen als Ausgang die geschätzte Rotorlage zur Verfügung. Es ergibt sich dabei zwischen dem Beobachtermodell und dem Referenzsystem ein Differenzsignal, auf das das Hyperstabilitätskriterium nach Popov angewendet wird. Dadurch kann der Beobachter den Beobachtungsfehler entfernen. Der wesentliche Unterschied zum MRAS-Verfahren besteht darin, dass beim Luenberger-Beobachter die Differenz zwischen gemessenen und geschätzten Größen gebildet wird, wohingegen beim MRAS-Verfahren ein Vergleich zwischen zwei Modellschätzungen gemacht wird.

Der Kalmanfilter unterscheidet sich zum Luenberger-Beobachter insbesondere dadurch, dass er das Rauschen von Messsignalen berücksichtigt. Entscheidend für den vorteilhaften Einsatz des Kalmanfilters ist jedoch eine möglichst genaue Kenntnis über das Messrauschen bzw. über die zu erwartende Messverfälschung. Weiterhin besteht die Forderung, dass das Rauschen mittelwertfrei und unkorreliert ist. Diese Randbedingungen sind auf die Praxis nur bedingt übertragbar. Darüber hinaus wird beim Kalmanfilter prinzipbedingt die Rückführung bei jeder Messwertabtastung neu berechnet, was den Bedarf an Rechenleistung erhöht. In [48] wird des Weiteren gezeigt, dass der Kalmanfilter gegenüber veränderlichen Modellparametern relativ empfindlich ist und sich daraus ein weiterer zusätzlicher Umfang für die Auslegung ergibt. Beim Luenberger-Beobachter werden die stochastischen Störungen nicht explizit mit berücksichtigt, wodurch sich eine einfachere Beobachterstruktur ergibt. Durch eine entsprechende Platzierung der Eigenwerte kann das Rauschen jedoch auch beim Luenberger-Beobachter wirkungsvoll unterdrückt werden (vgl. [49], [50] und [51]).

In diesem Kapitel wird zum einen ein Verfahren beschrieben, das die Statorspannungsgleichung direkt auswertet. Zum Anderen soll ein Verfahren vorgestellt werden, das auf einem Referenzmodell basiert. Ziel ist es, diese beiden unterschiedlichen Verfahrenskategorien an einem gemeinsamen Antriebssystem gegenüberstellen zu können und bewerten zu können. Dabei wird eine möglichst geringe Komplexität bezüglich des Parametrierungsaufwands und der erforderlichen Rechenleistung angestrebt. Verfahren aus diesen Kategorien und mit gleichzeitig geringer Komplexität ergeben sich aufgrund der vorherigen Ausführungen durch den Luenberger-Beobachter und durch die direkte Auswertung der Statorspannungsgleichung. Es hat sich gezeigt, dass es bereits mit diesen kompakten Verfahren möglich ist, zuverlässig Rotorlagesignale im entsprechenden Drehzahlbereich zu ermitteln [11], [52], [9], [53]. Aus [54] und [55] wird deutlich, dass im Wesentlichen die Parametrierung und die Kenntnis der Abhängigkeiten für die Güte der Rotorlageermittlung entscheidend sind.

Aus den zuvor genannten Gründen werden in diesem Kapitel die folgenden EMK-Verfahren näher behandelt.

- Luenberger-Beobachter
- Auswertung der Statorspannungsgleichung

Insbesondere in den letzten Jahren hat die Anzahl der Publikationen zu diesen beiden Verfahren stark zugenommen. Die Verfahren wurden dabei jedoch auf unterschiedlichen Systemen mit unterschiedlichen Randbedingungen vorgestellt und erprobt, sodass eine Vergleichbarkeit bezüglich eventuell bestehender Vor- und Nachteile nur schwer bis nicht möglich ist. Um eine Bewertung ausgewählter Verfahren zu ermöglichen, werden die Verfahren aufbauend auf einem gemeinsamen Modell im Folgenden zunächst analytisch miteinander verglichen. Daraufhin werden die Verfahren unter gleichen Bedingungen auf einem Antriebssystem erprobt, sodass Unterschiede zwischen den Verfahren auch unter praktischen Gesichtspunkten betrachtet werden.

2.1 Grundwellenmodell der permanenterregten Synchronmaschine

Für die Einführung der EMK-Verfahren ist es zielführend zunächst ein Modell der PSM zu betrachten, das das Grundwellenverhalten abbildet. Grundwellenmodelle wie das Folgende werden in der Literatur (z.,B. [56]) oft verwendet. Ausgehend von einer im Sternpunkt verschalteten PSM nach dem Ersatzschaltbild in Abb. 2.1 ergibt sich dazu die Differentialgleichung für die Statorspannungen nach Gl. 2.1.

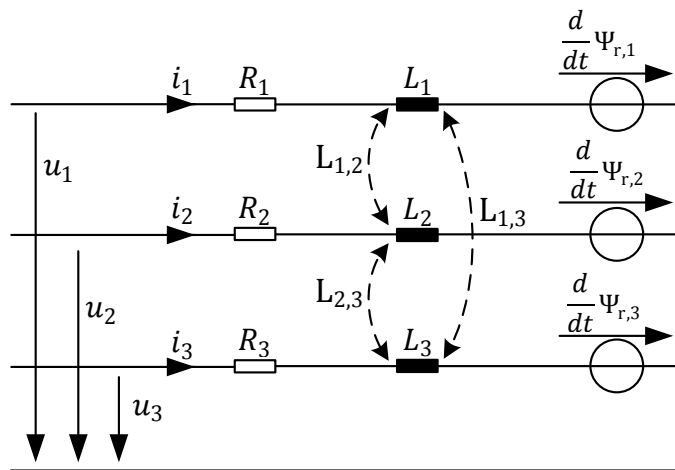


Bild 2.1: Elektrisches Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_1 & L_{1,2} & L_{1,3} \\ L_{1,2} & L_2 & L_{2,3} \\ L_{1,3} & L_{2,3} & L_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r,1} \\ \Psi_{r,2} \\ \Psi_{r,3} \end{pmatrix}$$

$${}_{1,2,3}\vec{u} = {}_{1,2,3}\mathbf{R} \cdot {}_{1,2,3}\vec{i} + \frac{d}{dt} \underbrace{\left({}_{1,2,3}\mathbf{L} \cdot {}_{1,2,3}\vec{i} \right)}_{=\vec{\Psi}_s} + \frac{d}{dt} \left({}_{1,2,3}\vec{\Psi}_r \right) \quad (2.1)$$

In Gl. 2.1 werden in differenzieller Form die Strangspannungen ${}^{1,2,3}\vec{u}$ einer PSM in Abhängigkeit der Strangströme ${}^{1,2,3}\vec{i}$ und der Parameter in einer relativ allgemeingültigen Form beschrieben. Die ohmschen Widerstände sind mit R_x bezeichnet und die Induktivitäten mit L_x , wobei mit L_x die Eigeninduktivität pro Strang x berücksichtigt wird. Die sog. Gegeninduktivitäten oder auch Koppelinduktivitäten zwischen den Phasen werden mit $L_{x,x}$ beschrieben. Die Flussverkettung ${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_r$ wird allein durch die Permanentmagnete des Rotors erzeugt und ${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_s$ nur durch den Strom in den Statorwicklungen. Sättigungseffekte werden zunächst nicht berücksichtigt, sodass sich die beiden Flussverkettungen ${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_s$ und ${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_r$ nach dem Superpositionsprinzip zu einer Gesamtflussverkettung

$${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_g = {}^{1,2,3}\vec{\Psi}_s + {}^{1,2,3}\vec{\Psi}_r \quad (2.2)$$

überlagern. Die Gesamtflussverkettung ergibt sich demnach aus einem Term, der durch den Strangstrom ${}^{1,2,3}\vec{i}$ hervorgerufen wird und einem weiteren Term, der durch den Permanentmagnetfluss des Rotors entsteht. Das bedeutet, dass ein linearer Zusammenhang zwischen Statorstrom und der Entstehung von magnetischen Feldern besteht, wenn Sättigungseffekte des Eisens und Stromverdrängungseffekte vernachlässigt werden. Weiterhin soll ein symmetrischer Aufbau der Maschine für das Grundwellenmodell angenommen werden. Es werden nur die Grundwellen der Stranggrößen betrachtet. Auch Streuflüsse und Reluktanzeffekte werden vernachlässigt. Für oberflächenmontierte Magnete ist diese Annahme i. d. R. zutreffender als für vergrabene Magnete. Dennoch soll diese Vereinfachung zunächst unabhängig vom Rotoraufbau für das Grundwellenmodell uneingeschränkt gültig sein.

Die zuvor getroffenen Annahmen vereinfachen die Beschreibung des Grundwellenmodells erheblich. In wieweit diese Vereinfachungen zulässig sind bzw. welche Abweichungen dadurch bei der Anwendung von EMK basierten Verfahren entstehen, wird im späteren Verlauf des Kapitels untersucht und diskutiert. Zunächst wird aus den zuvor getroffenen Annahmen abgeleitet, dass die Widerstands- und Induktivitätswerte in allen drei Wicklungen gleich groß sind und die drei Phasen um 120° zueinander versetzt sind. Daraus ergeben sich nach Gl. 2.3 und Gl. 2.4 für die einzelnen Stränge gleichgroße und zeitlich konstante Parameter.

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (2.3)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (2.4)$$

Mit der Vereinfachung aus Gl. 2.4 und der weiter unten durchgeführte sog. Clarke-Transformation (vgl. Gl. 2.6) gleichen sich dann die Gegeninduktivitäten aus ([13]), sodass die Matrix ${}^{1,2,3}\mathbf{L}$ auf einen konstanten Parameter L reduziert werden kann (vgl. Gl. 2.7).

Die in dieser Arbeit beschriebenen Modelle und Regelungskonzepte setzen voraus, dass die Summe der drei Strangströme zu jedem Zeitpunkt null ergibt.

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (2.5)$$

Dies ist dann gewährleistet, wenn das dreiphasige Wicklungssystem der Maschine wie nach Abb. 2.1 im Sternpunkt miteinander verschaltet ist und der Sternpunkt nicht angeschlossen ist. Durch Gl. 2.5 können die Raumzeiger in Gl. 2.1 in einer Ebene mit nur noch zwei unabhängigen Variablen beschrieben werden. Die Überführung in das zweiachsige orthogonale $\alpha\beta$ -Koordinatensystem erfolgt nach der sog. Clarke-Transformation durch die Gl. 2.6, wobei x eine Spannungs-, Strom- oder Flussverkettungsgröße repräsentiert.

Dieses Koordinatensystem ist weiterhin statorfest und auf eine Polteilung bezogen.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{M}_{(123 \rightarrow \alpha\beta)} {}^{1,2,3}\vec{x} = {}^{\alpha,\beta}\vec{x} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Aus Gl. 2.1 im 1,2,3-Koordinatensystem folgt mit der Bedingung aus Gl. 2.5 und durch Anwendung der Transformation aus Gl. 2.6 die Gl. 2.7.

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r,\alpha} \\ \Psi_{r,\beta} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Bei der Transformation in Gl. 2.6 handelt es sich um eine amplitudeninvariante Transformation, da die Beträge der Vektoren amplitudengetreu transformiert werden. Wird die elektrische Leistung P_{el} mit dem Produkt aus der Spannung ${}^{\alpha,\beta}\vec{u}$ und dem Strom ${}^{\alpha,\beta}\vec{i}$ berechnet, dann ergibt sich nach Gl. 2.8 ein Skalierungsfaktor von $2/3$.

$$u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = \frac{2}{3} (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) = \frac{2}{3} P_{el} \quad (2.8)$$

Eine detaillierte Beschreibung zur Leistungsberechnung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ist z. B. in [57] zu finden und wird an dieser Stelle nicht weiter vertieft. Um einen definierten Bezug zwischen den 1,2,3-Koordinatensystem und dem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem herzustellen, sei die α -Achse so orientiert, dass sie mit der 1-Achse übereinstimmt (vgl. Abb. 2.3 links).

Wie bereits in Kap. 1.3 erwähnt wurde, soll in dieser Arbeit als etabliertes Regelverfahren die Feldorientierte Regelung verwendet werden. Grundlegendes Konzept dabei ist es, die im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sinusförmigen Größen in Gleichgrößen umzurechnen, um dann mit linearen Reglern die Flussverkettung ${}^{1,2,3}\vec{\Psi}_s$ und das Drehmoment an der Welle M entkoppelt voneinander regeln zu können. Anschließend werden die Reglerausgangsgrößen wieder in umgekehrter Weise in Wechselgrößen zurück transformiert und moduliert an den Wechselrichter weitergegeben. Eine prinzipielle Darstellung dazu ist für ein dreiphasiges Drehstromsystem in Abb. 2.2 dargestellt.

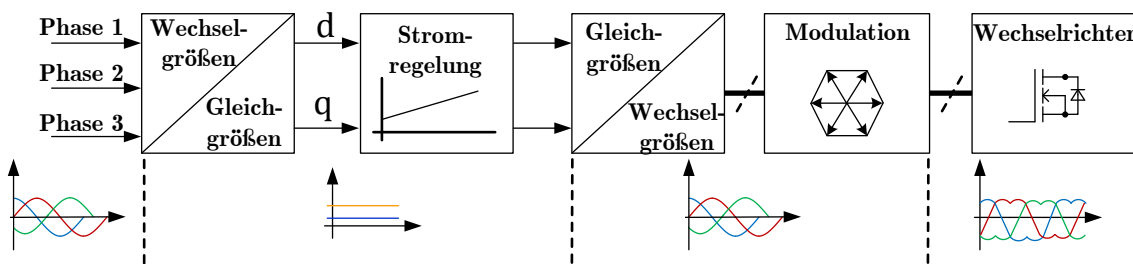


Bild 2.2: Transformationen für die Feldorientierte Regelung in einem dreiphasigen Drehstromsystem

Bezüglich der Modulation sind verschiedene Verfahren wie z. B. die Raumzeigermodulation oder die sog. Addition der 3. Harmonischen denkbar und werden u. A. in [58] näher beschrieben.

Die Komponenten x_α und x_β aus Gl. 2.6 können nach Gl. 2.9 auch als Real- und Imaginärteil einer komplexen Größe interpretiert werden. Über den Zusammenhang

$$\alpha, \beta \underline{x} = x_\alpha + jx_\beta \quad (2.9)$$

$$\alpha, \beta \vec{x} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

lassen sich prinzipiell vektorielle und komplexe Größen im statorfesten Koordinatensystem ineinander überführen.

Mit der Gl. 2.9 erfolgt die komplexe Darstellung der Gl. 2.7 zu

$$\alpha, \beta \underline{u} = R \alpha, \beta \underline{i} + L \frac{d}{dt} \alpha, \beta \underline{i} + \frac{d}{dt} \alpha, \beta \underline{\Psi}_r. \quad (2.11)$$

Da die Rotorflussverkettung $\alpha, \beta \vec{\Psi}_r$ fest mit der Rotorlage verbunden ist, muss dieser um den Verdrehwinkel zwischen Rotor und Stator mit dem Drehoperator $e^{j\gamma}$ gegen das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem verdreht werden (vgl. Abb. 2.3).

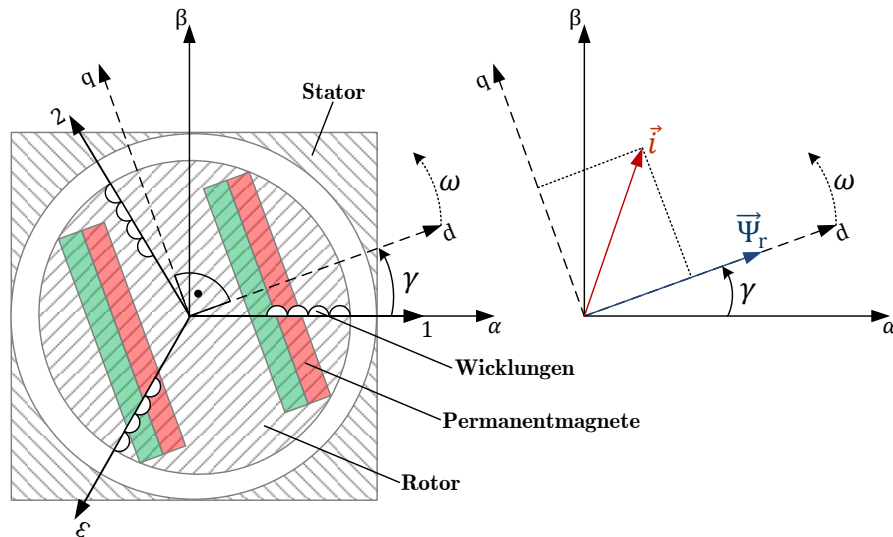


Bild 2.3: Statorfestes und rotorfestes Koordinatensystem bei einer PSM mit einem Polpaar

In komplexer Schreibweise ergibt sich die Rotorflussverkettung zu

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_r = \Psi_r e^{j\gamma}. \quad (2.12)$$

Zusammen mit der Anzahl der Polpaare p lässt sich die mechanische Kreisfrequenz ω_m und die elektrische Kreisfrequenz ω nach Gl. 2.13 berechnen.

$$\omega_m = \frac{\omega}{p} = \frac{1}{p} \frac{d}{dt} \gamma \quad (2.13)$$

Aus Gl. 2.11 und Gl. 2.12 folgt dann

$$\alpha, \beta \underline{u} = R \alpha, \beta \underline{i} + L \frac{d}{dt} \alpha, \beta \underline{i} + \underbrace{j \Psi_r \omega e^{j\gamma}}_{= \alpha, \beta \underline{u}_{emk}} \quad (2.14)$$

Die beiden ersten Terme auf der rechten Seite in Gl. 2.14 sind vom Strom abhängig, während der letzte Term von der Rotorflussverkettung und der Relativbewegung zwischen Rotor und Stator abhängt. Dieser ist somit proportional zur Kreisfrequenz ω und beschreibt die induzierte Spannung bzw. die elektromotorische Kraft (EMK) $^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{emk}}$. Die Abhängigkeit dieses Terms vom Rotorlagewinkel γ wird von den EMK-Verfahren genutzt.

Um die Wechselgrößen in Gl. 2.14 in Gleichgrößen zu transformieren, werden sie in ein Koordinatensystem überführt, das sich rotorfest und damit drehzahlsynchron gegenüber dem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem dreht. Im stationären Zustand sind dann Spannungen und Ströme Gleichgrößen, wodurch der Einsatz von linearen Reglern ermöglicht wird. Dieses sog. dq-Koordinatensystem wird so ausgerichtet, dass die Rotorflussverkettung $\underline{\Psi}_r$ in Richtung der d-Achse liegt, wodurch die Rotorflussverkettung nur noch eine Realkomponente Ψ_r hat (vgl. Abb. 2.3 rechts). Um die Gl. 2.14 in das dq-Koordinatensystem zu überführen, wird die gesamte Gleichung mit dem Drehoperator $e^{-j\gamma}$ multipliziert. Daraus folgt dann

$$\begin{aligned} {}^{d,q}\underline{u} &= {}^{\alpha,\beta}\underline{u} e^{-j\gamma} \\ &= R {}^{d,q}\underline{i} + L \frac{d}{dt} {}^{d,q}\underline{i} + j\omega (L {}^{d,q}\underline{i} + \Psi_r). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Mit den komplexen Strom- und Spannungsraumzeigern

$${}^{d,q}\underline{u} = u_d + j u_q \quad (2.16)$$

$${}^{d,q}\underline{i} = i_d + j i_q \quad (2.17)$$

ergeben sich durch Aufteilung in Real- und Imaginärteil die Gleichungen für die d- und q-Komponente nach Gl. 2.18 und Gl. 2.19.

$$u_d = R i_d + L \frac{d}{dt} i_d - \omega L i_q \quad (2.18)$$

$$u_q = R i_q + L \frac{d}{dt} i_q + \omega (L i_d + \Psi_r) \quad (2.19)$$

Auch im rotorfesten Koordinatensystem lassen sich komplexe und vektorielle Größen über den Zusammenhang

$${}^{d,q}\underline{x} = x_d + j x_q \quad (2.20)$$

$${}^{d,q}\vec{x} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

ineinander überführen. Die Gl. 2.18 und Gl. 2.19 bilden das elektrische Grundwellenmodell der PSM im dq-Koordinatensystem. Neben der elektrischen Betrachtung ist für ein vollständiges Modell noch das mechanische Verhalten zu beschreiben. Dabei kann das Drehmoment M über die Luftspaltleistung P_Ψ und die mechanische Leistung P_m beschrieben werden. Die Luftspaltleistung ergibt sich aus der gesamten elektrischen Leistung abzüglich der Verluste und wird vollständig in mechanische Leistung umgesetzt. Analog zu Gl. 2.8 ist auch bei der Leistungsbetrachtung im dq-System ein Skalierungsfaktor notwendig.

Entsprechend ergibt sich folgender Zusammenhang.

$$P_m = P_\Psi$$

$$\frac{\omega}{p} M = \frac{3}{2} (-\omega L i_q i_d + \omega(L i_d + \Psi_r) i_q) \quad (2.22)$$

Aus Gl. 2.22 folgt für das Drehmoment

$$M = \frac{3}{2} p \Psi_r i_q. \quad (2.23)$$

Eine detaillierte Herleitung der Momentengleichung ist in der gängigen Literatur z. B. in [57] oder in [59] zu finden. Die Drehmomentgleichung 2.23 zeigt eine reine Abhängigkeit von i_q . Das zeigt, dass im Grundwellenmodell nur die Lorentzkraft zur Momentenbildung beiträgt und das Reluktanzmoment durch die Bedingung in Gl. 2.4 vernachlässigt wird. Für das vollständige mechanische Verhalten fehlt noch die Verknüpfung zwischen dem erzeugten Drehmoment M und der Kreisfrequenz ω_m . Dies kann über die folgende Beziehung ausgedrückt werden.

$$M - M_L = J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (2.24)$$

Mit: M_L : Lastmoment (inkl.Reibung)

J : Rotor-Trägheitsmoment

Die Statorspannungsgleichungen (Gl. 2.18 und Gl. 2.19) zusammen mit der Drehmomentengleichung (Gl. 2.23) und den Bewegungsgleichungen (Gl. 2.13 und Gl. 2.24) bilden in diesem Kapitel die Grundlage für das Streckenmodell der Maschine. Auf diesem Modell bauen in den folgenden Abschnitten die EMK basierten Verfahren zur Rotorlageermittlung auf. In Abb. 2.4 ist das Grundwellenmodell der PSM in einem Blockschaltbild (BSB) abgebildet. Darin wird der Zusammenhang zwischen den Systemparametern, Zustandsgrößen und der Rotorlage innerhalb der Regelstrecke verdeutlicht.

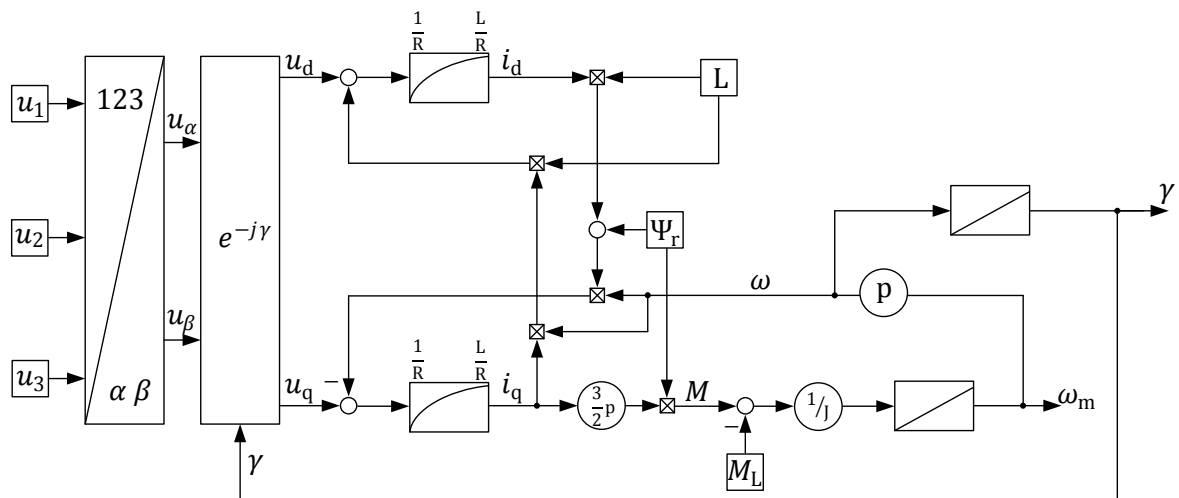


Bild 2.4: Elektrisches und mechanisches Blockschaltbild des Grundwellenmodells

2.2 Aufbau des Antriebssystems

Die Feldorientierte Regelung leitet sich aus der in Kap. 1.3 beschriebenen kaskadierten Regelungsstruktur ab (vgl. Abb. 1.3) und ist in Abb. 2.5 als Blockschaltbild dargestellt. Umfangreiche Ausführungen zum Betrieb einer E-Maschine im Antriebsstrang von Fahrzeugen sind u. A. in [60] oder in [61] zu finden und werden deshalb im Folgenden nur in grundlegender Weise beschrieben.

In der äußersten Regelschleife arbeitet die Drehzahlregelung und übergibt als Stellgröße einen Momentensollwert M_ω^* . Der Drehzahlregler ist dabei nach dem sog. Symmetrischen Optimum (vgl. [56]) ausgelegt. Abhängig von den Anforderungen an den Antriebsstrang wird in den meisten Fällen jedoch keine Drehzahl vorgegeben, sondern stattdessen direkt ein Sollmoment M_D^* von der E-Maschine angefordert. Aus Gl. 2.23 geht hervor, dass das Drehmoment proportional zum q-Strom ist. Entsprechend wird das Drehmoment M in einem definiertem Zusammenhang über einen q-Sollstrom i_q^* beeinflusst. Mit dem d-Sollstrom i_d^* wird die Gesamtflussverkettung $\vec{\Psi}_g$ beeinflusst (vgl. Gl. 2.19). Beispielsweise kann über einen negativen d-Strom durch Feldschwächung die Amplitude der induzierten Spannung $^{\alpha,\beta}u_{emk}$ reduziert werden. Dadurch ergibt sich der sog. Feldschwächbereich, in dem die PSM bei gegebener Spannungsgrenze des Umrichters mit höheren Drehzahlen betrieben werden kann. Wie in Kap. 3.1 noch beschrieben wird, kann bei entsprechendem Maschinendesign über den d-Strom zusätzlich noch das Reluktanzmoment einer PSM genutzt werden. Es ergeben sich also abhängig vom Maschinendesign und dem aktuellen Betriebsbereich unterschiedliche Arbeitspunkte für den Soll-Stromraumzeiger $^{d,q}\vec{i}^*$. Entsprechend wird über zuvor ermittelte Kennfelder aus dem Momentensollwert der dafür notwendige Soll-Stromraumzeiger $^{d,q}\vec{i}^*$ abgeleitet. Der Soll-Stromraumzeiger wird dann von den Stromreglern zu dem Stromraumzeiger $^{d,q}\vec{i}$ eingeregelt. Die Stromregler sind nach dem sog. Betragsoptimum (vgl. [62]) ausgelegt und geben Sollspannungswerte im dq - Koordinatensystem alle $100 \mu s$ aus. Diese werden dann in das ständerfeste $\alpha\beta$ -Koordinatensystem (u_α^* und u_β^*) zurück transformiert. Diese Spannungssollwerte werden dann entsprechend moduliert und an den Wechselrichter in Form von Ein- und Ausschaltzeiten für die MOSFET-Leistungshalbleiter mit einer Frequenz von 20 kHz weitergegeben. Die Modulationsverfahren von Spannungssollwerten und die entsprechende Ansteuerung von Wechselrichtern werden in der Literatur (z. B. [57], [63]) bereits ausführlich beschrieben und werden deshalb an dieser Stelle nicht weiter vertieft. Der Wechselrichter erzeugt über die Zwischenkreisspannung U_{zk} eine Klemmenspannung an der PSM, die einen entsprechenden Stromfluss in den Phasenleitungen zufolge hat. Dieser Strom wird gemessen und über eine Analog-Digital Wandlung mit einer Abtastrate von 40 kHz gemittelt. Im 10 kHz-Takt wird der gemittelte Stromwert der Regelungsstruktur zur Verfügung gestellt.

Aus Gl. 2.18 und Gl. 2.19 geht hervor, dass i_d und i_q miteinander verkoppelt sind. Diese Verkoppelung kann mit einer Vorsteuerung der Spannung durch

$$u_{St,d} = -\omega L i_q \quad (2.25)$$

$$u_{St,q} = \omega(L i_d + \Psi_r) \quad (2.26)$$

aufgehoben werden. Die Rotorlage wird nach Abb. 2.5 mit einem Rotorlagegeber ermittelt, wie er z. B. in Kap. 1.2 beschrieben wird. Aus der Rotorlage wird über die zeitliche Ableitung der Drehzahlwert ermittelt. Die direkte Transformation vom (1,2,3) - Koordinatensystem in das d,q -Koordinatensystem erfolgt über die amplitudeninvariante Park-

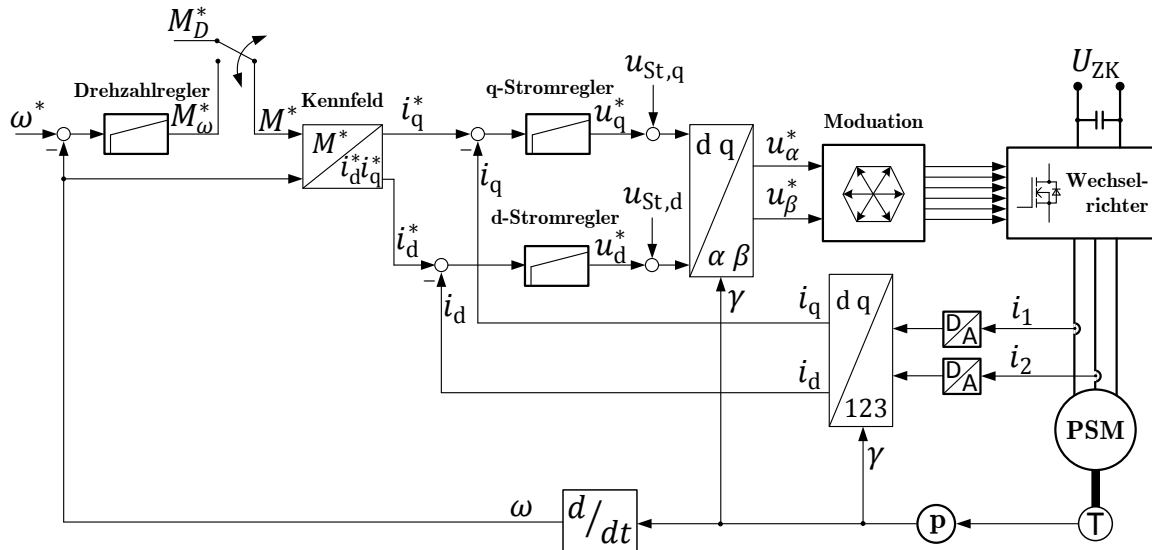


Bild 2.5: Blockschaltbild des entkoppelten Antriebssystems mit der Feldorientierten Regelung und mit Rotorlagegeber

Transformation nach Gl. 2.27, wobei aufgrund der Sternschaltung nach Gl. 2.5 für die sich ergebende Stromkomponente $i_0 = 0$ gilt.

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (2/3) \cos(\gamma) & (2/3) \cos(\gamma - \frac{2}{3}\pi) & (2/3) \cos(\gamma - \frac{4}{3}\pi) \\ (-2/3) \sin(\gamma) & (-2/3) \sin(\gamma - \frac{2}{3}\pi) & (-2/3) \sin(\gamma - \frac{4}{3}\pi) \\ (1/3) & (1/3) & (1/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \\ = \mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}^{1,2,3} \vec{x} = {}^{d,q} \vec{x} \quad (2.27)$$

Die Transformation der Soll-Spannungen vom dq - Koordinatensystem in das $\alpha\beta$ - Koordinatensystem erfolgt nach Gl. 2.28.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \\ = \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)}^{-1} {}^{d,q} \vec{x} = {}^{\alpha,\beta} \vec{x} \quad (2.28)$$

Die PSM, die in dieser Arbeit für die Versuche als Prüflingsmaschine genutzt wird, hat ein ausgeprägtes Reluktanzverhalten. Dieses wird im Grundwellenmodell jedoch zunächst bewusst nicht berücksichtigt, um die Auswirkungen durch eine Vernachlässigung des Reluktanzverhaltens auf die hier betrachteten EMK-Verfahren herauszustellen. Später wird das Grundwellenmodell dann in entsprechender Weise erweitert, um die daraus resultierenden Verbesserungen für die Rotorlageschätzung festzustellen. Die PSM wird für die praktischen Untersuchungen an einem Prüfstand betrieben, wodurch die PSM abtriebsseitig mit einer Lastmaschine gekoppelt wird. Mit der Lastmaschine bzw. mit dem Prüfstand können bezüglich des Drehmoments und der Drehzahl mindestens die Prüflingswerte erreicht werden (vgl. Tab. 2.1). Dieser Aufbau wird nicht nur für die praktischen Untersuchungen in diesem Kapitel verwendet, sondern auch für alle weiteren praktischen Untersuchungen in dieser Arbeit.

Größe	Wert
Nennleistung	10 kW
mech. Maximaldrehzahl	12.000 U/min
Maximaldrehmoment	30 Nm
Polpaarzahl	4
Max. Stromamplitude pro Phase	366 A
Nenn-Zwischenkreisspannung	48 V
Rotormassenträgheitsmoment	2,515e-3 kg m ²

Tabelle 2.1: Auszug der Auslegungsdaten der verwendeten Prüflingsmaschine

2.3 Analyse bekannter rotorlagegeberloser Verfahren basierend auf der Spannungsgleichung

Die im Folgenden vorgestellten Verfahren werten die Spannungsgleichung (vgl. Gl. 2.14) in $\alpha\beta$ -Koordinaten auf unterschiedliche Weise aus. Es wurde gezeigt, dass im Grundwellenmodell nur der Spannungsterm ${}^{\alpha\beta}\underline{u}_{\text{emk}}$ über den Zusammenhang

$${}^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{emk}} = j \Psi_r \omega e^{j\gamma} \quad (2.29)$$

eine Information über die Rotorlage enthält. Da die Spannung ${}^{\alpha\beta}\underline{u}_{\text{emk}}$ nicht direkt gemessen werden kann, ist es das Ziel mit den Größen ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}$ und ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}$ durch Auswertung des Grundwellenmodells die Phasenlage der so geschätzten EMK ($\arg({}^{\alpha\beta}\hat{u}_{\text{emk}})$) zu ermitteln. Mit der Gl. 2.29 kann daraus wiederum die Rotorlage $\hat{\gamma}$ geschätzt werden. In Abb. 2.6 wird das Blockschaltbild der Antriebsregelung ohne Rotorlagegeber analog zu Abb. 2.5 dargestellt. Der Phasenstrom ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}$ wird für die Stromregelung ohnehin gemessen, sodass diese Information ohne zusätzlichen Aufwand für die EMK-Verfahren verfügbar ist. Eine Phasenspannungsmessung ist für das Antriebssystem i. d. R. nicht vorgesehen und wäre bei der Anforderung an eine galvanische Trennung auch mit erheblichem Zusatzaufwand verbunden. Weiterhin liegt nicht die Spannungsgrundwelle an den Klemmen an, sondern die gepulste Zwischenkreisspannung. Eine Spannungsmessung müsste eine sehr hohe Bandbreite aufweisen, um die rechteckförmigen Spannungssignale in ausreichender Auflösung abtasten zu können. Weiterhin wäre die Rekonstruktion der Spannungsgrundwelle aus den gepulsten Signalen mit weiterem Modellierungsaufwand verbunden. Aufgrund der zuvor genannten Gründe, ist es effizienter die Sollspannungen ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}^*$ aus den Stromreglerausgängen als Spannungsinformation zu nutzen. Um den Einfluss des Wechselrichters zu rekonstruieren, kann ein entsprechendes Modell des Wechselrichters eingeführt werden. Umfangreiche Modellierungsmöglichkeiten für verschiedene Wechselrichter sind in der Literatur z. B. in [64] oder [65] ausführlich beschrieben und werden hier nicht weiter behandelt. Im Wechselrichter wird das Einschalten der Halbleiter pro Halbbrücke um die sog. Zweigverriegelungszeit oder auch Totzeit verzögert, damit ein Kurzschluss der Zwischenkreisspannung U_{zk} vermieden wird. In [66] wird gezeigt, dass diese Totzeit einen wesentlichen Einfluss auf die Rotorlagegeberlosen Verfahren haben kann. Wie dieser nichtlineare Einfluss im Wechselrichtermodell berücksichtigt werden kann, wird in Kap. 3.5 näher behandelt.

Neben der Spannung und dem Strom müssen die Parameter R und L in ausreichender Genauigkeit bekannt sein. Während der ohmsche Widerstand R zur Laufzeit im Wesentlichen

rend auswerten. Wird der Strom nicht deutlich überabgetastet, dann muss in der Regel eine zusätzliche Tiefpassfilterung vorgesehen werden. Diese nimmt wiederum Einfluss auf die Phasenlage der so ermittelten Größe und beeinträchtigt ggf. die maximal mögliche Dynamik des Systems.

Alternativ dazu kann über eine Integration die Rotorflussverkettung ${}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_r$ berechnet werden. Aus Gl. 2.11 folgt durch Umstellung und Integration die Gl. 2.31 mit der Integrationskonstanten $\underline{\Psi}_{g(t=0)}$.

$${}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_r = \int ({}^{\alpha,\beta}\underline{u} - R {}^{\alpha,\beta}\underline{i}) dt + {}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_{g(t=0)} - L {}^{\alpha,\beta}\underline{i} \quad (2.31)$$

Aus Gl. 2.31 lässt sich das Blockschaltbild nach Abb. 2.7 darstellen.

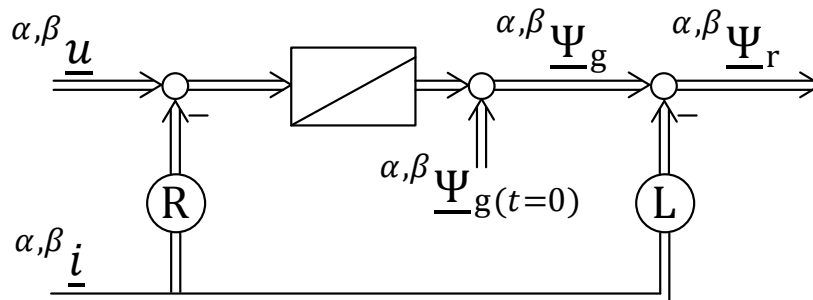


Bild 2.7: Blockschaltbild zur Berechnung der Rotorflussverkettung durch Integration des Stroms

Direkt ersichtlich bei dieser Methode ist, dass eine offene Integration vorliegt. Die Größen ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}$ und ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}$ bilden das Eingangssignal des Integrators. Bei der Strommessung kann es z. B. durch Offset- und Driftfehler zu einem Gleichanteil in der Strommessung kommen. Werden als Spannungssignale die Ausgänge der Stromregler verwendet, können diese z. B. durch Kompensation von Asymmetrien oder Nichtlinearitäten ebenfalls einen Gleichanteil aufweisen. Weisen die Eingangssignale des Integrators einen Gleichanteil auf, würde die Integrationsvariable bei einer realen Umsetzung auf einem Prozessor in eine Begrenzung laufen bzw. zu einem Überlauf führen.

Ein weiteres Problem ergibt sich durch die Integrationskonstante ${}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_{g(t=0)}$. Diese Integrationskonstante entspricht der Rotorflussverkettung der Permanentmagnete zum Startzeitpunkt¹. Sowohl die Phasenlage als auch der Betrag von ${}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_{g(t=0)}$ müssen also für eine Umsetzung der Methode bekannt sein. In der Literatur zur Rotorlagegeberlosen Regelung (u.A. in [9], [67], [13] oder [11]) sind zahlreiche Lösungen der zuvor genannten Probleme vorgestellt worden. Eine sehr kompakte Variante mit geringem Parametrierungsaufwand wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

2.3.2 Modifizierte Integration der elektromotorischen Kraft

Durch eine proportionale Rückführung des Integratorausgangs wird ein u. U. vorhandener Gleichanteil am Eingang des Integrators kompensiert, wodurch die zuvor beschriebene Problematik der offenen Integration gelöst wird (vgl. Abb. 2.8). Die Rückführung erfolgt über den Faktor K_p . Die modifizierte Integration der EMK wird mit Gl. 2.32 und Gl. 2.33 beschrieben.

¹Mit: ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{t=0} = 0$ und ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}_{t=0} = 0$

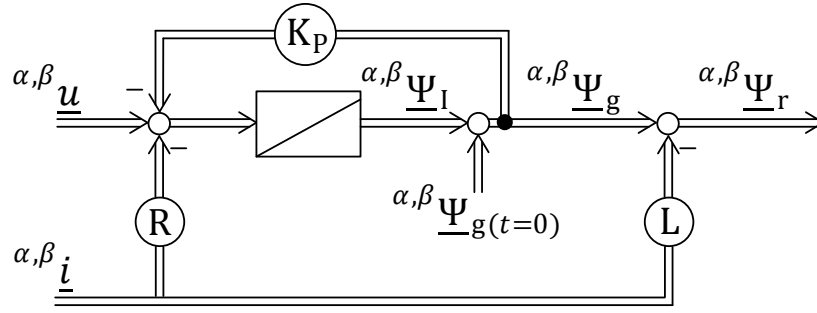


Bild 2.8: Blockschaltbild zur Berechnung der Rotorflussverkettung durch Integration mit proportionaler Rückführung

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_I = \int (\alpha, \beta \underline{u} - R \alpha, \beta \underline{i} - K_p \alpha, \beta \underline{\Psi}_g) dt \quad (2.32)$$

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_r = \alpha, \beta \underline{\Psi}_I + \alpha, \beta \underline{\Psi}_{g(t=0)} - L \alpha, \beta \underline{i} \quad (2.33)$$

Die Größe am Integratorausgang $\alpha, \beta \underline{\Psi}_I$ entspricht dabei nicht einer Größe die physikalisch zugeordnet werden kann, sondern dient nur als formale Zwischengröße. Die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich (oder auch Bildbereich) kann über die Laplacetransformation (vgl. [68]) bestimmt werden und ergibt sich zu Gl. 2.34.

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_r = \underbrace{\frac{1}{s + K_p}}_{\text{PT1-Glied}} (\alpha, \beta \underline{u} - R \alpha, \beta \underline{i}) + \underbrace{\frac{s}{s + K_p}}_{\text{DT1-Glied}} \alpha, \beta \underline{\Psi}_{g(t=0)} - L \alpha, \beta \underline{i} \quad (2.34)$$

$$\text{Mit: } s = \sigma + j\omega$$

Mit

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_{g(t=0)} = \text{konst.}$$

folgt

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_r = \frac{1}{s + K_p} (\alpha, \beta \underline{u} - R \alpha, \beta \underline{i}) - L \alpha, \beta \underline{i} \quad (2.35)$$

Aus Gl. 2.35 ergeben sich die α und β Komponente der Rotorflussverkettung nach Gl. 2.36 und Gl. 2.37.

$$\Psi_{r,\alpha} = \int (u_\alpha - R i_\alpha - K_p \Psi_{I,\alpha}) dt - L i_\alpha \quad (2.36)$$

$$\Psi_{r,\beta} = \int (u_\beta - R i_\beta - K_p \Psi_{I,\beta}) dt - L i_\beta \quad (2.37)$$

In Gl. 2.35 wird ein Vektor beschrieben, der durch Auswertung der Phasenlage zur Rekonstruktion des Rotorwinkels genutzt werden kann (vgl. Kap. 2.4). In Gl. 2.35 ist zu erkennen, dass der Einfluss der Integrationskonstante $\alpha, \beta \underline{\Psi}_{g(t=0)}$ über das DT1-Glied herausgefiltert wird, und muss nun entsprechend nicht mehr bekannt sein, um $\alpha, \beta \underline{\Psi}_r$ zu berechnen. Daraus wird deutlich, dass bei einer offenen Integration die Gleichanteile eine sehr hohe Verstärkung erfahren würden, während sie bei der proportionalen Rückführung gedämpft werden. Durch die proportionale Rückführung ergibt sich nach Gl. 2.35 eine PT1 Übertragungsfunktion. Dabei ist zu erkennen, dass das eigentliche Übertragungsverhalten der offenen Integration für Frequenzen oberhalb der Knickfrequenz gut abgebildet wird. Für Frequenzen

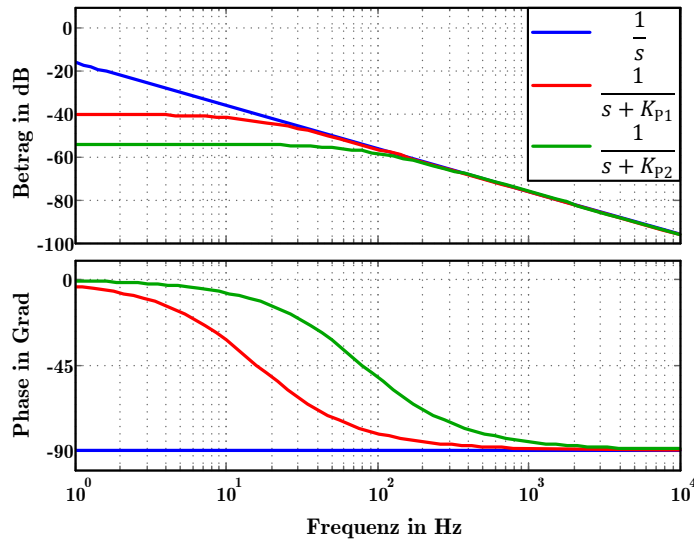


Bild 2.9: Übertragungsverhalten der offenen Integration und der proportionalen Rückführung mit $K_{p1} = 2\pi * 10Hz$ und $K_{p2} = 2\pi * 80Hz$

unterhalb der Knickfrequenz ergeben sich im Vergleich zur offenen Integration jedoch eine Phasenverschiebung und eine zusätzliche Dämpfung. Die Phasenverschiebung kann durch die Berechnung des Phasengangs über Gl. 2.38 berücksichtigt werden.

$$\varphi_{PT1} = -\arctan\left(\frac{\omega}{K_p}\right) \tag{2.38}$$

Durch einen höheren Rückföhrfaktor K_p wird der grundfrequente Anteil stärker gedämpft, während hochfrequentes Messrauschen gleichbleibend gedämpft wird. Dadurch ergibt sich mit steigendem Rückföhrfaktor K_p auch ein ungünstigeres Signal-Rauschverhältnis. Bezöglich der Parametrierung muss hier eine Kompromissfindung zwischen einer guten Unterdröckung der Gleichanteile und einer möglichst minimalen Dämpfung des grundfrequenten Anteils gefunden werden. Das Optimum ist systemabhöngig und wird u. A. durch das Rauschen, dem Gleichanteil in den Messgröößen und der niedrigsten Drehzahl, bei der das EMK Verfahren noch eingesetzt werden soll, bestimmt.

Als Alternative zu der proportionalen Rückföhrung ist die Rückföhrung über ein PI-Glied bekannt [9]. Dabei ist zu beachten, dass durch das Einbringen eines zweiten I-Glieds ein eigenes schwingungsföhiges System erzeugt wird. Dies föhrt dann zu einer aufwendigeren Parametrierung, da die Resonanzfrequenz und eine entsprechende Dämpfung beröcksichtigt werden müssen. Eine weitere Möglichkeit ist die Rückföhrung der berechneten Rotorflussverkettung ${}^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_r$, wodurch der Term $(L^{\alpha,\beta}\dot{i})$ ebenfalls über einen Hochpass gefiltert wird. Motivation föhrt die Modifikation der offenen Integration ist die Unterdröckung der Gleichanteile. Charakteristischer Unterschied zwischen verschiedenen Modifikationsarten bzw. der verschiedenen EMK-Verfahren, ist das unterschiedliche Übertragungsverhalten. Das wesentliche Kriterium föhrt die Auslegung der freien Parameter bleibt die Kompromissfindung zwischen einer guten Unterdröckung der Gleichanteile und einer minimalen Dämpfung der Grundwellenfrequenz. Es wurde beschrieben, dass das Optimum auch vom jeweiligen Messsystem abhöngig ist, sodass die Parametrierung oft nach empirischen Methoden erfolgen muss. Dabei versprechen Verfahren mit einer geringeren Anzahl an freien Parametern einen vereinfachten Optimierungsprozess. Die proportionale Rückföhrung ist somit vorteilhaft, da

sie mit nur einem freien Parameter, sehr kompakt ist. Bei komplexeren Verfahren, die ein schwingungsfähiges System bilden, muss darüber hinaus die Stabilität sichergestellt werden. Zusätzlich erhöht sich die erforderliche Prozessorleistung.

Wie zuvor erwähnt, haben die EMK-Verfahren eine minimale Drehzahl, ab der sie erst eingesetzt werden können. Es wurde dargelegt, dass diese Grenze im Wesentlichen von der Güte der Parameter R und L bestimmt wird, sodass durch ein komplexeres Übertragungsverhalten keine Vorteile in Form einer Ausweitung der minimalen Drehzahlgrenze zu erwarten sind. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass wenn Spannung und Strom durch Parameterabweichungen bereits ungenau bewertet werden, kann das durch ein beliebiges Übertragungsverhalten nicht kompensiert werden. Aus den genannten Gründen ist die proportionale Rückführung ein kompaktes und vielversprechendes Verfahren und wird im Weiteren weiter verfolgt.

2.3.3 Berechnung der elektromotorischen Kraft mit dem Luenberger - Beobachter

Grundprinzip des Zustandsbeobachters nach David Luenberger ([69], [56]), ist die Angleichung der Zustandsgrößen des Modells an die realen Zustandsgrößen. Dies geschieht durch die Parallelschaltung der realen Strecke zum Streckenmodell. Dabei werden sowohl die Eingangsgrößen als auch die Ausgangsgrößen der Strecke verwendet. In Abb. 2.10 ist

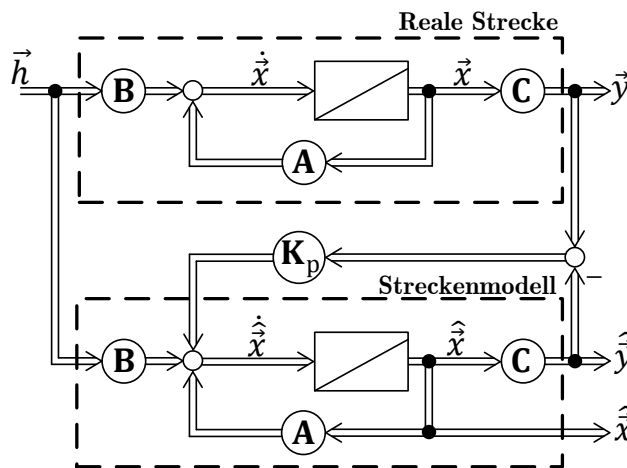


Bild 2.10: Allgemeines Blockschaltbild des Beobachters nach Luenberger

das Blockschaltbild des Luenberger-Beobachters dargestellt. Das Streckenmodell wird mit der gleichen Eingangsgröße \vec{h} angesteuert wie die reale Strecke. Sind Unterschiede zwischen dem realen System und dem Modell vorhanden, dann ergibt sich eine Abweichung $\Delta\vec{y}$ zwischen dem Ausgang der realen Strecke \vec{y} und dem Ausgang des Modells $\hat{\vec{y}}$. Über die Rückführmatrix \mathbf{K}_p wird die Abweichung auf das Streckenmodell so zurückgeführt, dass die beobachteten Zustände in Richtung der realen Zustände konvergieren. Ziel beim Entwurf der Rückführmatrix ist es, dass die Abweichung möglichst schnell einschwingt. Die reale Strecke nach Abb. 2.10 wird in der Zustandsraumdarstellung mit Gl. 2.39 und Gl. 2.40 beschrieben.

$$\dot{\vec{x}} = \mathbf{A} \vec{x} + \mathbf{B} \vec{h} \tag{2.39}$$

$$\vec{y} = \mathbf{C} \vec{x}(t) \tag{2.40}$$

Für das Streckenmodell ergibt sich mit der Fehlerrückführung die Gl. 2.41 und die Gl. 2.42.

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A} \hat{x} + \mathbf{B} \vec{h} + \mathbf{K}_p (\vec{y} - \hat{y}) \quad (2.41)$$

$$\hat{y} = \mathbf{C} \hat{x} \quad (2.42)$$

Durch weiteres Zusammenfassen von Gl. 2.41 und Gl. 2.40 ergibt sich für $\dot{\hat{x}}(t)$ die Gl. 2.43.

$$\dot{\hat{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C}) \hat{x} + \mathbf{B} \vec{h} + \mathbf{K}_p \vec{y} \quad (2.43)$$

Um den Entwurf der Rückführung \mathbf{K}_p für die Konvergenz des Beobachters zu beschreiben, wird der Beobachterfehler $\Delta \vec{x}$ definiert als

$$\Delta \vec{x} = \vec{x} - \hat{x}. \quad (2.44)$$

Für die zeitliche Ableitung der Abweichung $\Delta \vec{x}$ ergibt sich dann

$$\Delta \dot{\vec{x}} = \dot{\vec{x}} - \dot{\hat{x}} \quad (2.45)$$

$$= \mathbf{A} \vec{x}(t) + \mathbf{B} \vec{h} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C}) \hat{x} + \mathbf{B} \vec{h} + \mathbf{K}_p \vec{y} \quad (2.46)$$

$$= (\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C}) (\vec{x} - \hat{x}) \quad (2.47)$$

$$= (\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C}) \Delta \vec{x}. \quad (2.48)$$

Damit die beobachteten Zustände in Richtung der realen Zustände konvergieren, muss Gl. 2.49 gelten.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\Delta \vec{x}| = 0 \quad (2.49)$$

Die Gl. 2.49 wird erfüllt, wenn die Eigenwerte der Matrix $(\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C})$ einen negativen Realteil aufweisen, also möglichst weit links in der komplexen Ebene platziert werden. Die Eigenwerte ergeben sich dabei aus den Nullstellen der Determinante nach Gl. 2.50.

$$\det(\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C}) = 0 \quad (2.50)$$

Dadurch wird das System asymptotisch stabil und die Abweichung klingt ab. Je weiter links in der komplexen Ebene die Eigenwerte platziert werden, desto schneller klingt die Abweichung ab. Ziel ist es, dass das Streckenmodell schneller einschwingt als das reale System. Das Übertragungsverhalten des Streckenmodells muss also schneller sein als das der realen Strecke. Das wird dann erreicht, wenn die Rückführung so gewählt wird, dass die Eigenwerte von $(\mathbf{A} - \mathbf{K}_p \mathbf{C})$ linksseitig von \mathbf{A} und rechtsseitig der halben Abtastfrequenz liegen. Je weiter die Eigenwerte nach links verschoben werden, desto größer wird die Verstärkung. Dadurch wird ebenfalls das Rauschen der Messgröße y im System verstärkt. Ähnlich wie bei der modifizierten Integration ergibt sich hier dann eine Kompromissfindung bei der Polvorgabe zwischen einem möglichst schnellen Abklingen der Parameterabweichung und der Rauschunterdrückung. Dies wird zum einen von der Dynamik des Systems bestimmt und zum anderen vom Rauschanteil der Messung beeinflusst.

An dieser Stelle unterscheidet sich der Luenberger-Beobachter vom Kalmanfilter dahingehend, dass beim Kalmanfilter die Pole nicht frei wählbar sind. Beim Kalmanfilter werden für die Berechnung der Rückführmatrix u. A. die Varianzen der Rauschsignale berücksichtigt, um so das Messrauschen und Systemrauschen zu unterdrücken.

Bisher wurde das Grundprinzip des Luenberger-Beobachters in der allgemeinen Zustandsraumdarstellung beschrieben. Im Folgenden soll die allgemeine Beschreibung auf das Grundwellenmodell der PSM übertragen werden. Ausgangspunkt ist wie für die vorherigen Verfahren auch die Statorspannungsgleichung.

Aus Gl. 2.14 folgt durch Auflösen nach der Zustandsgröße \vec{x} die Gl. 2.51

$$\dot{\vec{x}} = \alpha, \beta \vec{u}_L = \mathbf{L} \frac{d}{dt} \alpha, \beta \vec{i} = \alpha, \beta \vec{u} - \alpha, \beta \vec{u}_{\text{emk}} - \mathbf{R} \alpha, \beta \vec{i} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \text{Mit: } \vec{y} = \alpha, \beta \vec{i} &= \frac{1}{\mathbf{L}} \alpha, \beta \vec{\Psi}_s \\ \vec{x} = \alpha, \beta \vec{\Psi}_s &= \int \alpha, \beta \vec{u}_L dt \end{aligned}$$

Die Eingangsmatrix **B** und Ausgangsmatrix **C** werden bei dem obigen Gleichungssystem zu Einheitsmatrizen und können so in der weiteren Betrachtung außer Acht gelassen werden. Die reale Systemmatrix **A** ergibt sich zu

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}} & 0 \\ 0 & \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}} \end{pmatrix}$$

und die Systemmatrix mit den geschätzten Parametern ergibt sich entsprechend zu

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \frac{\hat{\mathbf{R}}}{\hat{\mathbf{L}}} & 0 \\ 0 & \frac{\hat{\mathbf{R}}}{\hat{\mathbf{L}}} \end{pmatrix}.$$

Daraus folgt das Blockschaltbild für den Beobachter nach Abb. 2.11. Aus Abb. 2.11 wird deutlich, dass der Luenberger-Beobachter in diesem Fall nicht in seiner klassischen Anwendung als Zustandsbeobachter eingesetzt wird. Stattdessen wird er hier genutzt um eine Störgröße zu beobachten. Die geschätzte EMK kann dann mit $\alpha, \beta \Delta \vec{i}$ ermittelt werden (vgl. Gl. 2.65).

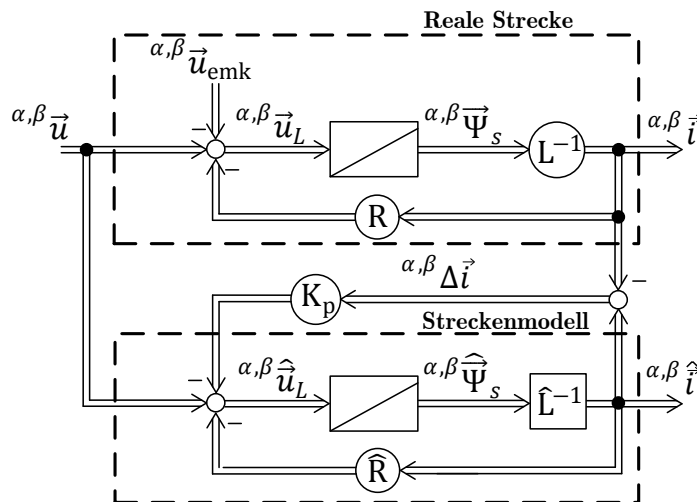


Bild 2.11: Blockschaltbild des Luenberger-Beobachter für das Grundwellenmodell der PSM

Das Gleichungssystem der realen Strecke lässt sich mit Gl. 2.52 und Gl. 2.53 beschreiben.

$$\alpha, \beta \vec{u}_L = \alpha, \beta \vec{u} - \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}} \alpha, \beta \vec{\Psi}_s - \alpha, \beta \vec{u}_{\text{emk}} \quad (2.52)$$

$$\alpha, \beta \vec{i} = \frac{1}{\mathbf{L}} \alpha, \beta \vec{\Psi}_s \quad (2.53)$$

Für das Streckenmodell gelten analog dazu die Gl. 2.54 und Gl. 2.55.

$$\alpha, \beta \hat{u}_L = \alpha, \beta \vec{u} - \frac{\hat{\mathbf{R}}}{\hat{\mathbf{L}}} \alpha, \beta \hat{\Psi}_s - \mathbf{K}_p \alpha, \beta \Delta \vec{i} \quad (2.54)$$

$$\alpha, \beta \hat{i} = \frac{1}{\hat{\mathbf{L}}} \alpha, \beta \hat{\Psi}_s \quad (2.55)$$

Aus Gl. 2.56

$$\alpha, \beta \Delta \vec{i} = \alpha, \beta \hat{i} - \alpha, \beta \vec{i} \quad (2.56)$$

folgt mit Gl. 2.54 die Gl. 2.57.

$$\alpha, \beta \hat{u}_L = \alpha, \beta \vec{u} - \frac{\mathbf{K}_p + \hat{\mathbf{R}}}{\hat{\mathbf{L}}} \alpha, \beta \hat{\Psi}_s + \mathbf{K}_p \alpha, \beta \hat{i} \quad (2.57)$$

Mit der Voraussetzung, dass die geschätzten Parameter den realen Parametern entsprechen, ergibt sich

$$\Delta \vec{u}_L = -\frac{\mathbf{K}_p + \mathbf{R}}{\mathbf{L}} \left(\alpha, \beta \hat{\Psi}_s - \alpha, \beta \vec{\Psi}_s \right) + \alpha, \beta \vec{u}_{\text{emk}} . \quad (2.58)$$

$$\text{Mit: } \hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}$$

$$\hat{\mathbf{L}} = \mathbf{L}$$

$$\Delta \vec{u}_L = \alpha, \beta \hat{u}_L - \alpha, \beta \vec{u}_L$$

Über die Eigenwerte der Matrizen lässt sich die Kreisfrequenz im Rückführpfad ω_{real} der realen Strecke mit

$$\omega_{\text{real}} = -\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}} \quad (2.59)$$

berechnen. Für die Kreisfrequenz des Streckenmodells gilt entsprechend dazu Gl. 2.60.

$$\omega_{\text{beo}} = -\frac{\mathbf{K}_p + \mathbf{R}}{\mathbf{L}} \quad (2.60)$$

Damit die Abweichung $\Delta \vec{u}_L$ wie nach Gl. 2.61

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\Delta \vec{u}_L| = 0 \quad (2.61)$$

konvergiert, muss das Streckenmodell schneller einschwingen als die reale Strecke. Daraus folgt für die Rückführmatrix die Vorgabe nach Gl. 2.62 und die zuvor diskutierten Aspekte zur Polvorgabe.

$$\omega_{\text{beo}} \gg \omega_{\text{real}} \quad (2.62)$$

Die Gl. 2.58 enthält zwar die für die Rotorlageermittlung gesuchte EMK aber in dieser Form

keine von außen zugänglichen Messgrößen. Dies wird im Folgenden über die Stromabweichung ${}^{\alpha,\beta}\Delta\vec{i}$ ermöglicht.

Im Frequenzbereich folgt durch Transformation aus Gl. 2.51 für die reale Strecke die Gl. 2.63.

$${}^{\alpha,\beta}\vec{\Psi}_s = \frac{1}{s} \left({}^{\alpha,\beta}\vec{u} - {}^{\alpha,\beta}\vec{u}_{\text{emk}} - \mathbf{R} {}^{\alpha,\beta}\vec{i} \right) \quad (2.63)$$

Und analog dazu die Gl. 2.64 für das Streckenmodell.

$${}^{\alpha,\beta}\hat{\vec{\Psi}}_s = \frac{1}{s} \left({}^{\alpha,\beta}\vec{u} - \mathbf{K}_p {}^{\alpha,\beta}\Delta\vec{i} - \hat{\mathbf{R}} {}^{\alpha,\beta}\vec{i} \right) \quad (2.64)$$

Zusammen mit Gl. 2.56, Gl. 2.53 und Gl. 2.55 folgt schließlich Gl. 2.65.

$${}^{\alpha,\beta}\Delta\vec{i} = \frac{1}{s\mathbf{L} + \mathbf{K}_p + \mathbf{R}} {}^{\alpha,\beta}\vec{u}_{\text{emk}} \quad (2.65)$$

$$\text{Mit: } \hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}$$

$$\hat{\mathbf{L}} = \mathbf{L}$$

Aus Gl. 2.65 geht hervor, dass sich durch eine proportionale Rückführung (vgl. Abb. 2.11) beim Luenberger-Beobachter eine PT1-Übertragungsfunktion der EMK über die Stromabweichung ${}^{\alpha,\beta}\Delta\vec{i}$ ergibt (vgl. Gl. 2.66).

$$G_{\text{Pt1}}(s) = \frac{\mathbf{K}_{\text{Pt1}}}{1 + s\mathbf{T}_{\text{Pt1}}} \quad (2.66)$$

$$\text{Mit: } \mathbf{K}_{\text{Pt1}} = \frac{1}{\mathbf{R} + \mathbf{K}_p}$$

$$\mathbf{T}_{\text{Pt1}} = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{R} + \mathbf{K}_p}$$

Die Stromabweichung ${}^{\alpha,\beta}\Delta\vec{i}$ ist messbar und kann wie beschrieben zur Berechnung der EMK genutzt werden. Es ergibt sich als Ausgangsgröße ein im α, β -System rotierender Vektor mit dem durch die in Kap. 2.4 vorgestellten Verfahren der Rotorlagewinkel rekonstruiert werden kann. Aus dem analytischen Vergleich zum Integrationsverfahren mit proportionaler Rückführung aus Kap. 2.3.2 wird deutlich, dass in diesem Fall ebenfalls eine PT1-Übertragung der EMK erfolgt. In wieweit sich die Verfahren aus Kap. 2.3.2 mit dem hier vorgestellten Luenberger-Beobachter unter praktischen Randbedingungen unterscheiden, wird in Kap. 2.5 genauer betrachtet.

2.4 Verfahren zur Winkel- und Drehzahlrekonstruktion basierend auf einem rotierenden Zeiger

Die zuvor beschriebenen rotorlagegeberlosen Verfahren geben die geschätzte Rotorlage $\hat{\gamma}$ bzw. die geschätzte Drehzahl $\hat{\omega}$ nicht direkt aus, sondern zunächst nur in Form eines rotierenden Vektors². Dieser kann in der allgemeinen Form

$$\vec{x}_{\text{rot}} = x \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}) \\ \sin(\hat{\gamma}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{\text{rot},\alpha} \\ x_{\text{rot},\beta} \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

beschrieben werden. Eine sehr naheliegende Möglichkeit den Rotorlagewinkel zu berechnen ist über die arctan-Funktion nach Gl. 2.68 gegeben.

$$\hat{\gamma} = \arg(\vec{x}_{\text{rot}}) = \arctan\left(\frac{x_{\text{rot},\beta}}{x_{\text{rot},\alpha}}\right) \quad (2.68)$$

Bei dieser Variante ist zum einen die Ausführung der $\arctan(\cdot)$ -Funktion erforderlich. Zum anderen muss eine Division von zwei Variablen durchgeführt werden. Beides stellt aber mit der Rechenleistung moderner Steuergeräte keine Herausforderung mehr dar. Ein Vorteil dieser Variante ist, dass die Rotorlage nicht weiter beeinflusst wird. Das bedeutet, dass der Rotorlagewinkel direkt aus dem Vektor ermittelt wird und keine weiteren Verzögerungen mehr erfährt. Weiterhin ist für diese Variante keine zusätzliche Parametrierung notwendig, was die Implementierung erleichtert. Wie zuvor beschrieben, findet bei der Berechnung nach Gl. 2.68 keine Filterung des Vektors \vec{x}_{rot} statt, sodass sich Mess- und Systemrauschen über die Verfahren direkt auf das Rotorlagesignal auswirkt. Wird aus dem Rotorlagesignal noch zusätzlich das Drehzahlsignal durch Differenzierung ermittelt, dann wirkt sich Rausch besonders deutlich aus. Eventuell vorhandene Oberwellen, die vom Grundwellenmodell nicht berücksichtigt werden, würden sich dann ebenfalls auf das Winkelsignal auswirken. Messrauschen und hochfrequente Oberwellen auf dem Rotorlagesignal können jedoch sehr wirkungsvoll identifiziert bzw. gefiltert werden, indem das Rotorlagesignal mit der mechanisch maximal möglichen Winkelbeschleunigung plausibilisiert wird. In [70] wird nach diesem Prinzip eine PLL-Filterstruktur mit Phasenkompensation für die Auswertung eines Resolversignals vorgeschlagen. In der Literatur zur rotorlagegeberlosen Regelung wird dieses Prinzip kaum diskutiert und soll deswegen an dieser Stelle erwähnt werden. In Abb. 2.12 ist die PLL-Filterstruktur dargestellt.

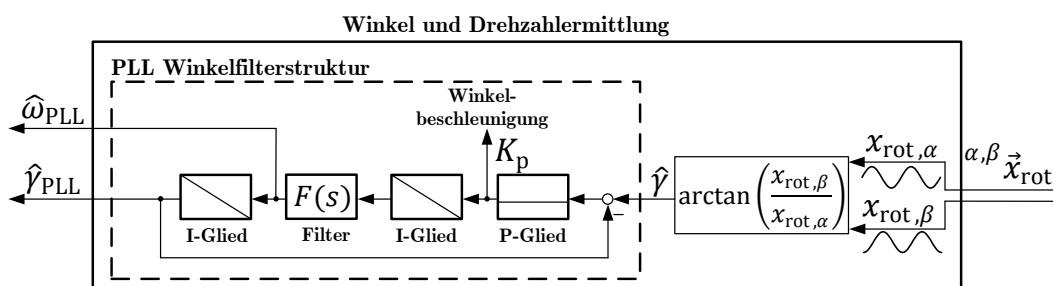


Bild 2.12: Winkelrekonstruktion aus einem rotierenden Vektor mit einer PLL-Filterstruktur und Phasenkompensation nach [70]

²Über den Zusammenhang in Gl. 2.9 ist auch eine Beschreibung als komplexe Zahl möglich.

In der PLL-Struktur aus Abb. 2.12 wird an der ersten Summation die Differenz zwischen dem ungefilterten Winkel $\hat{\gamma}$ und dem Ausgangswinkel $\hat{\gamma}_{\text{PLL}}$ gebildet. Dieses Signal entspricht einer Winkelbeschleunigung. Mit der ersten Integration wird daraus die ungefilterte Drehzahl. Durch die Funktion $F(s)$ wird ein phasenhebendes Korrekturglied mit einer zusätzlichen Proportionalverstärkung eingefügt (vgl. Gl. 2.69).

$$F(s) = K_p \frac{1 + s T_{\text{Null}}}{1 + s T_{\text{Pol}}} \quad (2.69)$$

Dadurch wird im dominierenden I-Verhalten des offenen Kreises eine Phasenhebung zwischen $1/T_{\text{Null}}$ und $1/T_{\text{Pol}}$ mit $T_{\text{Null}} > T_{\text{Pol}}$ eingefügt, um einen entsprechenden Phasenabstand zu gewährleisten. Eine Auslegungsempfehlung für die Pol- und Nullstelle ist in [70] gegeben. Eine weitere Integration der nun gefilterten Drehzahl ergibt schließlich den gefilterten Ausgangswinkel der PLL $\hat{\gamma}_{\text{PLL}}$. Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_o(s)$ ergibt sich nach

$$G_o(s) = \frac{K_p}{s^2} \frac{1 + s T_{\text{Null}}}{1 + s T_{\text{Pol}}} \quad (2.70)$$

Für die geschlossene Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (2.71)$$

folgt insgesamt das Übertragungsverhalten eines PT2-Gliedes (vgl. Abb. 2.13).

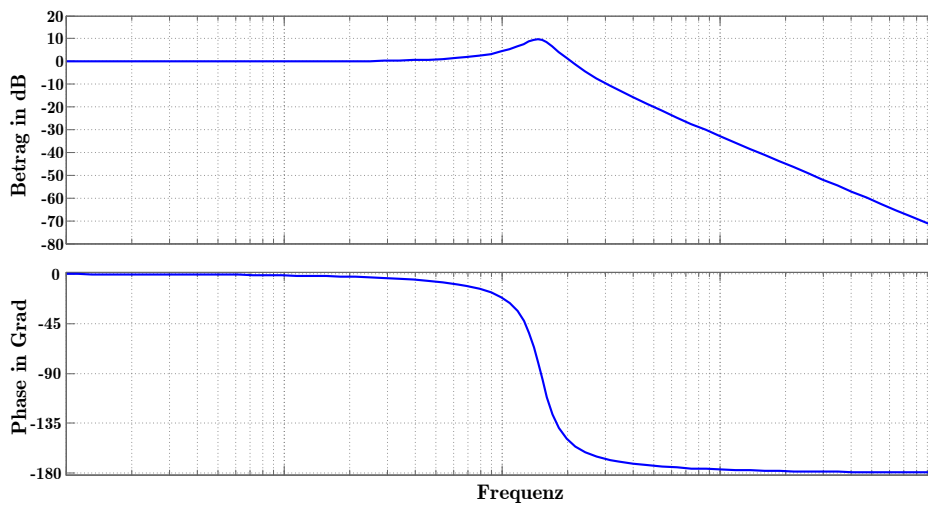


Bild 2.13: Bodediagramm der geschlossenen Übertragungsfunktion von der PLL-Filterstruktur nach Abb. 2.12

Bei konstanter Drehzahl entsteht keine Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangswinkel. Erst bei einer Beschleunigung stellt sich eine frequenzabhängige Phasenabweichung nach Abb. 2.13 ein. Über das Proportionalglied kann bei Vorgabe der im System maximal möglichen Beschleunigung, die zulässige Winkelabweichung über den Faktor

$$K_p = \frac{\text{maximale Beschleunigung [Hz/s]}}{\text{zulässige Abweichung [}^\circ\text{]}}$$

festgelegt werden. Hierbei gilt es zu beachten, dass im Antriebsstrang des Hybridfahrzeugs

höhere Drehzahlgradienten entstehen können, als es über die Eigendynamik der Maschine möglich wäre. Beispielsweise kann der Rotor durch eine feste Ankopplung an den Abtrieb durch die Radbremsen mehr negatives Drehmoment erfahren, als die E-Maschine über die elektromagnetische Wandlung selbst erzeugen kann. Dies gilt es fahrzeugspezifisch, bei der Parametrierung der PLL-Struktur, zu berücksichtigen. Weiterer Vorteil der PLL-Struktur ist, dass neben der Filterwirkung auf den Winkel auch die Drehzahl ermittelt wird und so keine Differenzierung des Winkelsignals erforderlich ist.

2.5 Erprobung und Vergleich bekannter rotorlagegeberloser Verfahren basierend auf der elektromotorischen Kraft

In Kap. 2.3 wurde sowohl ein Integrationsverfahren mit proportionaler Rückführung (vgl. Kap. 2.3.2) als auch ein beobachterbasiertes Verfahren (vgl. Kap. 2.3.3) analytisch beschrieben und untersucht. Um eine Vergleichbarkeit der Verfahren herzustellen, wurden die Verfahren jeweils aus dem gleichen Grundwellenmodell abgeleitet und haben somit auch den gleichen Parametersatz. Um zu untersuchen, in wieweit sich die Verfahren unter praktischen Einflüssen und Randbedingungen unterscheiden, werden im Folgenden die zuvor diskutierten Verfahren an einem Prüfstand (vgl. Tab. 2.1) bei gleichen Prüfscenarien gegenübergestellt. Beiden Verfahren wurde die PLL-Filterstruktur aus Kap. 2.4 mit gleichen Parametern nachgeschaltet. Um den dynamischen Einfluss von sich ändernden Betriebszuständen auf die Rotorlageschätzung zu untersuchen, wurde im stationären Zustand initial nur ein konstanter Offset zwischen dem wahren Wert und dem geschätzten Wert abgeglichen. Die Verfahren werden jeweils nach der Struktur in Abb. 2.6 in die Feldorientierte Regelung eingebunden. Um verschiedene Einflüsse zu untersuchen, werden die Prüfscenarien am Prüfstand variiert. Die Prüflingsmaschine (vgl. Tab. 2.1) wird dabei mit dem jeweiligen geberlosen Verfahren betrieben. Durch die Stromregelung stellt die Prüflingsmaschine ein bestimmtes Moment ein (vgl. Kap. 2.2). Der Prüfstand regelt daraufhin eine Drehzahl ein.

2.5.1 Auswirkungen von Drehzahländerungen auf die Winkelabweichung

Damit der Einfluss einer sich ändernden Drehzahl betrachtet werden kann, wird ein Beschleunigungsvorgang bei konstanter Belastung durchgeführt. Als Referenz sind in Abb. 2.14 die Soll- und Ist-Ströme bzw. das Drehmoment und die Drehzahl zunächst bei Verwendung eines Rotorlagegebers dargestellt. In Abb. 2.15 und Abb. 2.16 wird dagegen, das jeweilige EMK-Verfahren zur Rotorlageermittlung eingesetzt. Die so ermittelte Rotorlage wird wie nach Abb. 2.6 für die Feldorientierte Regelung der Prüflingsmaschine verwendet. Zusätzlich ist dabei die Abweichung zwischen dem Winkelwert des Rotorlagegebers γ und dem jeweils geschätzten Winkel $\hat{\gamma}$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verfahren im unteren Drehzahlbereich zu Beginn des Beschleunigungsvorgangs eine erhöhte Winkelabweichung haben. Diese wird mit zunehmender Drehzahl geringer. Da die Last konstant bleibt, kann dies auf einen drehzahlabhängigen Einfluss zurückgeführt werden. Dieser Einfluss lässt sich mit dem Phasengang der jeweiligen PT1-Übertragung des Verfahrens erklären.

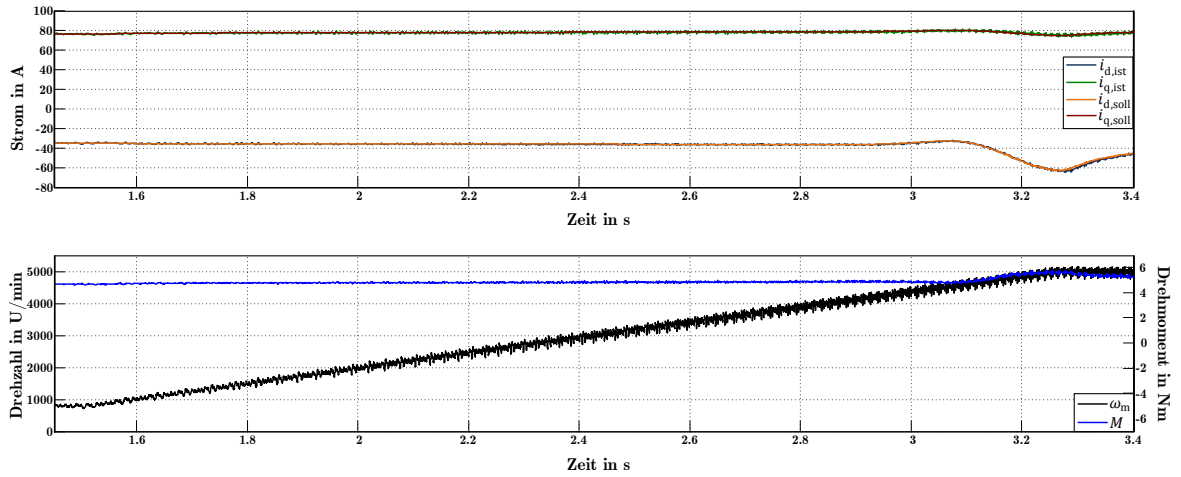


Bild 2.14: Belasteter Beschleunigungsvorgang bei Verwendung des Rotorlagegebers

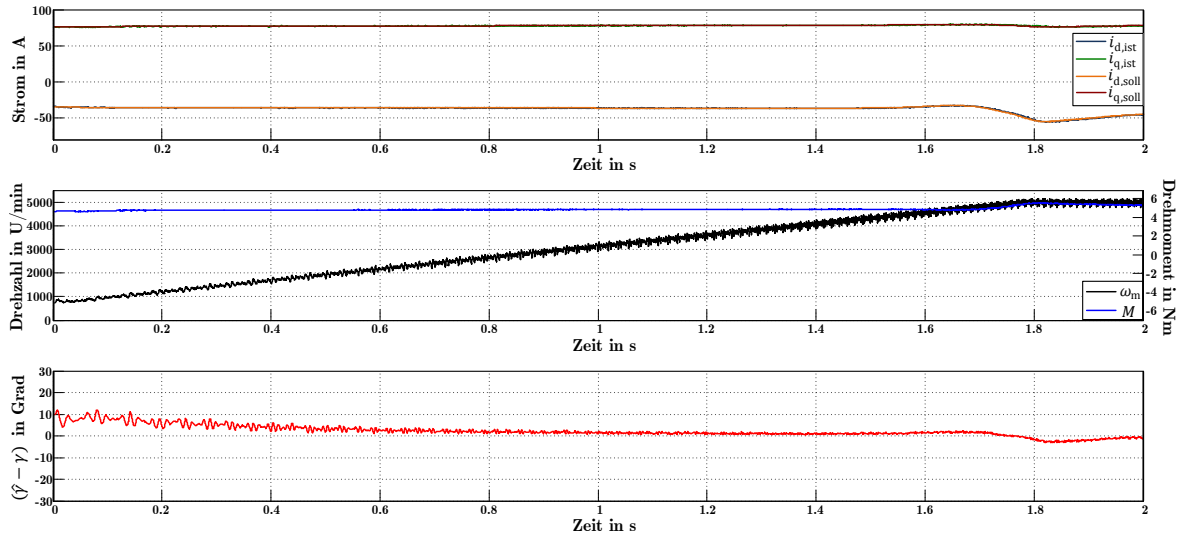


Bild 2.15: Belasteter Beschleunigungsvorgang bei Verwendung des Integrationsverfahrens mit P-Rückführung aus Kap. 2.3.2

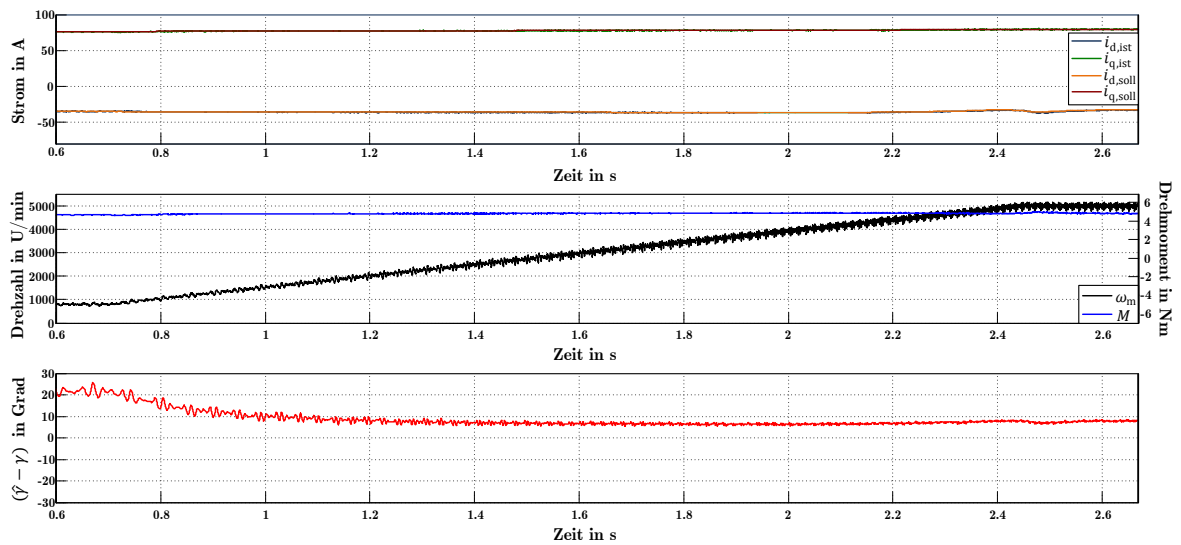


Bild 2.16: Belasteter Beschleunigungsvorgang bei Verwendung des Luenberger-Beobachters aus Kap. 2.3.3

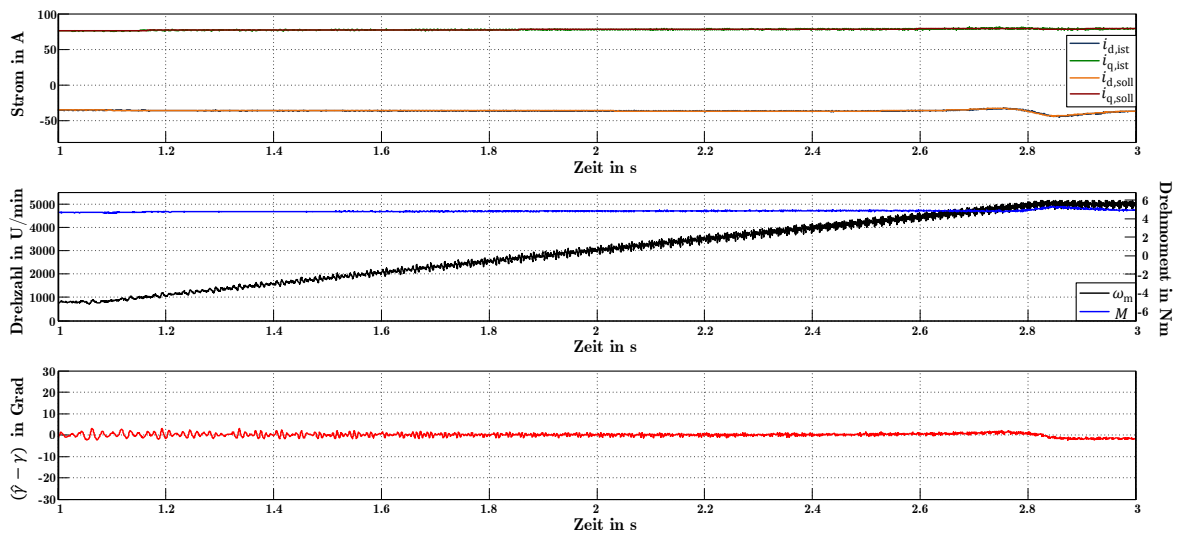


Bild 2.17: Belasteter Beschleunigungsvorgang bei Verwendung des Integrationsverfahrens mit P-Rückführung aus Kap. 2.3.2 mit drehzahlabhängiger Korrektur der PT1-Übertragung

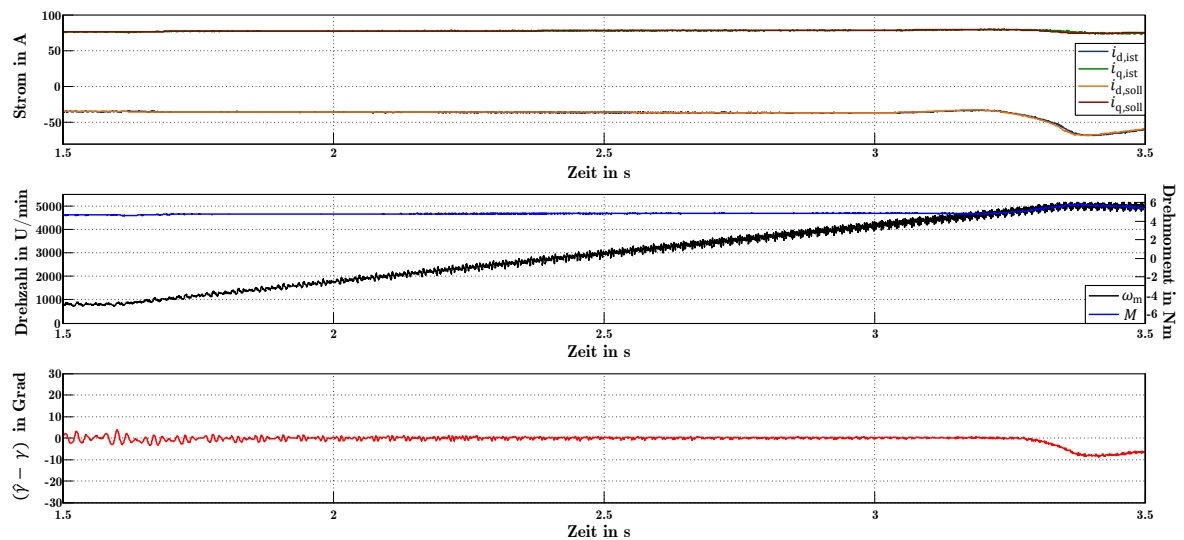


Bild 2.18: Belasteter Beschleunigungsvorgang bei Verwendung des Luenberger-Beobachters aus Kap. 2.3.3 mit drehzahlabhängiger Korrektur der PT1-Übertragung

Der Einfluss der PT1-Übertragung ist bei den Verfahren deswegen leicht unterschiedlich, weil sie aufgrund der unterschiedlichen Parametrierung des jeweiligen proportionalen Faktors einen unterschiedlichen Phasengang aufweisen (vgl. Gl. 2.35 bzw. Gl. 2.66). Da der Phasengang durch die PT1-Übertragung jedoch grundsätzlich bekannt ist (vgl. Gl. 2.38 und Abb. 2.9), lässt sich dieser Einfluss berechnen und entsprechend drehzahlabhängig korrigieren bzw. nachführen.

In Abb. 2.17 ist am Integrationsverfahren mit P-Rückführung eine Kompensation des Phasengangs komplementär zu der Abhängigkeit in Gl. 2.38 umgesetzt. Das Ergebnis zeigt, dass der drehzahlabhängige stationäre Fehler dadurch kompensiert werden kann. Ein vergleichbares Resultat lässt sich beim Verfahren mit dem Luenberger-Beobachter erzielen, wenn der Phasengang durch die Übertragungsfunktion in Gl. 2.66 berücksichtigt wird (vgl. Abb. 2.18). Neben der Drehzahlabhängigkeit ist zu erkennen, dass im unteren Drehzahlbereich hochfrequente Abweichungen ausgeprägter sind und mit zunehmender Drehzahl abnehmen. Wie bereits beschrieben wurde, nimmt mit sinkender Drehzahl die EMK ab. Dadurch nimmt der Einfluss von nicht berücksichtigten parasitären Effekten (wie z. B. Oberwellen) auf die Rotorlageschätzung zu. Dies ist in den zunehmenden hochfrequenten Winkelabweichungen bei niedrigeren Drehzahlen in den Messungen von Abb. 2.15 bis Abb. 2.17 zu beobachten. Mit weiter sinkender Drehzahl nehmen diese hochfrequenten Winkelabweichungen weiter zu und würden dann zu einem instabilen Betrieb führen.

Zum Ende des Beschleunigungsvorgangs ist eine Veränderung des d-Stroms zu erkennen, der von der Steuerung im Rahmen der Betriebsstrategie als Sollwert vorgegeben wird. Es ist zu erkennen, dass der Verlauf des d-Stroms sich in proportionaler Weise auf die Winkelabweichung auswirkt. Dies deutet darauf hin, dass ebenfalls eine Abhängigkeit vom d-Strom vorhanden ist. Dies wurde auch in [13] bei praktischen Untersuchungen beobachtet. Um den Einfluss der Ströme genauer zu untersuchen, werden im Folgenden Versuche mit einer Variation der Last durchgeführt.

2.5.2 Auswirkungen der Laständerung auf die Winkelabweichungen

In Abb. 2.19 bis Abb. 2.21 ist ein Lastwechsel vom motorischen in den generatorischen Betrieb dargestellt. Übertragen auf eine Fahrzeugsituation entspricht dies z. B. der Situation, wenn der Fahrer aus dem elektrischen Fahren das Gaspedal zurücknimmt. Typischerweise wird dann im generatorischen Betrieb mit einem negativen Moment leicht rekuperiert. Durch die begrenzte Übertragungsrate des CAN-Buses werden die Wunschk Momente dann zeitlich quantisiert an die E-Maschinensteuerung übertragen. Dieses Verhalten wurde nachgebildet, wobei der komplette Lastwechsel in 100 ms vollzogen wird und in Schritten von 20 ms quantisiert wird.

In beiden Messungen aus Abb. 2.20 und Abb. 2.21 lässt sich im Bereich der Momentenänderung folgendes Verhalten beobachten. Im Bereich, in dem der q-Strom abnimmt und der d-Strom steigt, ergibt sich solange eine Zunahme der Winkelabweichung bis der d-Strom seinen Maximalwert erreicht hat. In dem Bereich in dem sich sowohl d-Strom als auch q-Strom verringern, verringert sich der Winkelfehler mit einem erhöhten Betrag des Gradienten. Dieses Verhalten deutet auf einen überlagerten Einfluss von d-Strom und q-Strom hin. Um genauere Aussagen zu diesem Verhalten zu treffen, werden im Folgenden die Ströme getrennt voneinander variiert.

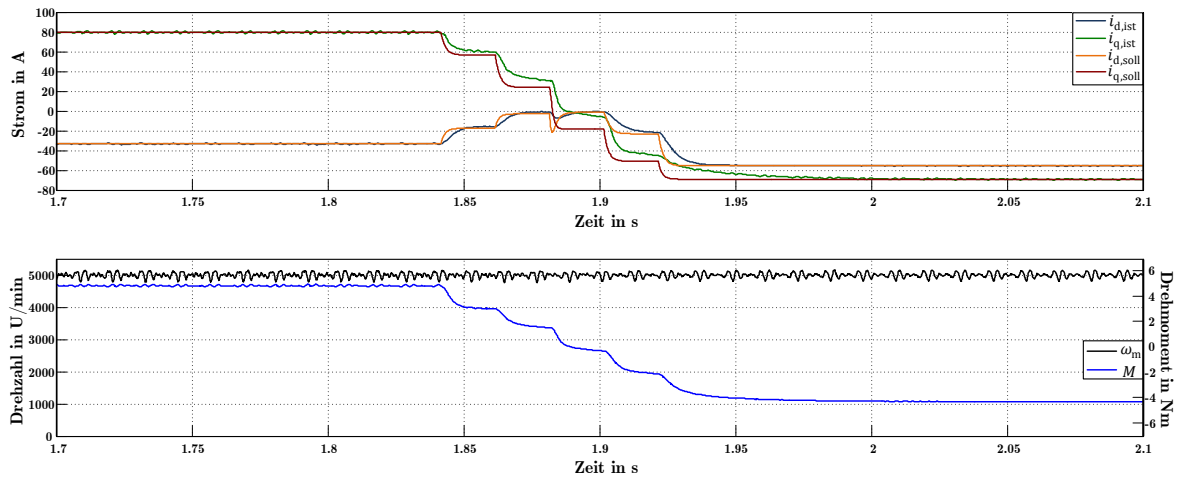


Bild 2.19: Lastwechsel bei Verwendung des Rotorlagegebers

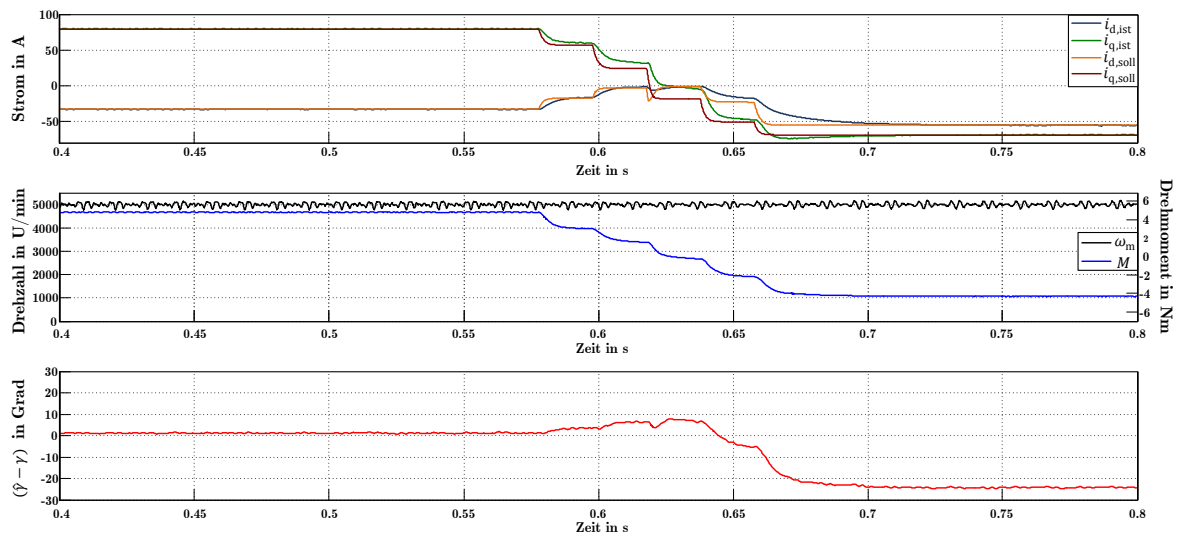


Bild 2.20: Lastwechsel bei Verwendung des Integrationsverfahrens mit P-Rückführung aus Kap. 2.3.2

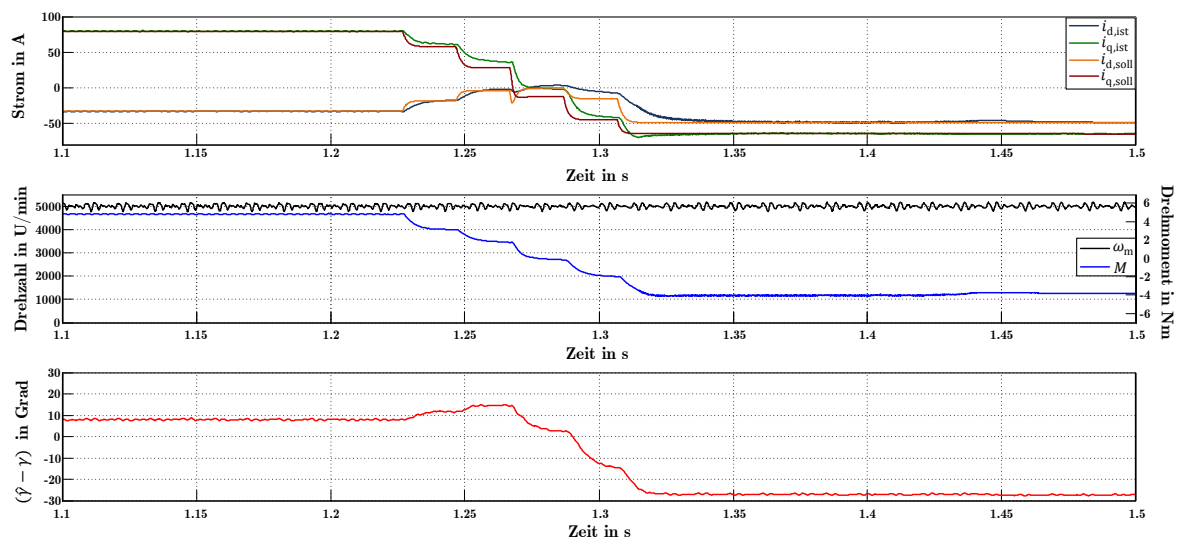


Bild 2.21: Lastwechsel bei Verwendung des Luenberger-Beobachters aus Kap. 2.3.3

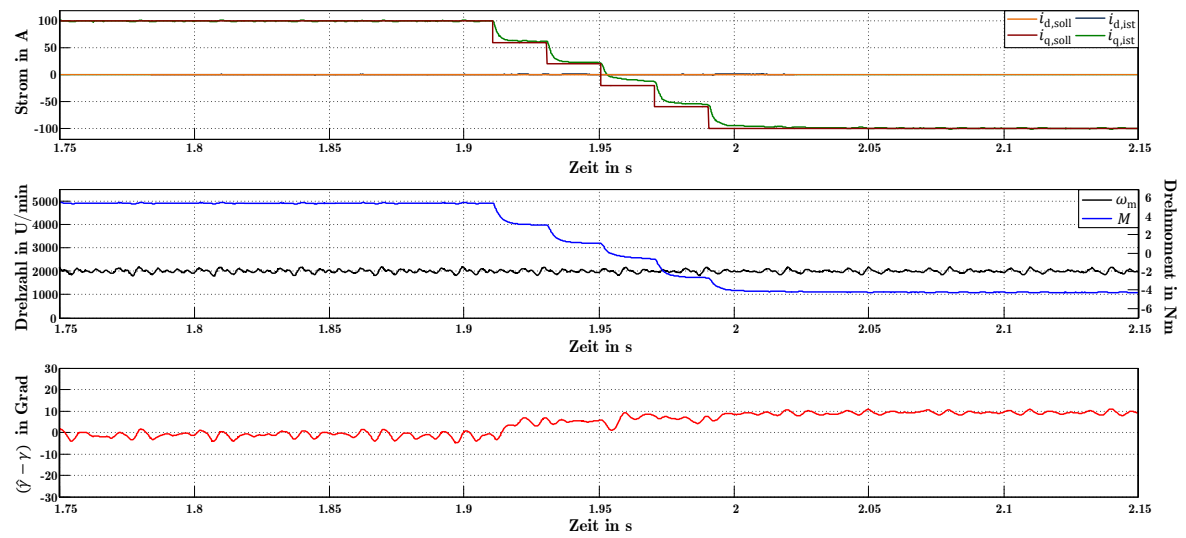


Bild 2.22: Wechsel des q-Stroms bei Verwendung des Integrationsverfahrens mit proportionaler Rückführung aus Kap. 2.3.2

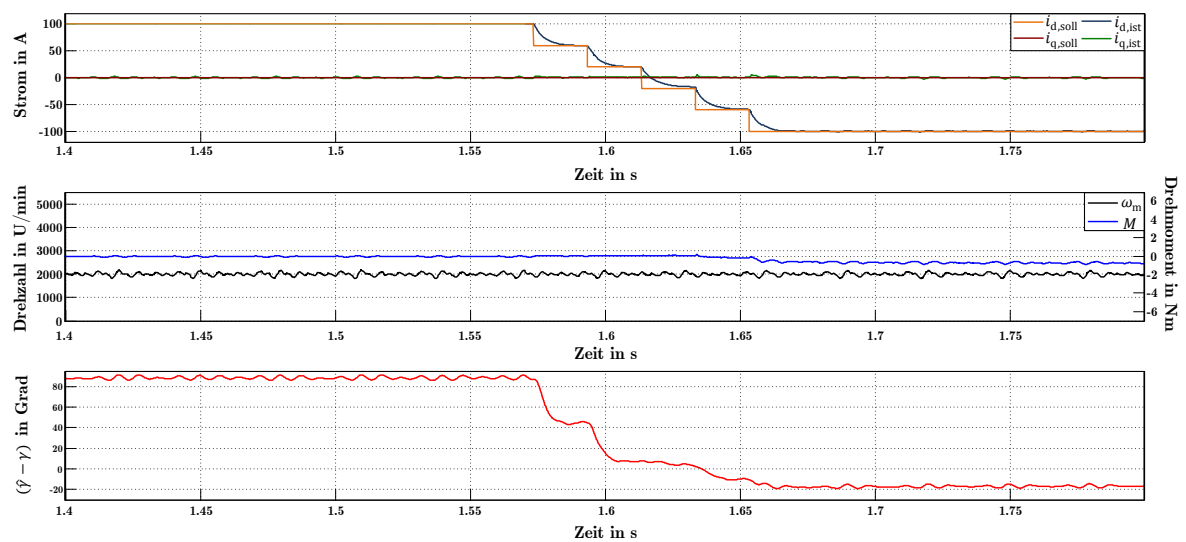


Bild 2.23: Wechsel des d-Stroms bei Verwendung des Integrationsverfahrens mit proportionaler Rückführung aus Kap. 2.3.2

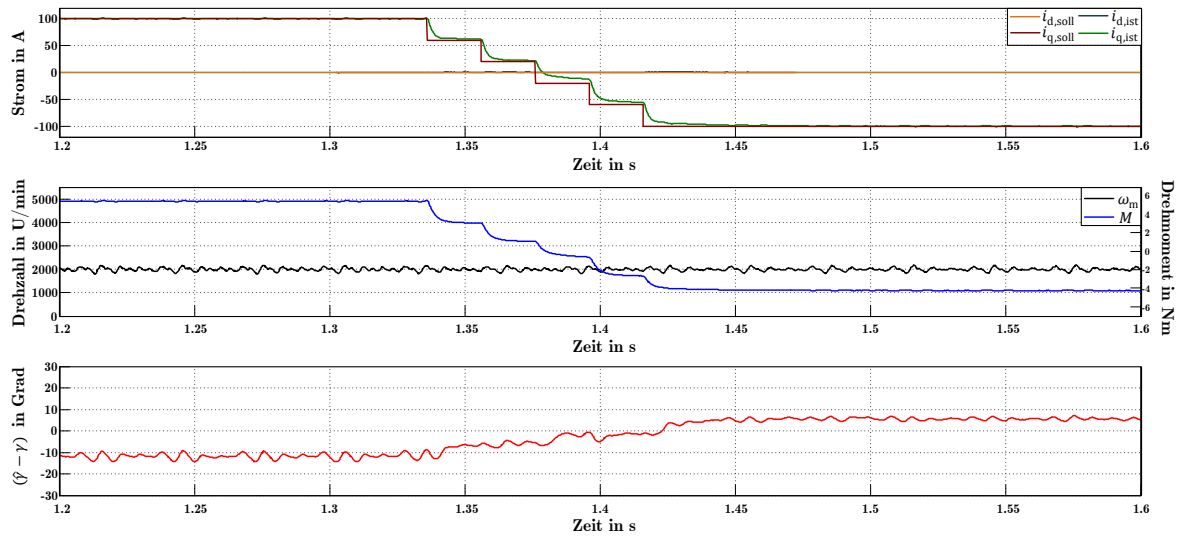


Bild 2.24: Wechsel des q-Stroms bei Verwendung des Luenberger-Beobachters aus Kap. 2.3.3

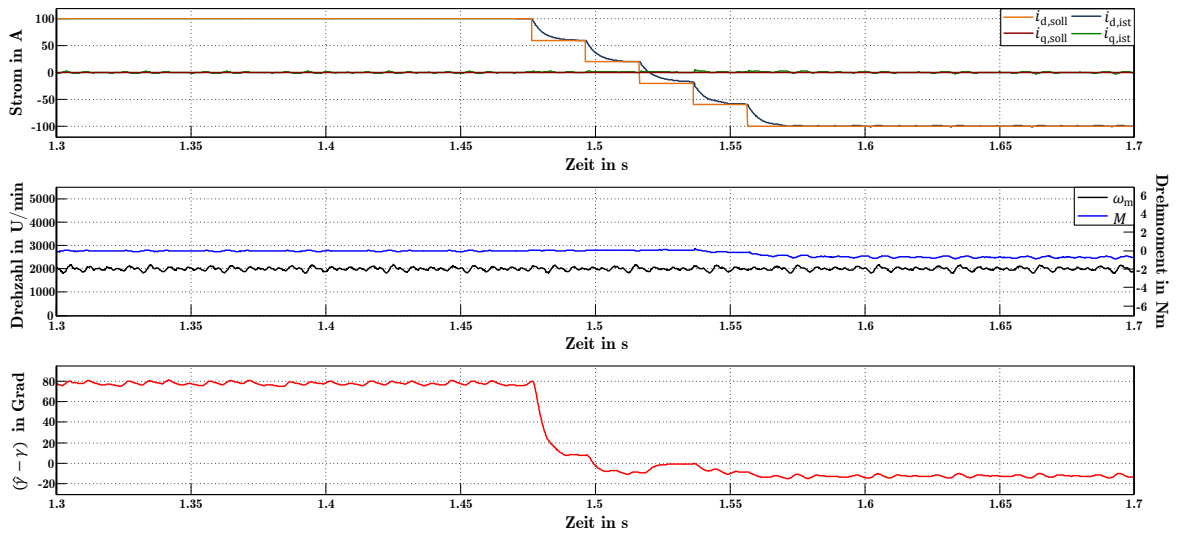


Bild 2.25: Wechsel des d-Stroms bei Verwendung des Luenberger-Beobachters aus Kap. 2.3.3

In Abb. 2.22 und Abb. 2.23 wird bei Anwendung des modifizierten Integrationsverfahrens unabhängig voneinander der q-Strom und d-Strom variiert. Die jeweils andere Stromkomponente wird auf 0 A geregelt. In Abb. 2.24 und Abb. 2.25 ist der gleiche Versuchsablauf mit dem beobachterbasierten Verfahren durchgeführt worden.

Es bestätigt sich zum einen die Abhängigkeit vom d-Strom und es zeigt sich darüber hinaus auch eine Abhängigkeit vom q-Strom. In beiden Verfahren lässt sich dabei ein vergleichbarer Einfluss auf die Winkelabweichung vom jeweiligen Strom beobachten, wobei der d-Strom einen signifikant stärkeren Einfluss hat. Diese systematische Abweichung lässt sich bei beiden Verfahren im vergleichbaren Ausmaß beobachten. Da beide Verfahren als Grundlage das gleiche Modell der PSM verwenden, liegt die Vermutung nahe, dass die PSM unvollständig modelliert wurde. Das in Kap. 2.1 eingeführte Modell würde demnach nicht vollständig das tatsächliche elektrische Verhalten abbilden. Um dies zu verifizieren und die zuvor beschriebene Abweichung zu erklären bzw. korrigieren zu können, müsste das Modell entsprechend erweitert werden. Das wiederum könnte bedeuten, dass bestimmte Vereinfachungen, die in Kap. 2.1 getroffen wurden, für den betrachteten Fall nicht zulässig sind.

In dem zuvor eingeführten Grundwellenmodell wurde eine homogene Verteilung des Magnetfeldes ohne Sättigungseinfluss angenommen. Es ist jedoch bekannt, dass eine homogene Feldverteilung insbesondere bei vergrabenen Magneten nur in einem sehr eingeschränkten Bereich vorliegt. Dies ist im Wesentlichen auf zwei Effekte zurückzuführen. Zum einen unterscheidet sich aufgrund der Magnetwerkstoffe (z. B. eine Neodym-Eisen-Bor Legierung) die Permeabilität der Magnete von der Permeabilität des Blechpakets. Durch den geometrischen Aufbau und durch die zusätzlichen Reluktanzaussparungen entsteht somit in Abhängigkeit von der aktuellen Rotorlage ein inhomogenes Magnetfeld in der Maschine. Zum Anderen entsteht ein weiterer Einfluss dadurch, dass das Blechpaket nur eine begrenzte Flussdichte ermöglicht. Wie bei allen ferromagnetischen Materialien tritt auch hier eine Sättigung auf. Durch den inhomogenen Aufbau, insbesondere bei vergrabenen Magneten, ist das Blechpaket dann entlang der d-Achse durch die Magnete bereits weiter aufmagnetisiert als in der q-Achse.

Diese beiden Effekte führen dann zu inhomogenen Induktivitäten der Statorwicklungen. Aufgrund des geometrischen Einflusses vom Rotor sind diese Effekte von der Rotorlage abhängig. Daraus ergibt sich in der d-Achse ein anderer Induktivitätswert als in der q-Achse. Da die Induktivitäten im rotorfesten d-q Koordinatensystem rotorlageunabhängig sind, ist es sinnvoll die Induktivitäten in diesem Koordinatensystem zu ermitteln und darzustellen. Die Abhängigkeit der Induktivitäten vom d-Strom und q-Strom kann dann z. B. in Form eines zweidimensionalen Kennfeldes durch Vermessung oder Berechnung berücksichtigt werden. In Abb. 2.26 ist ein solches Kennfeld für den verwendeten Prüfling anhand von FEM Berechnungen beispielhaft dargestellt. Dabei ist eine ausgeprägte Abhängigkeit der jeweiligen Induktivität von den Strömen zu erkennen. Weiterhin zeigen die Kennfelder, dass sich die Induktivität in d-Richtung deutlich von der Induktivität in q-Richtung unterscheiden kann, sodass die Vereinfachung nach Gl. 2.4 in diesem Fall zu Ungenauigkeiten in der modellbasierten Rotorlageschätzung führt.

Das bisher verwendete Grundwellenmodell soll im Folgenden um die zuvor beschriebenen Effekte erweitert werden, damit die unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querichtung berücksichtigt werden können. Dazu wird zunächst die Differenzialgleichung für die Statorspannungen nach Gl. 2.1 mit der amplitudeninvarianten Park-Transformation nach Gl. 2.27 in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert.

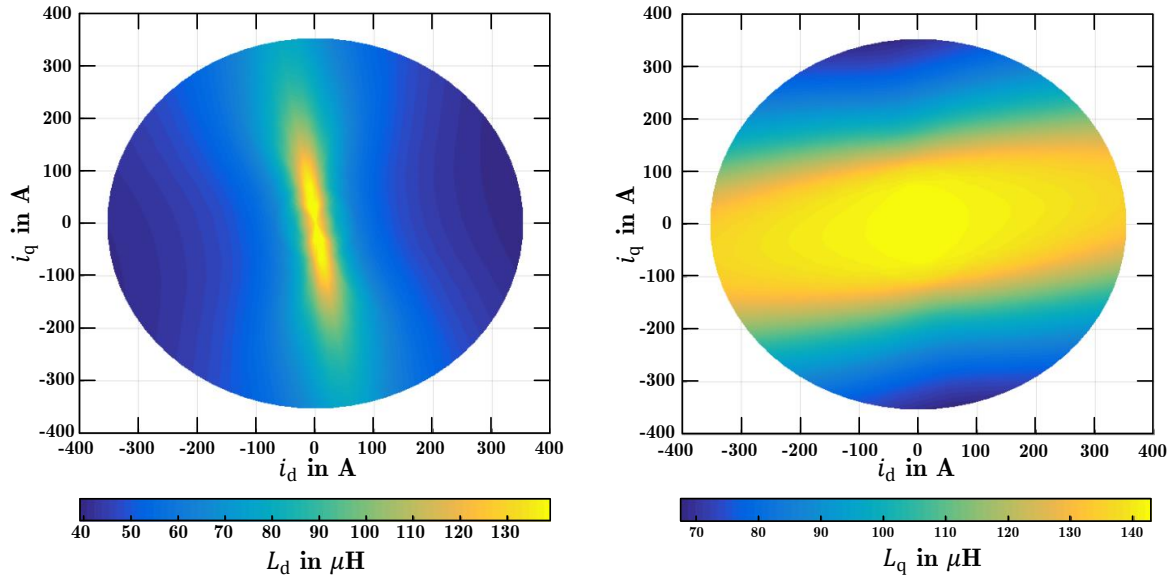


Bild 2.26: Über FEM berechnete Induktivitätskennfelder in Abhängigkeit vom Strom im rotorfesten Koordinatensystem

Dabei sollen die Bedingungen in Gl. 2.3 und Gl. 2.5 weiterhin Gültigkeit haben. Das führt zu Gl. 2.72.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} &= \mathbf{R} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) \\ &+ \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Psi_r \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.72)$$

Die Induktivitätsmatrix $^{(1,2,3)}\mathbf{L}$ wurde dabei mittels der Park-Transformation nach Gl. 2.73 in das rotorfeste Koordinatensystem überführt.

$${}^{d,q}\mathbf{L} = \mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}^{1,2,3} \mathbf{L} \mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}^{-1} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{pmatrix} \quad (2.73)$$

$$\text{Mit: } \mathbf{M}_{(123 \rightarrow dq)}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & 1 \\ \cos(\gamma - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\gamma - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\gamma - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\gamma - \frac{4}{3}\pi) & 1 \end{pmatrix}$$

Eine umfassende Berechnung und Herleitung der Induktivitätsmatrix ist in [71] und [13] zu finden und wird deshalb in dieser Stelle nicht weiter vertieft.

Aufgrund der Sternschaltung ist die Gl. 2.5 weiterhin gültig. Dadurch entfällt die Nullkomponente in Gl. 2.73, sodass sich entsprechend die Gl. 2.72 ergibt. Das Modell nach Gl. 2.72 berücksichtigt im rotorfesten Koordinatensystem unterschiedliche Längs- und Querinduktivitäten und wird in der Literatur (z. B. [57], [59]) für permanenterrechte Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten verwendet.

Die zuvor untersuchten Verfahren werden im $\alpha\beta$ Koordinatensystem berechnet, sodass die Gl. 2.72 in dieses Koordinatensystem transformiert werden muss. Wird die Gl. 2.72 mit der

Vorschrift nach Gl. 2.28 transformiert, dann ergibt sich Gl. 2.74, wobei die Induktivitätsmatrix nach Gl. 2.75 transformiert wurde.

$$\alpha, \beta \vec{u} = R \alpha, \beta \vec{i} + \frac{d}{dt} \left(\alpha, \beta \mathbf{L} \alpha, \beta \vec{i} \right) + \frac{d}{dt} \left(\alpha, \beta \vec{\Psi}_r \right) \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} \alpha, \beta \mathbf{L} &= \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)}^{-1} \mathbf{L}^{d,q} \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)} \\ &= \begin{pmatrix} \Sigma L_{dq} + \Delta L_{dq} \cos(2\gamma) & \Delta L_{dq} \sin(2\gamma) \\ \Delta L_{dq} \sin(2\gamma) & \Sigma L_{dq} - \Delta L_{dq} \cos(2\gamma) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$\text{Mit: } \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow dq)} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}$$

$$\Sigma L_{dq} = \frac{L_d(i_d; i_q) + L_q(i_d; i_q)}{2}; \quad \Delta L_{dq} = \frac{L_d(i_d; i_q) - L_q(i_d; i_q)}{2}$$

Mit dem Modell nach Gl. 2.74 kann nun analog zu dem Vorgehen in Kap. 2.3.2 die Berechnung des Rotorflusses durchgeführt werden (vgl. Gl. 2.76 bis Gl. 2.78).

$$\alpha, \beta \underline{\Psi}_r = \frac{1}{s + K_p} (\alpha, \beta \underline{u} - R \alpha, \beta \underline{i}) - \alpha, \beta \mathbf{L} \alpha, \beta \underline{i} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{r,\alpha} &= \int (u_\alpha - R i_\alpha - K_p \Psi_{I,\alpha}) dt - \\ &(\Sigma L_{dq} i_\alpha + \Delta L_{dq} i_\alpha \cos(2\gamma) + \Delta L_{dq} i_\beta \sin(2\gamma)) \end{aligned} \quad (2.77)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{r,\beta} &= \int (u_\beta - R i_\beta - K_p \Psi_{I,\beta}) dt - \\ &(\Delta L_{dq} i_\alpha \sin(2\gamma) + \Sigma L_{dq} i_\beta - \Delta L_{dq} i_\beta \cos(2\gamma)) \end{aligned} \quad (2.78)$$

In Abb. 2.27 ist das Blockschaltbild des Integrationsverfahrens mit proportionaler Rückführung und unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querachse dargestellt.

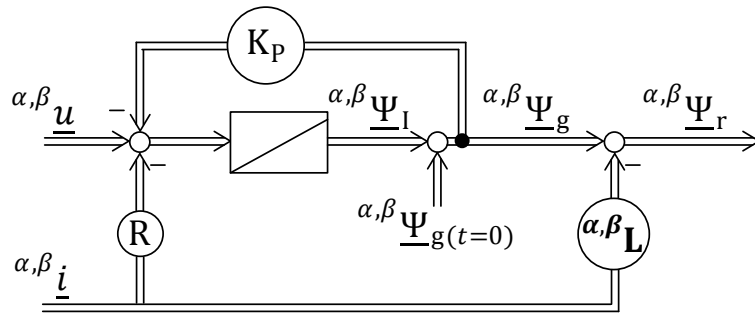


Bild 2.27: Blockschaltbild des Integrationsverfahrens mit proportionaler Rückführung und unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querachse

In Abb. 2.28 und Abb. 2.29 wurde mit dem Verfahren nach Abb. 2.27 unter Berücksichtigung unterschiedlicher Induktivitäten (vgl. Abb. 2.26) der gleiche Versuchsablauf durchgeführt wie zuvor in Abb. 2.22 und Abb. 2.23.

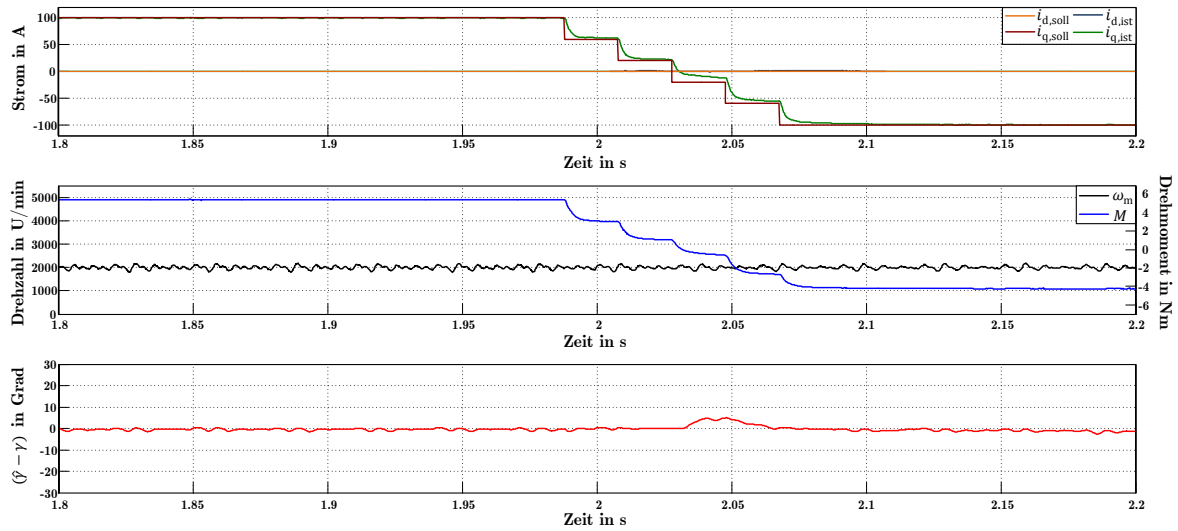


Bild 2.28: Wechsel des q-Stroms mit dem Integrationsverfahren und proportionaler Rückführung bei Berücksichtigung unterschiedlicher Induktivitäten in Längs- und Querachse nach Abb. 2.27

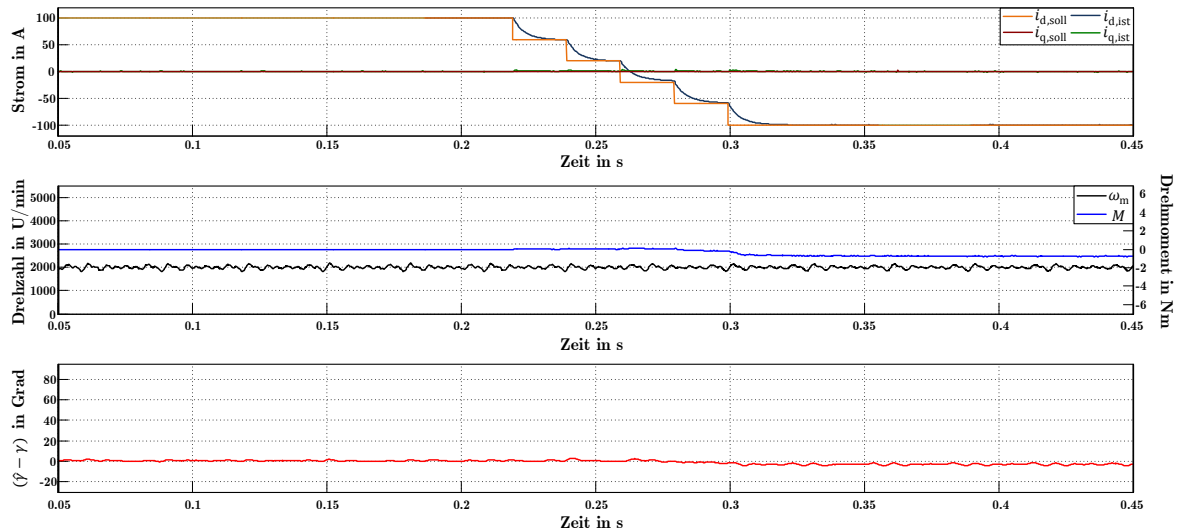


Bild 2.29: Wechsel des d-Stroms mit dem Integrationsverfahren und proportionaler Rückführung bei Berücksichtigung unterschiedlicher Induktivitäten in Längs- und Querachse nach Abb. 2.27

Es zeigt sich, dass durch die Modellerweiterung beim modifizierten Integrationsverfahren die Einflüsse des d-Stroms und des q-Stroms auf die Winkelabweichungen deutlich reduziert werden können. Wie jedoch aus Gl. 2.75 hervorgeht, ist die neue stromabhängige Induktivitätsmatrix wiederum auch von dem eigentlich zu ermittelnden Rotorlagewinkel selbst abhängig. Um nachzuweisen, dass die in Abb. 2.22 bis Abb. 2.23 gezeigten Winkelabweichungen durch die Stromabhängigkeit der Induktivitäten verursacht wird, wurde der gemessene Rotorlagewinkel für die Berechnung der stromabhängigen Induktivitätsmatrix verwendet. In einem rotorlagegeberlosen System ist dies nicht möglich. Als Annäherung könnte stattdessen z. B. der über die Drehzahl interpolierte Rotorlagewert aus dem vorherigen Berechnungsschritt verwendet werden. Im Rahmen dieser Arbeit konnte diese Methode nicht

weiter untersucht werden und bleibt somit weiteren Arbeiten vorbehalten.

Wie die unterschiedlichen Induktivitäten beim Verfahren nach dem Luenberger-Beobachter berücksichtigt werden können und ob diese die stromabhängigen Winkelabweichungen ebenso beheben können, wird im Folgenden untersucht.

Um das erweiterte Modell nach Gl. 2.74 auf das Verfahren mit dem Luenberger-Beobachter zu übertragen, muss die Gl. 2.74 analog zu dem Vorgehen in Kap. 2.3.3 in die Zustandsraumdarstellung nach Gl. 2.79 gebracht werden.

$$\dot{\vec{x}}(t) = {}^{\alpha,\beta}\vec{u}_L = \frac{d}{dt} \left({}^{\alpha,\beta}\mathbf{L} {}^{\alpha,\beta}\vec{i} \right) = {}^{\alpha,\beta}\vec{u} - {}^{\alpha,\beta}\vec{u}_{\text{emk}} - \mathbf{R} {}^{\alpha,\beta}\vec{i} \quad (2.79)$$

$$\begin{aligned} \text{Mit: } \vec{y}(t) &= {}^{\alpha,\beta}\vec{i} = {}^{\alpha,\beta}\mathbf{L}^{-1} {}^{\alpha,\beta}\vec{\Psi}_L \\ \vec{x}(t) &= {}^{\alpha,\beta}\vec{\Psi}_L = \int {}^{\alpha,\beta}\vec{u}_L dt \end{aligned}$$

Die Matrix ${}^{\alpha,\beta}\mathbf{L}^{-1}$ wird wie zuvor mit der Modaltransformation nach Gl. 2.80 aus der inversen Induktivitätsmatrix ${}^{\text{d,q}}\mathbf{L}^{-1}$ transformiert.

$${}^{\alpha,\beta}\mathbf{L}^{-1} = \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow \text{dq})}^{-1} {}^{\text{d,q}}\mathbf{L}^{-1} \mathbf{M}_{(\alpha\beta \rightarrow \text{dq})} \quad (2.80)$$

$$\begin{aligned} &= \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \Sigma L_{\text{dq,inv}} + \Delta L_{\text{dq,inv}} \cos(2\gamma) & \Delta L_{\text{dq,inv}} \cos(2\gamma) \\ \Delta L_{\text{dq,inv}} \cos(2\gamma) & \Sigma L_{\text{dq,inv}} - \Delta L_{\text{dq,inv}} \cos(2\gamma) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$\text{Mit: } \Sigma L_{\text{dq,inv}} = \frac{L_q(i_d; i_q) + L_d(i_d; i_q)}{2 L_d(i_d; i_q) L_q(i_d; i_q)}; \Delta L_{\text{dq,inv}} = \frac{L_q(i_d; i_q) - L_d(i_d; i_q)}{2 L_d(i_d; i_q) L_q(i_d; i_q)}$$

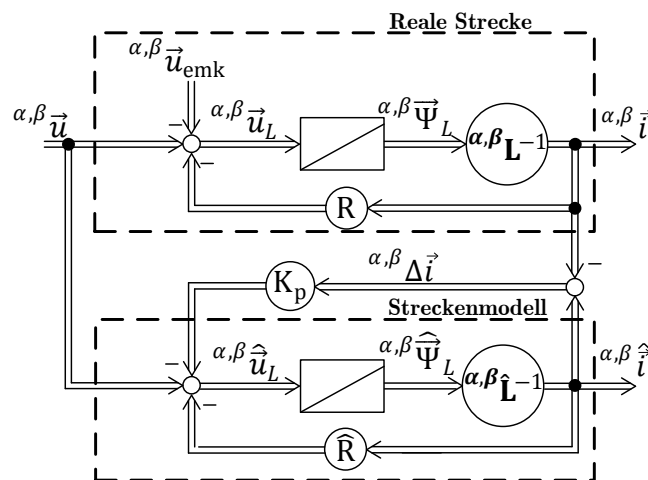


Bild 2.30: Blockschaltbild des Luenberger-Beobachters mit unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querachse

Das Blockschaltbild für die Zustandsraumdarstellung aus Gl. 2.79 ist in Abb. 2.30 dargestellt. In Abb. 2.31 und Abb. 2.32 sind die Ergebnisse dargestellt, wenn das Verfahren nach Abb. 2.30 bei einem gleichen Versuchsablauf zu Abb. 2.23 und Abb. 2.24 durchgeführt wird. Auch beim Luenberger-Beobachter lässt sich eine deutliche Reduzierung der Winkelabweichung erzielen, wenn die stromabhängigen Induktivitäten L_d und L_q berücksichtigt werden. Wie zuvor wurde auch in diesem Fall zum eindeutigen Nachweis die stromabhängige Induktivitätsmatrix mit dem gemessenen Rotorlagewinkel berechnet. Dennoch wäre es auch hier denkbar, in einem rotorlagegeberlosen System den über die Drehzahl interpolierten geschätzten Rotorlagewert aus dem vorherigen Berechnungsschritt zu verwenden.

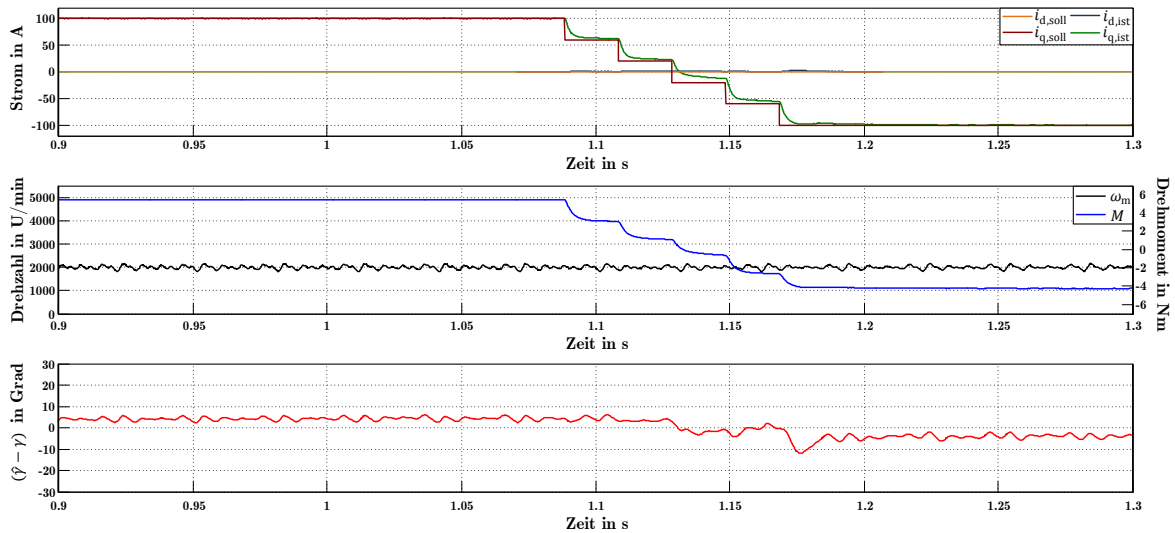


Bild 2.31: Wechsel des q-Stroms mit dem Luenberger-Beobachter bei Berücksichtigung unterschiedlicher Induktivitäten in Längs- und Querachse nach Abb. 2.30

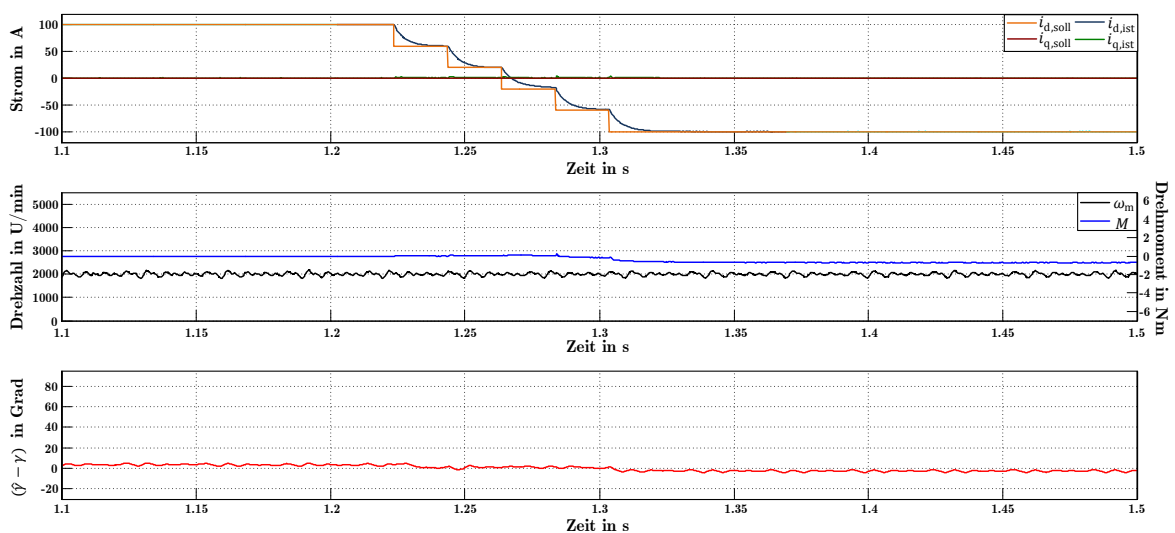


Bild 2.32: Wechsel des d-Stroms mit dem Luenberger-Beobachter bei Berücksichtigung unterschiedlicher Induktivitäten in Längs- und Querachse nach Abb. 2.30

2.6 Zusammenfassung des Kapitels

Zu Beginn dieses Kapitels wurde ein Modell der PSM eingeführt, das einigen Vereinfachungen unterliegt. Effekte durch einen asymmetrischen Aufbau des Rotors oder Sättigungseffekte wurden dabei nicht berücksichtigt. Durch die Vereinfachungen ergab sich ein relativ kompaktes Modell der PSM, welches für EMK basierte Verfahren häufig Anwendung findet [6], [9], [11], [72]. Aus diesem Modell wurden zwei unterschiedliche EMK basierte Verfahren abgeleitet und analytisch miteinander verglichen. Ein Verfahren wurde dabei direkt aus der Statorspannungsgleichung abgeleitet und aufgrund signaltechnischer Einflüsse um eine proportionale Rückführung modifiziert (vgl. Kap. 2.3.2). Da ein beobachtbares Modell der PSM vorliegt, wurde ein weiteres Verfahren auf Grundlage des Luenberger-Beobachters untersucht (vgl. Kap. 2.3.3). Beide Verfahren erfordern den gleichen Satz an Maschinenparametern, da sie aus dem gleichen Modell abgeleitet wurden. Weiterhin weisen beide Verfahren eine PT1-Übertragung auf und geben als Ausgangssignal einen rotierenden Vektor aus. Daran anknüpfend wurde ein Verfahren zur Winkel- und Drehzahlrekonstruktion beschrieben, das aus dem rotierenden Vektor des jeweiligen Verfahrens die notwendigen Informationen für die Feldorientierte Regelung bereitstellt. Und zwar basieren die untersuchten rotorlagegeberlosen Verfahren darauf, mechanische Systemgrößen aus elektrischen Messgrößen zu schätzen. Im elektrischen System ist in der Regel eine größere Dynamik möglich als im mechanischen System. Zusätzlich sind die elektrischen Messgrößen mit einem Rauschen überlagert. Um nur physikalisch mögliche Frequenzen in den geschätzten Größen zuzulassen, wurde beiden Verfahren eine Methode zur Winkel- und Drehzahlfilterung nachgelagert, die die mechanische Dynamik entsprechend auf plausible Werte begrenzt.

Anhand des analytischen Vergleichs lässt sich zeigen, dass beide Verfahren die gleiche Anzahl an Parametern und Messgrößen benötigen. Weiterhin benötigen beide Verfahren einen applizierbaren Parameter, der abhängig vom Messsystem und von der Dynamik zu ermitteln ist. Das bedeutet, dass sowohl für die Inbetriebnahme als auch bezüglich der benötigten Informationen bei beiden Verfahren der gleiche Aufwand besteht. Bezüglich des Bedarfs an Rechenleistung sind angesichts moderner Steuergeräte beide Verfahren als gleichwertig zu betrachten. Aus dem analytischen Vergleich lassen sich demnach keine pauschalen Vor- oder Nachteile bei einem der Verfahren identifizieren. Um die Verfahren unter praxisnahen Einflüssen bei gleichen Randbedingungen miteinander zu vergleichen, wurden sie bei mehreren Versuchsabläufen am Prüfstand erprobt. Als Bewertungskriterium wurde die jeweilige Winkelabweichung zwischen dem geschätzten Rotorlagewert des Verfahrens und dem gemessenen Rotorlagewert betrachtet. In einem ersten Versuchsablauf wurden beide Verfahren bei einer steigenden Drehzahl miteinander verglichen. Dabei war eine Abhängigkeit der Winkelabweichung von der Drehzahl zu beobachten. Diese Drehzahlabhängigkeit konnte auf die Phasenverschiebung der jeweiligen PT1-Übertragung des Verfahrens zurückgeführt werden. Da die Phasenverschiebung über die Übertragungsfunktion bekannt ist, konnte die Abhängigkeit bei beiden Verfahren gleichermaßen kompensiert werden.

Als weitere Einflussmöglichkeit wurde die Lastabhängigkeit untersucht. Dazu wurde bei konstanter Drehzahl das Drehmoment reduziert, sodass die Maschine vom motorischen in den generatorischen Betrieb wechselt. Dabei wurde sowohl beim modifizierten Integrationsverfahren als auch beim Beobachter basierendem Verfahren eine signifikante Lastabhängigkeit beobachtet. Darauf hin wurde gezeigt, dass diese Lastabhängigkeit auf eine überlagerte Abhängigkeit vom d-Strom und q-Strom zurückzuführen ist, wobei der d-Strom einen stärkeren Einfluss auf die Winkelabweichung hat als der q-Strom. Als Ursache für diese Abhängig-

keit konnten die nichtlinearen Sättigungseffekte der Statorinduktivitäten identifiziert werden. Die Induktivitäten sind dadurch stromabhängig und unterscheiden sich in der Längs- und Querachse im rotorfesten Koordinatensystem. Da das zuvor verwendete Modell diesen Effekt nicht berücksichtigt, wurde es entsprechend erweitert, sodass beide Verfahren diesen nichtlinearen Einfluss kompensieren können. Es wurde gezeigt, dass so bei beiden Verfahren die Stromabhängigkeit der Winkelabweichung wesentlich reduziert werden kann.

Es wurde gezeigt, dass die Vereinfachung durch konstante und symmetrische Induktivitäten (vgl. Gl. 2.4), bei einer Maschine, die wie in Abb. 2.26 einen ausgeprägten nichtlinearen Verlauf der Induktivitäten aufweist, zu erheblichen Fehlern bei der Rotorlageschätzung führt. Darüber hinaus wurde gezeigt, dass diese Fehler sich auf die beiden untersuchten Verfahren gleichermaßen auswirken. Denn ist das hinterlegte Modell für die Schätzung der Rotorlage bereits ungenau, so wird die Art der Verrechnung nicht zu einer genaueren Schätzung führen können. Sowohl die analytischen als auch die praktischen Untersuchungen konnten unter den gegebenen Randbedingungen keinen relevanten Vor- oder Nachteil bei einem der betrachteten EMK basierten Verfahren aufzeigen. Es besteht zwar ein didaktischer Unterschied bei der Herleitung der Verfahren, jedoch kann eine sinnhafte Unterscheidung bezüglich der Anwendung nicht festgestellt werden.

3 Verfahren zur Ermittlung der Rotorlage basierend auf der Anisotropie

Die in Kap. 2 vorgestellten EMK basierten Verfahren nutzen die induzierte Spannung für die Rotorlageschätzung. Aus Gl. 2.14 geht hervor, dass diese Spannung im Stillstand nicht mehr vorhanden ist und die Verfahren in diesem Betriebsbereich versagen. Darüber hinaus ist die induzierte Spannung bei geringen Drehzahlen sehr klein und hat deswegen nur noch geringen Einfluss auf die Statorspannung. Je kleiner die Drehzahl wird, desto schlechter wird der Signal-Rauschabstand der induzierten Spannung und desto größer wird der Einfluss von Ungenauigkeiten im Grundwellenmodell. Daraus ergibt sich eine untere Drehzahlgrenze ab der die EMK basierten Verfahren die Rotorlage nicht mehr zuverlässig ermitteln können. Deswegen müssen unterhalb dieser Drehzahlgrenze bis zum Stillstand andere Verfahren verwendet werden. Diese Verfahren werden im Folgenden beschrieben.

Die Verfahren, die in diesem Kapitel beschrieben werden, nutzen die sog. Anisotropie der PSM. Die Anisotropie entsteht durch einen asymmetrischen Rotoraufbau und wurde bereits in Kap. 2.5.2 beschrieben. Dabei wurden unterschiedliche Induktivitäten in der d-Achse und q-Achse als nichtlinearer Effekt im Modell mit berücksichtigt, um die Stromabhängigkeit der Winkelabweichungen zu reduzieren. Die im Folgenden beschriebenen Verfahren werten diese Anisotropie gezielt aus und ermitteln daraus die Lage des Rotors.

Ein asymmetrischer Rotoraufbau ergibt sich z. B. durch die Einbettung der Permanentmagnete und ggf. durch zusätzliche Aussparungen im Rotorblechpaket. Die Aussparungen werden vorgenommen um zusätzliches Reluktanzmoment zu ermöglichen und um Material im Rotorblechpaket einzusparen. Weiterhin wird durch die Einbettung der Magnete die Festigkeit für höhere Drehzahlen verbessert, da i. d. R. durch das Rotorblechpaket höhere Zentripetalkräfte ausgeübt werden können als durch die Bandagierung bei oberflächenmontierten Magneten. Da die Permanentmagnete eine ähnliche Permeabilität wie Luft ($\mu_r \approx 1$) haben, führen sowohl die eingebetteten Magnete als auch die Reluktanzaussparungen dazu, dass die Statorinduktivität in der d-Achse kleiner ist als in der q-Achse ($L_d < L_q$).

Die Einflüsse dieses Induktivitätsunterschieds führen zu einer unterschiedlichen Reaktanz bzw. resultieren in unterschiedlichen Zeitkonstanten des R-L Glieds. Dieser Effekt kann von den anisotropiebasierten Verfahren durch einen hochfrequenten Strom sensiert werden. Durch die Sensierung der rotorlageabhängigen Induktivität kann dann die Lage des Rotors bestimmt werden. Die Verfahren unterscheiden sich dabei in der Art der Spannungsinjektion bzw. durch die aus der Spannungsinjektion resultierende Stromantwort und Auswertung. Wie im Folgenden noch dargelegt wird, lässt sich anhand eines Hochfrequenzmodells zeigen, dass durch die Anisotropie der Maschine unterschiedliche Zeitkonstanten des R-L Glieds in Längs- und Querachse entstehen. Durch eine entsprechende Anregung mittels eines Testsignals kann dieser rotorlageabhängige Induktivitätsunterschied (vgl. Abb. 3.2) ausgewertet werden. Dieses Testsignal wird i. d. R. über den Umrichter zusätzlich eingepreßt und überlagert sich somit zur Grundwelle. Die in diesem Kapitel beschriebenen Verfahren arbeiten also im Gegensatz zu den EMK basierten Verfahren aktiv. Entsprechend sind ge-

eignete Maßnahmen notwendig, um eventuell störende Auswirkungen des Testsignals auf den Betrieb der Maschine zu verhindern oder zu mindern. Um die unterschiedlichen Zeitkonstanten in einer praktischen Anwendung messbar zu machen, ist in Abhängigkeit von der Maschinenzeitkonstante und der Messsystemauflösung, eine Frequenz der Testsignale von mehreren Hundert Hertz bis zu wenigen Kilohertz notwendig. Bezüglich der Signalart lassen sich die in der Literatur bisher veröffentlichten Testsignalanregungen wie in Abb. 1.1 kategorisieren.

Das sog. INFORM-Verfahren [5] unterbricht i. d. R. die reguläre PWM-Ansteuerung kurzzeitig und löst zusätzliche Schaltflanken aus. Der Stromanstieg, der sich darauf hin einstellt, wird zur Induktivitätsbestimmung ausgewertet. Das Unterbrechen der PWM-Ansteuerung für sich genommen, ist schon ein nicht unerheblicher Eingriff in die Regelung. Um die Auswirkungen des Stromimpulses darüber hinaus möglichst gering zu halten, sind die Einschaltzeiten der Spannungspulse nur sehr kurz. Damit die daraus folgenden Stromtransienten bzw. die Stromanstiegszeiten in einer ausreichenden Auflösung in ihrer Bandbreite erfasst werden können, ist eine entsprechend hohe Abtastrate und schnelle AD - Wandlung der Stromsensoren notwendig. Aufgrund des daraus resultierenden erhöhten Messaufwands wird diese Verfahrenskategorie in dieser Arbeit nicht untersucht.

Nach Abb. 1.1 ergeben sich alternativ zu dem INFORM-Verfahren die sinusförmigen Signale. Um bei den sinusförmigen Signalen möglichst geringe Auswirkungen auf den Grundwellenstrom zu verursachen, wird im Vergleich zur Nennspannung der Maschine eine kleine Amplitude mit höherer Frequenz eingepreßt. Durch die unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querachse ergibt sich dann eine rotorlageabhängige Stromantwort. Diese wird ausgewertet und der Rotorlagewinkel wird berechnet. Im Rahmen der sinusförmigen Signale ist aus der Literatur neben der Spannungsinjektion auch die Strominjektion bekannt. Bei der Strominjektion basiert die Anregung auf einer Stromregelung und es wird die dafür benötigte Stellspannung ausgewertet. Durch die Bandbreite der Regelung sind diese Anregungsverfahren jedoch in der Frequenz begrenzt. Zur Auswertung sind entweder zusätzliche Spannungssensoren notwendig oder die Spannung wird aus einem Umrichtermodell rekonstruiert. Zusätzliche Spannungssensoren sind insbesondere bei einer Anforderung zur galvanischen Trennung mit Aufwand verbunden. Um die Spannung aus der Strommessung zu rekonstruieren, ist ein Umrichtermodell notwendig, wodurch wiederum Abweichungen und Fehler entstehen können. Aufgrund dieser Umstände hat sich die Spannungsinjektion durchgesetzt ([73], [74]) und soll auch in dieser Arbeit ausschließlich betrachtet werden.

Im Folgenden wird zunächst ein Hochfrequenzmodell eingeführt, das die zuvor beschriebene Anisotropie abbildet. Im Anschluss werden Verfahren mit unterschiedlicher Stromanregung beschrieben und anhand des Hochfrequenzmodells untersucht. Darauf hin werden dann weitere Verfahren vorgestellt die die Stromantwort erfassen und daraus den Rotorlagewinkel ermitteln. Weiterhin wird untersucht, welchen Einfluss die Nichtlinearitäten des Umrichters auf die Spannungsinjektion haben und wie sie kompensiert werden können.

3.1 Hochfrequenzmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine

In Kap. 2.1 wird ein rotationssymmetrischer Rotor angenommen (vgl. Gl. 2.3 und Gl. 2.4). Wie zuvor beschrieben, nutzen die anisotropiebasierten Verfahren jedoch eine hochfrequente Signalanregung um die Rotorlage durch den Induktivitätsunterschied zwischen L_d und

L_q zu ermitteln. Um diesen Induktivitätsunterschied für die anisotropiebasierten Verfahren abzubilden, wird das Hochfrequenzmodell ausgehend von Gl. 2.72 aus dem Kap. 2.5.2 hergeleitet. Zur besseren Übersicht ist die Gl. 2.72 hier noch einmal aufgeführt:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) + \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Psi_r \end{pmatrix}$$

Für eine differenziertere Betrachtung der Induktivität soll an dieser Stelle kurz auf den Unterschied zwischen der absoluten und differentiellen Induktivität hingewiesen werden. Die absolute Induktivität beschreibt die Steigung des Flusses Ψ_g vom Nullpunkt ausgehend bis zu einem Stromarbeitspunkt i_{AB} (vgl. Gl. 3.1).

$$i_{AB} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.1)$$

Im Gegensatz zur absoluten Induktivität beschreibt die differentielle Induktivität die Steigung des Flusses Ψ_g in der Nähe des Stromarbeitspunktes. Der Zusammenhang zwischen absoluter und differentieller Induktivität ist in Abb. 3.1 dargestellt. In Abb. 3.2 ist die gemessene absolute Induktivität L_{abs} der Prüflingsmaschine in Abhängigkeit vom Stromarbeitspunkt i_{AB} und von der Rotorlage γ dargestellt. Der Induktivitätswert entspricht dabei dem Radius und der Winkel ist gleichbedeutend mit der Rotorlage γ . Die Abhängigkeit der absoluten Induktivität von der Rotorlage wird darin bereits sehr deutlich.

Wie eingangs beschrieben wurde, nutzen die Anisotropieverfahren einen hochfrequenten Strom i_{hf} , der dem Grundwellenstrom überlagert wird. Ist die Frequenz ω_{hf} von i_{hf} ausreichend hoch, dann kann der Grundwellenstrom näherungsweise als konstant und somit als Stromarbeitspunkt i_{AB} interpretiert werden. In diesem Fall sensieren die Anisotropieverfahren mit dem hochfrequenten Strom i_{hf} die differentiellen Induktivitäten L_{diff} . Die differentiellen Induktivitäten ergeben sich durch die partiellen Ableitungen nach Gl. 3.2 und Gl. 3.3. Nach den Ausführungen in [44] weisen die Verläufe der absoluten und differentiellen Induktivitäten einen vergleichbaren Verlauf auf, weshalb es in erster Näherung zulässig ist, L_{dd} und L_{qq} mit den absoluten Induktivitäten L_d und L_q gleich zu setzt.

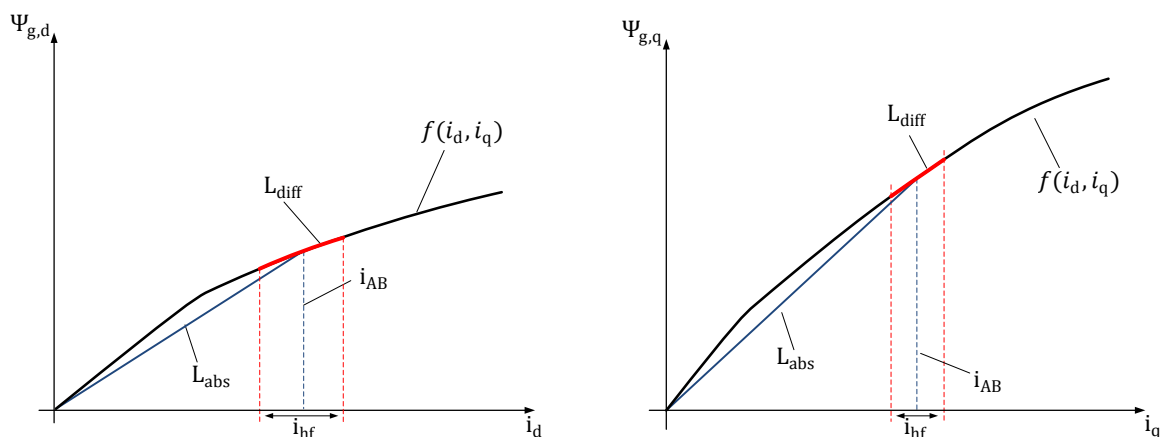


Bild 3.1: Unterschied zwischen absoluter und differentieller Induktivität anhand der stromabhängigen Flusskennlinie

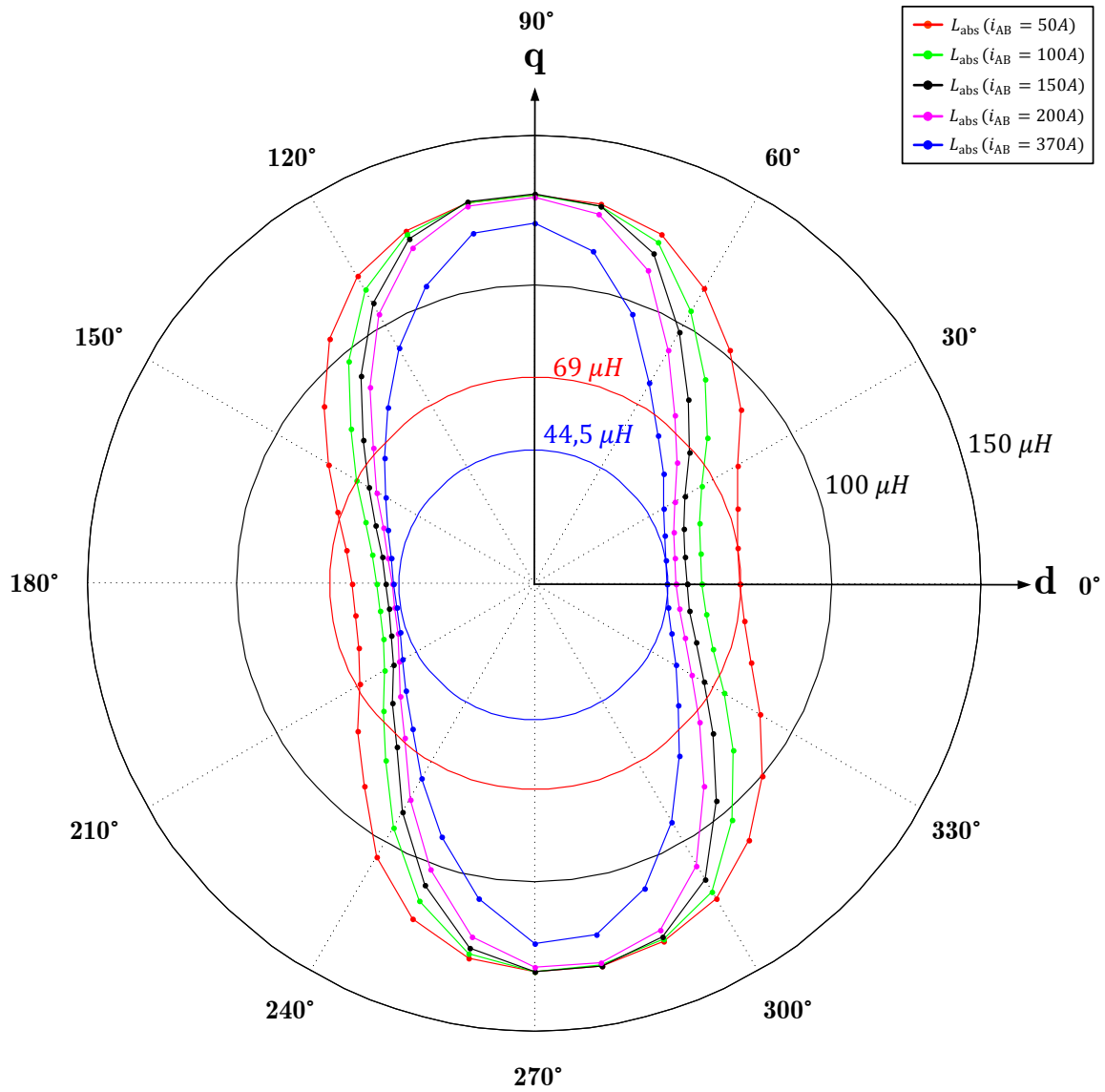


Bild 3.2: Gemessene absolute Induktivitäten über einen elektrischen Rotorumfang bei verschiedenen Stromarbeitspunkten

$$L_{dd} = \frac{\vartheta \Psi_{g,d}(i_d, i_q)}{\vartheta i_d} \approx L_d \quad (3.2)$$

$$L_{qq} = \frac{\vartheta \Psi_{g,q}(i_d, i_q)}{\vartheta i_q} \approx L_q \quad (3.3)$$

Bei einem konstanten Stromarbeitspunkt können die Induktivitäten L_d und L_q dann ebenfalls als konstant angenommen werden, sodass sich aus Gl. 2.72 dann Gl. 3.4 ergibt.

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Psi_r \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Der Vollständigkeit halber soll hier noch das mechanische Modell des Hochfrequenzmodells beschrieben werden. Dies ergibt sich analog zum Grundwellenmodell über eine Leistungsbetrachtung nach Gl. 3.5.

$$P_\Psi = \frac{3}{2} (-L_q i_q i_d \omega + (L_d i_d + \Psi_r) i_q \omega) = \frac{\omega}{p} M = P_m \quad (3.5)$$

Die Momentengleichung ergibt sich dann zu

$$M = \frac{3}{2} p i_q (i_d (L_d - L_q) + \Psi_r). \quad (3.6)$$

Dabei ergibt sich das Reluktanzmoment aus

$$M_{\text{rel}} = \frac{3}{2} p i_q i_d (L_d - L_q) \quad (3.7)$$

und das Moment über die Lorentzkraft aus

$$M_{\text{lor}} = \frac{3}{2} p i_q \Psi_r. \quad (3.8)$$

Für die Bewegungsgleichung gilt dann

$$M_{\text{rel}} + M_{\text{lor}} - M_L = J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (3.9)$$

Mit: M_L : Lastmoment (inkl. Reibung)

J : Rotor-Trägheitsmoment

Mit Gl. 3.5 bis Gl. 3.9 ist auch der mechanische Teil des Hochfrequenzmodells beschrieben. Um eine kompakte analytische Beschreibung der hochfrequenten Stromantwort zu ermöglichen, werden ausgehend von dem Hochfrequenzmodell nach Gl. 3.4 im Folgenden einige Randbedingungen vorausgesetzt, die zu einem vereinfachten sog. Kleinsignalmodell führen. Da anisotropiebasierte Verfahren bevorzugt im unteren Drehzahlbereich eingesetzt werden, haben die mit der Kreisfrequenz ω behafteten Terme in Gl. 3.4 nur einen niederfrequenten und geringfügigen Einfluss auf den hochfrequenten Strom. Über die Bedingung

$$\omega \ll \omega_{\text{hf}} \quad (3.10)$$

kann durch geeignete Filterung sichergestellt werden, dass sich nur hochfrequente Anteile in der HF-Stromauswertung durchsetzen und die mit ω behafteten Terme entfallen.

Weiterhin soll die Frequenz ω_{hf} der Stromantwort so hoch sein, dass die Bedingung

$$\omega_{\text{hf}} \gg \frac{R}{L_x} \quad (3.11)$$

gültig ist. Dabei bezieht sich die Größe L_x zunächst allgemein auf die aktuell wirksame Induktivität. Die Ungleichung 3.11 entspricht der Annahme das bei ausreichend hoher Kreisfrequenz ω_{hf} das induktive Verhalten der Spulen gegenüber dem ohmschen Verhalten dominiert. Dadurch können die ohmschen Spannungsterme in Gl. 3.4 vernachlässigt werden. Mit den Vereinfachungen aus Gl. 3.10 und Gl. 3.11 folgt aus Gl. 3.4 das Kleinsignalmodell nach Gl. 3.12.

$${}^{d,q}\underline{i}_{\text{hf}} = {}^{d,q}\mathbf{L}_{\text{dq}}^{-1} \int {}^{d,q}\underline{u}_{\text{hf}} dt \quad (3.12)$$

$$\text{Mit: } {}^{d,q}\mathbf{L}_{\text{dq}}^{-1} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{pmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{pmatrix}$$

Mit dem zuvor eingeführten Kleinsignalmodell ist es möglich die Stromantwort auf eine hochfrequente Spannungsinjektion zu beschreiben. Im Folgenden werden damit die Anisotropiebasierten Verfahren bezüglich der Signalart der hochfrequenten Stromantwort näherer untersucht.

3.2 Kleinsignalmodell für rotierende sinusförmige Trägersignale

Bei den rotierenden Sinussignalen wird ein Spannungsraumzeiger ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{hf,rot}}$ zur Erzeugung der Stromantwort verwendet, der sich mit der Amplitude \hat{u}_{hf} gegenüber dem statorfesten Koordinatensystem mit der Kreisfrequenz ω_{hf} dreht (vgl. Abb. 3.3). Dieser Raumzeiger kann nach Gl. 3.13 beschrieben werden.

$${}^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{hf,rot}} = \hat{u}_{\text{hf}} e^{j\omega_{\text{hf}} t} \quad (3.13)$$

In einem linearen zeitinvarianten System folgt aus dieser Anregung ein Stromraumzeiger ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}}$, der sich ebenfalls mit der Kreisfrequenz ω_{hf} dreht und dem Grundwellenstrom überlagert werden kann. Dabei ist sicherzustellen, dass die Amplitude des Stromraumzeigers ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}}$ klein genug ist, damit dieser nur geringe Auswirkungen auf das Drehmoment der Maschine hat. Darüber hinaus kann es durch die Anregung zu einer zusätzlichen Geräuschbildung kommen, was bei Anwendungen in Fahrzeugen ein Nachteil sein kann. Wie in Kap. 2.5.2 dargelegt wurde, ist die wirksame Induktivität auch vom Stromarbeitspunkt i_{AB} abhängig. Bei konstanter Amplitude \hat{u}_{hf} und konstanter Kreisfrequenz ω_{hf} wäre dann die Amplitude des hochfrequenten Stromraumzeigers nicht nur rotorlageabhängig, sondern ebenfalls abhängig vom Stromarbeitspunkt. Dies kann z. B. durch eine arbeitspunktabhängige Spannungsamplitude (Gl. 3.14) oder arbeitspunktabhängige Kreisfrequenz (Gl. 3.15) berücksichtigt werden.

$$\hat{u}_{\text{hf}} = f(i_{\text{AB}}) \quad (3.14)$$

$$\omega_{\text{hf}} = f(i_{\text{AB}}) \quad (3.15)$$

Eine Entkoppelung des hochfrequenten Stroms von der Regelung des Grundwellenstroms kann durch eine geeignete Filterung und Modellierung realisiert werden (vgl. Kap. 3.2.1). Wird der rotierende Spannungsraumzeiger in Gl. 3.13 durch Multiplikation mit dem Drehoperator $e^{-j\gamma}$ ebenfalls in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert, dann ergibt sich der Zeiger zu

$${}^{d,q}\underline{u}_{\text{hf,rot}} = \hat{u}_{\text{hf}} e^{j(\omega_{\text{hf}} - \omega)t}. \quad (3.16)$$

Durch Einsetzen des Spannungsraumzeigers aus Gl. 3.16 in das Kleinsignalmodell aus Gl. 3.12 nach Gl. 3.17

$${}^{d,q}\underline{i}_{\text{hf,rot}} = {}^{d,q}\mathbf{L}_{\text{dq}}^{-1} \int {}^{d,q}\underline{u}_{\text{hf,rot}} dt \quad (3.17)$$

folgt durch den rotierenden Spannungsraumzeiger ${}^{d,q}\underline{u}_{\text{hf,rot}}$ aus Gl. 3.17 mit der eulerschen Formel

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (3.18)$$

die Stromantwort ${}^{d,q}\underline{i}_{\text{hf,rot}}$ in Gl. 3.19.

$${}^{d,q}\underline{i}_{\text{hf,rot}} = \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega)} {}^{d,q}\mathbf{L}_{\text{dq}}^{-1} (\sin((\omega_{\text{hf}} - \omega)t) - j \cos((\omega_{\text{hf}} - \omega)t)) \quad (3.19)$$

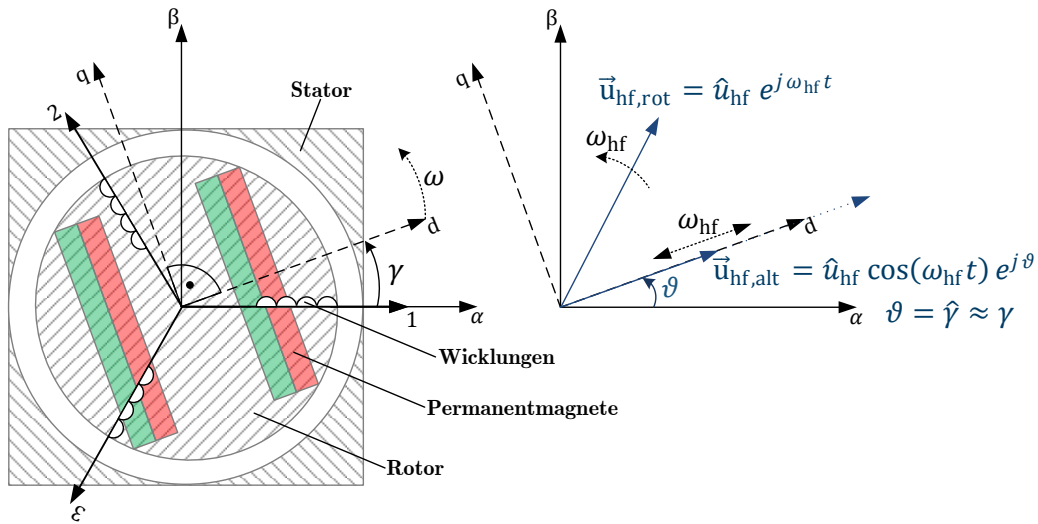


Bild 3.3: Kontinuierlich anliegende Sinussignale in den Koordinatensystemen

Über den Zusammenhang aus Gl. 2.20 und Gl. 2.21 ergibt sich die vektorielle Darstellung der Stromantwort in Gl. 3.20.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_q} \begin{pmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sin((\omega_{\text{hf}} - \omega)t) \\ -\cos((\omega_{\text{hf}} - \omega)t) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Mit der Gl. 3.21 und Gl. 3.22

$$\sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \quad (3.21)$$

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (3.22)$$

lassen sich dann die einzelnen Stromkomponenten im rotorfesten Koordinatensystem nach Gl. 3.23 in komplexer Darstellung beschreiben.

$${}^{d,q}\underline{i}_{\text{hf,rot}} = -j \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega)L_d L_q} \left(\Sigma L_{\text{dq}} e^{j(\omega_{\text{hf}} - \omega)t} + \Delta L_{\text{dq}} e^{-j(\omega_{\text{hf}} - \omega)t} \right) \quad (3.23)$$

Mit:

$$\begin{aligned} \Sigma L_{\text{dq}} &= \frac{L_d + L_q}{2} \\ \Delta L_{\text{dq}} &= \frac{L_d - L_q}{2} \end{aligned}$$

Dadurch wird die Transformation in das statorfeste Koordinatensystem in Gl. 3.25 durch die Multiplikation mit dem Drehoperator

$$e^{j\omega t} = e^{j\gamma} \quad (3.24)$$

sehr einfach möglich.

$$\begin{aligned} {}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}} &= -j \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega)L_d L_q} \left(\Sigma L_{\text{dq}} e^{j\omega_{\text{hf}}t} + \Delta L_{\text{dq}} e^{j(2\gamma - \omega_{\text{hf}})t} \right) \\ &= {}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{pos}} + {}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{neg}} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Der Stromraumzeiger nach Gl. 3.25 ergibt sich aus der Summe von zwei gegensinnig rotierenden Stromraumzeigern ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{pos}}$ und ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{neg}}$. Dabei dreht sich ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{pos}}$ in positiver Richtung und ist um -90° zum Spannungsraumzeiger ${}^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{hf,rot}}$ verschoben. Die Länge ist proportional zu ΣL_{dq} . Der Stromraumzeiger ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{neg}}$ dreht sich in negativer Richtung mit einer Länge, die proportional zu ΔL_{dq} ist. Mit $L_d \neq L_q$ ergeben sich unterschiedliche Längen der beiden Stromraumzeiger, wodurch ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}}$ eine elliptische Trajektorie beschreibt (vgl. Abb. 3.4). Diese Trajektorie ist komplementär zu der Induktivitätsverteilung in Abb. 3.2. In Abb. 3.4 ist der zuvor beschriebene Zusammenhang veranschaulicht. Die Lage der elliptischen Trajektorie ist von der Rotorlage γ abhängig und muss durch geeignete Demodulationsverfahren ermittelt werden. Diese Demodulationsverfahren führen dann eine frequenzselektive Analyse von ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}}$ durch, um die Rotorlageinformation aus ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{neg}}$ auswerten zu können. Mit dem Zusammenhang aus Gl. 2.9 und Gl. 2.10 kann die Gleichung Gl. 3.25 als Vektor in Gl. 3.26 dargestellt werden.

$${}^{\alpha,\beta}\underline{i}_{\text{hf,rot}} = \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega)L_d L_q} \begin{pmatrix} \Sigma L_{\text{dq}} \sin(\omega_{\text{hf}}t) + \Delta L_{\text{dq}} \sin(2\omega t - \omega_{\text{hf}}t) \\ -\Sigma L_{\text{dq}} \cos(\omega_{\text{hf}}t) - \Delta L_{\text{dq}} \cos(2\omega t - \omega_{\text{hf}}t) \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

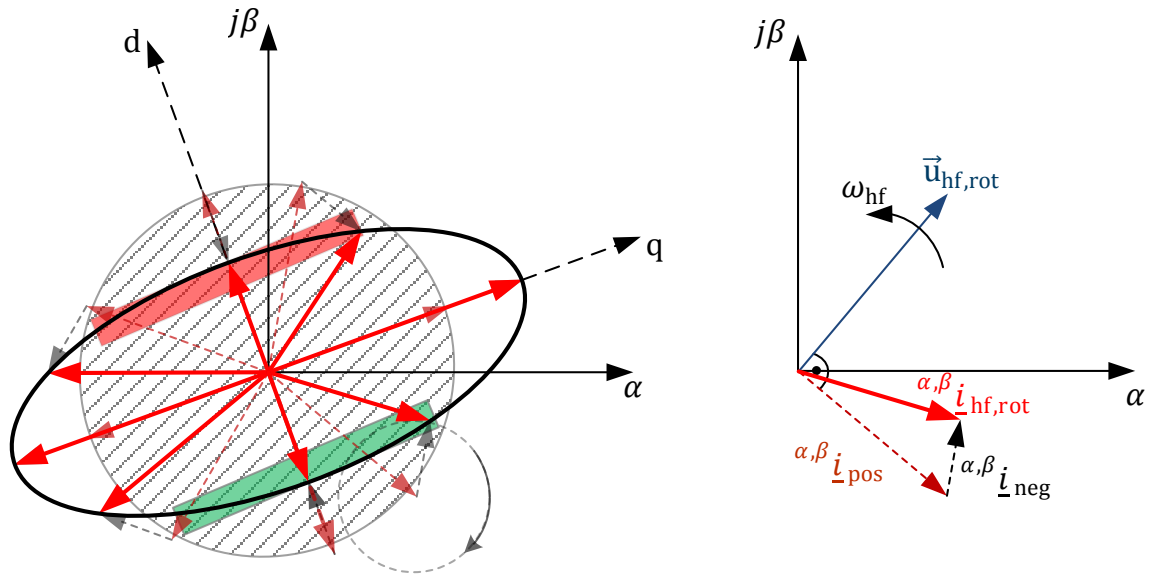


Bild 3.4: Elliptische Trajektorie des Stromraumzeigers mit rotierendem Spannungsraumzeiger als Anregung

In Gl. 3.26 sind zwei Spektren zu erkennen. Durch die Fouriertransformation der Gl. 3.25 ergibt sich im Frequenzbereich die Gl. 3.27.

$$\begin{aligned}
 F(\omega_F) &= \mathcal{F} \left\{ \alpha, \beta \underline{i}_{\text{hf,rot}} \right\} (\omega_F) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \alpha, \beta \underline{i}_{\text{hf,rot}} e^{-j\omega_F t} dt \\
 &= -j \frac{\sqrt{2\pi} \hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_d} \left(\Sigma L_{\text{dq}} \delta(\omega_{\text{hf}} - \omega_F) + \Delta L_{\text{dq}} \delta(2\omega - \omega_{\text{hf}} + \omega_F) \right) \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

Mit: $\delta(\omega)$: Dirac-Funktion

Nach Gl. 3.27 ist ein Spektrum proportional zu ΣL_{dq} und schwingt mit der Trägerfrequenz der rotierenden Sinusanregung ω_{hf} . Dieses Spektrum wird nicht von der Rotorlage beeinflusst und beinhaltet somit keine Information dazu. Die Rotorlage wirkt sich nur auf das andere Spektrum bei $(\omega_{\text{hf}} - 2\omega)$ aus. Dieses Spektrum ist proportional zu ΔL_{dq} und verschwindet bei $(L_d = L_q)$. Ein Induktivitätsunterschied zwischen der d-Achse und q-Achse ist damit eine Voraussetzung für die hier betrachteten Anisotropieverfahren.

Zur Demodulation und Auswertung der Anisotropie muss dann dieses Spektrum von allen anderen Frequenzanteilen im Strom mittels einer geeigneten Frequenzweiche getrennt und ausgewertet werden. Dies stellt insbesondere dann eine Herausforderung da, wenn sich der hochfrequente Strom mit einer sehr dynamischen Grundwellenansteuerung überlagert. Wie dies zuverlässig gelingen kann, wird im folgenden Kapitel behandelt.

3.2.1 Modellbasierte Frequenzweiche zur Entkoppelung des hochfrequenten Stroms vom Grundwellenstrom

Im vorherigen Kapitel wurden Gleichungen hergeleitet, die den Einfluss der Anisotropie auf einen hochfrequenten Strom beschreiben. Während des Betriebs der Maschine überlagert sich i. d. R. der hochfrequente Strom mit der Grundwellenansteuerung. Ziel der anisotropie-basierten Verfahren ist es, nur den HF-Strom möglichst unbeeinflusst von der Grundwellenansteuerung auswerten zu können. Dies wird mit einer sog. Frequenzweiche umgesetzt.

Ist der Frequenzabstand zwischen dem HF-Strom und der Grundwellenansteuerung ausreichend groß, dann können die Spektren der Ströme über eine einfache Filterung vom gemessenen Gesamtstrom separiert werden. Eine Frequenzweiche die diese Aufgabe erfüllt ist in Abb. 3.5 dargestellt.

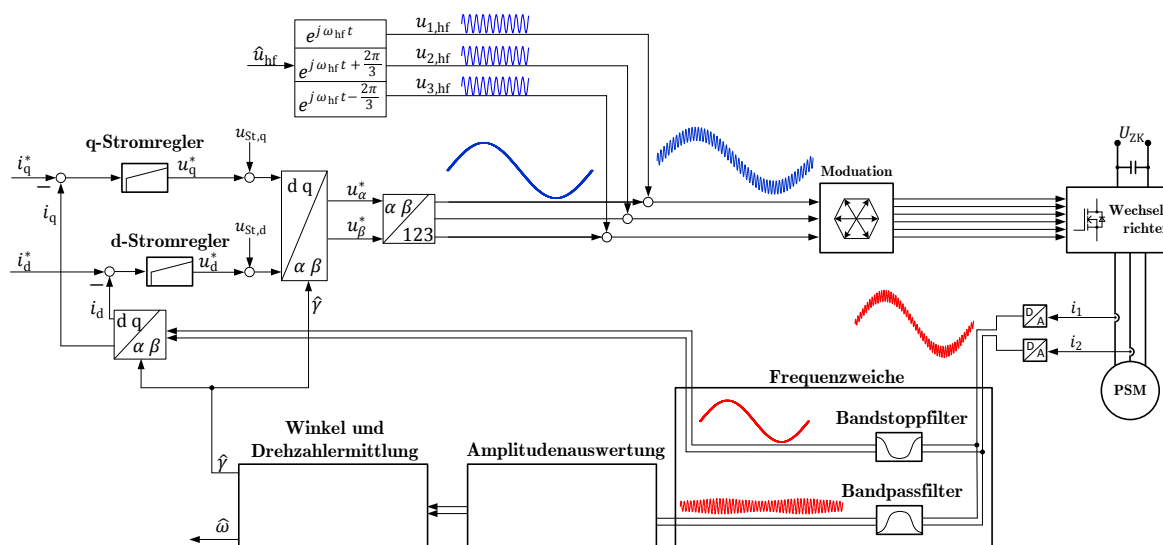


Bild 3.5: Stromregelung und HF-Spannungsinjektion mit der Frequenzweiche bestehend aus Filtern

In Abb. 3.5 ist die Stromregelung zusammen mit der rotierenden HF-Anregung dargestellt. Die hochfrequenten Anteile werden vom gemessenen Phasenstrom über einen Bandstopffilter (Bandsperr) herausgefiltert. Der Sperrbereich wird entsprechend auf die Kreisfrequenz ω_{hf} ausgelegt. Der so ermittelte grundfrequente Strom wird der Stromregelung als Istgröße zugeführt. Dadurch wird vermieden, dass die Stromregelung durch Rückkopplungen den hochfrequenten Anteil beeinflusst. Da die Frequenz der HF-Anregung bekannt ist, kann ein Bandstopffilter genutzt werden, um gezielt ω_{hf} zu unterdrücken. Der Vorteil dabei ist, dass die restlichen Frequenzanteile im Phasengang weniger stark beeinflusst werden als bei einer Tiefpassfilterung, wobei die erhöhte Gruppenlaufzeit des Bandstopffilters beachtet werden muss. In entsprechender Weise kann der HF-Strom vom Grundwellenstrom über einen Bandpassfilter isoliert werden.

In sehr dynamischen Betriebssituationen (z. B. Momentensprünge) ergeben sich auch im grundfrequenten Strom höhere Frequenzen, sodass der grundfrequente Strom ebenfalls den Frequenzbereich um ω_{hf} beeinflussen kann. Bei der in Abb. 3.5 dargestellten Frequenzweiche würde dies die Rotorlageschätzung mit beeinflussen, da der gefilterte HF-Strom nun nicht mehr ausschließlich von der Anisotropie in seiner Amplitude beeinflusst wird. In [75] wird ein Strombeobachter vorgeschlagen, der die stromdynamischen Situationen berück-

sichtigt und so den Einfluss der Stromregelung auf den HF-Strom verringert. Für den Strombeobachter wird in [75] ebenfalls der Einsatz eines Reglers empfohlen, der im Wesentlichen zwei Aufgaben erfüllt. Zum einen soll der Regler die Parameterabweichungen und weitere nicht berücksichtigte Effekte (z.B. die Nichtlinearitäten des Umrichters) ausgleichen. Weiterhin soll die in dem Modell nicht berücksichtigte EMK ausgeglichen werden. Im Rahmen der Untersuchungen hat sich jedoch herausgestellt, dass die Parameterabweichungen und die weiteren nicht berücksichtigte Effekte kaum einen Einfluss haben bzw. relativ gut berücksichtigt werden können (vgl. Kap. 3.5). Da sich die Drehzahl und damit die EMK nur relativ langsam ändern kann, stellt dies ebenfalls keine Quelle für eine Beeinflussung des HF-Stroms da. Der Regler erfüllt deshalb keine signifikante Funktion im Rahmen der Frequenzweiche, sodass im Folgenden eine modifizierte Frequenzweiche vorgestellt wird. Aufbauend auf der Frequenzweiche aus [75] arbeitet die folgende Frequenzweiche ohne einen Regler, wodurch die Komplexität bzw. der Parametrierungsaufwand reduziert wird. Die im Rahmen dieser Arbeit verwendete Frequenzweiche ist in Abb. 3.6 dargestellt.

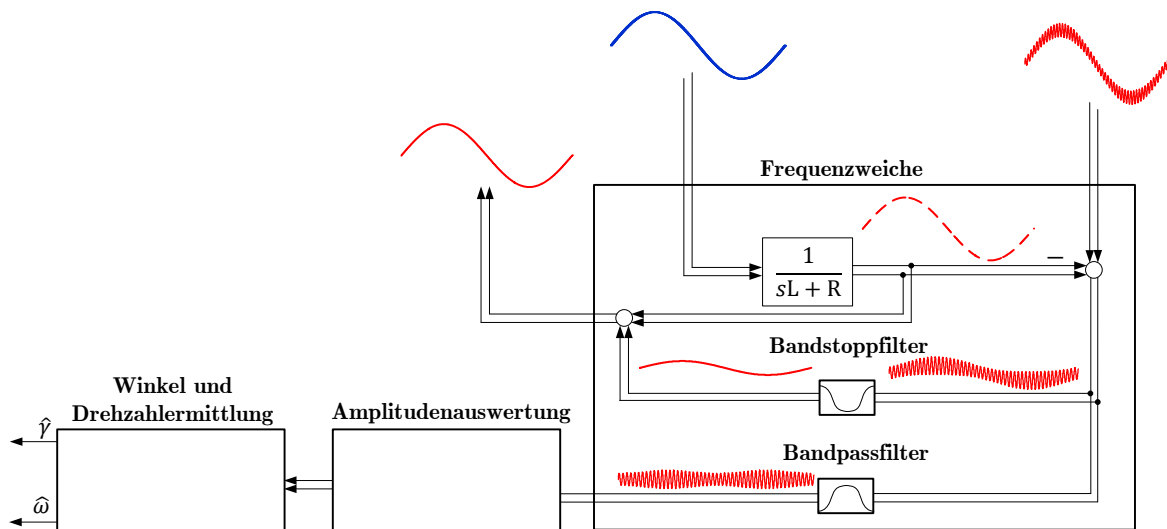


Bild 3.6: Modifizierte Frequenzweiche bestehend aus Modell und Filterung

Das Prinzip der in Abb. 3.6 dargestellten Frequenzweiche besteht darin, dass hochfrequente dynamische Regelungsvorgänge über die Sollspannungen der Reglerausgänge auf ein reduziertes Modell der E-Maschine geführt werden. Dieses Modell berücksichtigt nur den ohmschen und induktiven Spannungsabfall der Statorspannungsgleichung 2.7 und vernachlässigt die EMK. Dieser so geschätzte Strom wird von dem gemessenen Phasenstrom abgezogen, wodurch sich die dynamischen Regelungsvorgänge nach der Subtraktion im Rahmen der Modellgenauigkeit herausheben. Hinter der Subtraktion erscheint dann nur noch der nicht berücksichtigte Einfluss der EMK und der ebenfalls vom Modell nicht erfasste HF-Strom. Zur Rekonstruktion des grundfrequenten Stroms wird der HF-Strom vom Signal hinter der Subtraktion über den Bandstoppfilter entfernt und mit dem geschätzten Strom addiert, sodass dadurch die EMK im grundfrequenten Strom berücksichtigt wird. Dieser wird dann der Regelung als Istgröße zugeführt.

Da sich die EMK nur relativ langsam ändert, kann die Grundwelle zuverlässig vom Bandpassfilter gefiltert werden, sodass der daraus resultierende HF-Strom von den Regelungseinflüssen mit guter Näherung unbeeinflusst bleibt. Wie die Amplitude von dem so ermittelten HF-Strom zur Winkel- und Drehzahlermittlung genutzt wird, wird im Folgenden beschrieben.

3.2.2 Verfahren zur Auswertung von rotierenden Trägersignalen

In Gl. 3.25 wurde dargelegt, dass der HF-Stromraumzeiger $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf,rot}}$ in seiner Amplitude von der Anisotropie der Maschine moduliert wird. Da die Anisotropie mit der Rotorlage in einem festen Zusammenhang steht, kann über die Amplitude des HF-Stroms auf die Rotorlage geschlossen werden. Um die Rotorlage zu ermitteln, muss der HF-Strom demoduliert werden. Wie dies realisiert werden kann, soll im Folgenden beschrieben werden.

Es wurde gezeigt, dass sich der Stromraumzeiger $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf,rot}}$ aus der Summe von zwei Stromraumzeigern (vgl. Gl. 3.25) ergibt, wobei nur $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg}}$ von der Rotorlage beeinflusst wird. Wie der grundfrequente Strom vom HF-Strom getrennt wird, wurde bereits in Kap. 3.2.1 beschrieben.

Damit sich $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg}}$ ausschließlich als Funktion der Rotorlage ergibt, wird Gl. 3.25 mit $e^{j\omega_{\text{hf}}t}$ multipliziert. Daraus folgt Gl. 3.28.

$$\begin{aligned} \alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf},1} &= \alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf},r} e^{j\omega_{\text{hf}}t} & (3.28) \\ &= -j \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_q} (\Sigma L_{\text{dq}} e^{j2\omega_{\text{hf}}t} + \Delta L_{\text{dq}} e^{j2\gamma}) \\ &= \alpha, \beta \hat{i}_{\text{pos},1} + \alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg},1} \end{aligned}$$

Der Stromraumzeiger $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{pos},1}$ dreht sich in Gl. 3.28 mit der doppelten HF-Frequenz während $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg},1}$ nur noch von der doppelten Rotorlage beeinflusst wird. Um nun in einem weiteren Schritt $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg},1}$ von $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{pos},1}$ zu trennen, wäre eine Möglichkeit $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf},1}$ mit einem Tiefpass zu filtern. Bei der Parametrierung des Tiefpassfilters muss eine gute Dämpfung der Frequenz $2\omega_{\text{hf}}$ erreicht werden und gleichzeitig soll $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg},1}$ auch in dynamischen Situationen nicht in der Amplitude und Phase beeinflusst werden. Dieser Kompromiss ist je nach Systemanforderungen mit einem Filter 1. Ordnung nur schwer zu erfüllen und würde mit Filtern höherer Ordnung zusätzlichen Parametrierungsaufwand erfordern.

Der Parametrierungsaufwand kann reduziert werden, wenn statt der Tiefpassfilterung das Prinzip der sog. Synchronous Reference Frame Filtering genutzt wird. Dieses Verfahren wird u. a. in [76] und [9] beschrieben und transformiert $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf},1}$ aus Gl. 3.28 durch Multiplikation mit $e^{-j2\omega_{\text{hf}}t}$ in ein Koordinatensystem, das sich mit $\alpha, \beta \hat{i}_{\text{pos},1}$ synchron dreht.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\text{hf},2} &= \alpha, \beta \hat{i}_{\text{hf},1} e^{-j2\omega_{\text{hf}}t} & (3.29) \\ \hat{i}_{\text{hf},2} &= -j \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_q} (\Sigma L_{\text{dq}} + \Delta L_{\text{dq}} e^{j(2\gamma - 2\omega_{\text{hf}}t)}) \\ &= \hat{i}_{\text{pos},2} + \hat{i}_{\text{neg},2} \end{aligned}$$

In Gl. 3.29 ist zu beobachten, dass $\hat{i}_{\text{pos},2}$ gleichgerichtet ist. Über einen Hochpass, dessen Knickfrequenz relativ niedrig gewählt werden kann, kann $\hat{i}_{\text{pos},2}$ nun herausgefiltert werden, ohne $\hat{i}_{\text{neg},2}$ zu beeinflussen. Das Signal $\hat{i}_{\text{neg},2}$ kann nach der Hochpassfilterung wieder durch Multiplikation mit $e^{j2\omega_{\text{hf}}t}$ in das $\alpha\beta$ Koordinatensystem transformiert werden (vgl. Gl. 3.31).

$$\alpha, \beta \hat{i}_{\text{neg},2} = -j \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_q} \Delta L_{\text{dq}} e^{j2\gamma} \quad (3.30)$$

$$= \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{(\omega_{\text{hf}} - \omega) L_d L_q} \Delta L_{\text{dq}} e^{j2\gamma - \frac{\pi}{2}} \quad (3.31)$$

In Gl. 3.31 wird noch einmal sehr anschaulich, dass die Rotorlage nur durch eine vorhandene Anisotropie über ΔL_{dq} bestimmt werden kann. Weiterhin zeigt sich die zuvor bereits angedeutete Zweideutigkeit der Rotorlage über den doppelten Winkel 2γ . Diese Zweideutigkeit kann nur beseitigt werden, wenn zuvor initial die Rotorlage ermittelt wurde. Dieses Problem wird in Kap. 4 umfassend behandelt und wird deshalb an dieser Stelle nicht weiter beschrieben.

In Abb. 3.7 ist das zuvor beschriebene Verfahren als Blockschaltbild dargestellt.

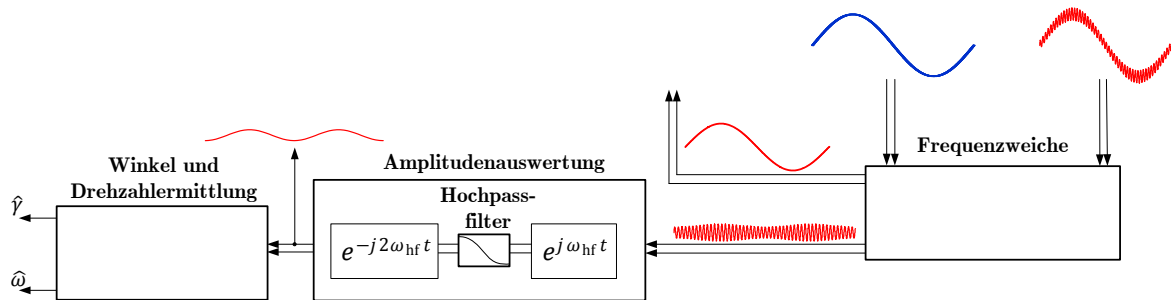


Bild 3.7: Blockschaltbild zur Amplitudenauswertung mit der Synchron Frame Filterung

Die Gl. 3.31 beschreibt die Amplitude bzw. die Hüllkurve von $\alpha, \beta \underline{i}_{hf,1}$ und kann, wie in Kap. 2.4 beschrieben, mit der $\arctan()$ -Funktion über die Identität nach Gl. 2.10 als rotierender Vektor

$$\alpha, \beta \vec{x}_{rot} = \alpha, \beta \vec{i}_{neg,2}$$

zur Winkel- und Drehzahlermittlung genutzt werden.

3.3 Alternierende Trägersignale

Die alternierenden Trägersignale sind amplitudenmodulierte Sinussignale. Im Gegensatz zu den rotierenden Spannungsraumzeigern werden die alternierenden Trägersignale die über den Winkel ϑ in eine definierte Richtung eingepreßt. Sie können über die Gl. 3.32 beschrieben werden.

$$\alpha, \beta \underline{u}_{hf,alt} = \hat{u}_{hf} \cos(\omega_{hf}t) e^{j\vartheta} \quad (3.32)$$

Wie später noch gezeigt wird, kann der Winkel ϑ anhand des geschätzten Rotorlagewinkels so ausgerichtet werden, dass sich nur ein Stromraumzeiger in die d-Achse ausbildet. Die Auswirkungen des resultierenden Stromraumzeigers auf das Moment und die Geräuschbildung können dadurch verringert werden [39]. Im Gegensatz zu den rotierenden Spannungsraumzeigern können die alternierenden Stromraumzeiger nicht über die $\arctan()$ Funktion ausgewertet werden. Stattdessen ist eine Auswertung auf Basis einer Phasenregelschleife notwendig. Gegenüber der $\arctan()$ -Funktion (vgl. Gl. 2.68) entsteht dabei eine zusätzliche Verzögerung und es ergibt sich ein weiteres schwingungsfähiges System mit zusätzlichem Parametrierungsaufwand. In der Abb. 3.3 rechts ist der alternierende Spannungsraumzeiger nach Gl. 3.32 dargestellt.

3.3.1 Anisotropiebasierte Verfahren mit alternierenden Trägersignalen

Im Gegensatz zu den rotierenden Trägersignalen, die in der Raumzeigerbetrachtung in alle Richtungen wirken, wirken die alternierenden Trägersignale nach Gl. 3.32 nur in eine festgelegte Richtung ϑ . Um möglichst wenig Einfluss auf das Drehmoment zu erzeugen und die Geräuschbildung zu reduzieren wird ϑ in die momentenneutrale Richtung gelegt. Im hier betrachteten Fall soll dies in Richtung der d-Achse sein. Da die wahre Lage der d-Achse in einem geberlosen Antrieb i. d. R. zunächst nicht bekannt ist, sondern erst durch das Anisotropieverfahren ermittelt werden soll, muss die Ausrichtung in eine geschätzte d-Achse erfolgen. Die geschätzte d-Achse \hat{d} kann über die geschätzte Rotorlage $\hat{\gamma}$ im geschätzten \hat{d}, \hat{q} Koordinatensystem bestimmt werden. Die Herleitung der Stromantwort auf die alternierende Spannungsanregung nach Gl. 3.33 kann analog zu dem Vorgehen in Kap. 3.2 mit Bezug auf das Modell nach Gl. 3.12 erfolgen. Darüber hinaus ist die Herleitung in der Literatur [39] zu finden, weshalb der Strom hier direkt in Gl. 3.34 beschrieben wird.

$$\alpha, \beta \underline{u}_{\text{hf,alt}} = \hat{u}_{\text{hf}} \cos(\omega_{\text{hf}} t) e^{j\hat{\gamma}} \quad (3.33)$$

$$\hat{d}, \hat{q} i_{\text{hf,alt}} = \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{\omega_{\text{hf}} L_d L_q} \sin(\omega_{\text{hf}} t) (\Sigma L_{\text{dq}} + \Delta L_{\text{dq}} \cos(2\Delta\gamma) + j \Delta L_{\text{dq}} \sin(2\Delta\gamma)) \quad (3.34)$$

Mit: $\Delta\gamma = \gamma - \hat{\gamma}$

Über den Zusammenhang nach Gl. 2.20 und Gl. 2.21 wird ersichtlich, dass die q-Komponente von $\hat{d}, \hat{q} i_{\text{hf,alt}}$ unmittelbar von der Abweichung zwischen der geschätzten und wahren Rotorlage abhängt. Für entsprechend kleine Abweichungen ergibt sich nach Gl. 3.35 sogar eine Proportionalität zwischen $i_{\text{hf,alt},\hat{q}}$ und der Abweichung $\Delta\gamma$. Das heißt, die q-Komponente verschwindet sobald, die Abweichung $\Delta\gamma$ zu null wird. Weiterhin ergibt sich nur eine q-Komponente, wenn eine ausreichende Anisotropie über ΔL_{dq} vorhanden ist. Die Abhängigkeit von der Anisotropie ΔL_{dq} und vom doppelten Winkelfehler ergibt sich analog zu den Abhängigkeiten wie bei der rotierenden Signalanregung.

$$i_{\text{hf,alt},\hat{q}} = \frac{\hat{u}_{\text{hf}}}{\omega_{\text{hf}} L_d L_q} \sin(\omega_{\text{hf}} t) \Delta L_{\text{dq}} 2\Delta\gamma \quad (3.35)$$

Für: $\Delta\gamma \ll 2\pi$

Es zeigt sich, dass Gl. 3.35 zusätzlich über $\sin(\omega_{\text{hf}} t)$ von der Erregerfrequenz ω_{hf} abhängig ist. Das bedeutet, dass die Auswertung von $i_{\text{hf,alt},\hat{q}}$ mit dem Erregersignal synchronisiert werden muss, um $i_{\text{hf,alt},\hat{q}}$ als proportionales Fehlersignal nutzen zu können. Eine Möglichkeit besteht darin, das Erregersignal zu nutzen, um diese Synchronisierung durchzuführen. Jedoch wirken u. A. die Stromregelung, Filter bei der Strommessung und die arbeitspunktabhängigen Induktivitäten auf den HF-Strom ein. Dadurch bleibt die Phasenverschiebung zwischen Erregerspannung und HF-Strom nicht immer konstant. Eine Alternative zur Erregerspannung ergibt sich durch die d-Komponente von $\hat{d}, \hat{q} i_{\text{hf,alt}}$. Aus Gl. 3.34 ist ersichtlich, dass auch die d-Komponente $i_{\text{hf,alt},\hat{d}}$ mit der Erregerfrequenz schwingt. Im Gegensatz zur Erregerspannung unterliegt $i_{\text{hf,alt},\hat{d}}$ jedoch den gleichen Einflüssen wie die q-Komponente.

Die Synchronisation kann so nach Gl. 3.36 auf einfache Weise, durch eine zusätzliche Auswertung der d-Komponente, erfolgen (vgl. [39]).

$$i_{\text{hf,alt,sync},\hat{q}} = i_{\text{hf,alt},\hat{q}} k_v \quad (3.36)$$

$$\text{Mit: } k_v = \begin{cases} 1 & : i_{\text{hf,alt},\hat{d}} > 0 \\ -1 & : i_{\text{hf,alt},\hat{d}} < 0 \end{cases}$$

Dadurch ergibt sich eine Synchronisierung der q-Komponente mit der d-Komponente. Das so demodulierte Signal in Gl. 3.36 pulsiert nun noch mit der doppelten Kreisfrequenz $2\omega_{\text{hf}}$, kann aber durch eine Tiefpassfilterung geglättet werden. Das geglättete Signal kann als Fehlersignal genutzt werden, um über einen sog. Nachführregler die Differenz zwischen der geschätzten Rotorlage und der wahren Rotorlage auszuregeln (vgl. Kap. 3.3.2).

Wichtig bei der Auswertung der alternierenden Signalanregung ist, dass die Bedingung ($\Delta\gamma \ll 2\pi$) für Gl. 3.35 eingehalten wird. Überschreitet der Winkelfehler den Bereich $\pm 45^\circ$, dann verliert die Proportionalität ihre Gültigkeit und der Nachführregler kann die Winkelabweichung ohne weitere Maßnahmen nicht mehr in die richtige Richtung ausregeln. Im Vergleich dazu kann mit rotierenden Signalen durch die $\arctan()$ -Funktion, ein Winkelfehler im Bereich zwischen $\pm 90^\circ$ bestimmt und somit korrigiert werden.

3.3.2 Verfahren zur Winkel- und Drehzahlrekonstruktion basierend auf einem Fehlersignal

Der rotierende Vektor (vgl. Kap. 2.4) ist eine Möglichkeit, wie die rotorlageinformation im Rahmen der Rotorlagegeberlosen Verfahren, codiert sein kann. Eine Alternative dazu besteht in einem Signal Δx , das nach Gl. 3.37 proportional zur Abweichung zwischen dem wahren Rotorlagewinkel γ und dem geschätzten Rotorlagewinkel $\hat{\gamma}$ ist. Die Stromantwort aus der alternierenden Spannungsanregung (vgl. Kap. 3.3) ist nach diesem Prinzip codiert.

$$\Delta x \propto \gamma - \hat{\gamma} \quad (3.37)$$

Das Signal Δx wird für die Auswertung auf eine Reglerstruktur gegeben, wodurch der geschätzte Winkel $\hat{\gamma}$ dem wahren Winkel γ nachgeführt wird (vgl. Abb. 3.8). Dieses Prinzip ist auch allgemeiner unter dem Begriff Phasenregelschleife bekannt.

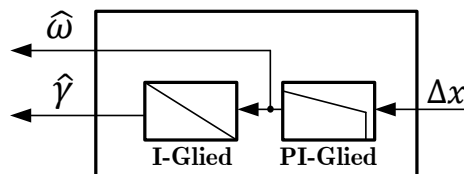


Bild 3.8: Winkel- und Drehzahlrekonstruktion aus einem Fehlersignal mit einer Nachführregelung

Im Gegensatz zur $\arctan()$ -Funktion ergibt sich bei dieser Variante auch gleichzeitig die Drehzahl. Diese muss bei der $\arctan()$ -Funktion erst über die Ableitung des Winkels bestimmt werden. Die Phasenregelschleife hat eine dämpfende Filtereigenschaft, wodurch Signalrauschen unterdrückt wird. Dadurch ergibt sich aber auch eine zusätzliche Phasenverschiebung, die entsprechend kompensiert werden muss. Die Übertragungsfunktion der

Phasenregelschleife G_{PLL} (vgl. Gl. 3.39) kann nach Gl. 3.38 in der s-Ebene mit den freien Parametern K_{P} und T_{N} beschrieben werden.

$$\hat{\omega} = K_{\text{P}} \left(\Delta x + \frac{1}{T_{\text{N}}} \int \Delta x \, dt \right) \quad (3.38)$$

$$G_{\text{PLL}} = K_{\text{P}} + \frac{K_{\text{P}}}{T_{\text{N}} s} \quad (3.39)$$

Durch die notwendige Auslegung der Phasenregelschleife über die Parameter K_{P} und T_{N} ergibt sich gegenüber der $\arctan()$ -Funktion ein zusätzlicher Aufwand [66]. Dabei gilt ebenfalls die Kompromissfindung zwischen den gegensätzlichen Forderungen nach einer möglichst guten Rauschunterdrückung bei einer gleichzeitig möglichst hohen Dynamik. Durch die zwei I-Glieder ergibt sich weiterhin ein eigenes schwingungsfähiges System, was eine zusätzliche Stabilitätsbetrachtung erforderlich macht.

3.4 Einfluss von Rotorlagefehlern auf das Drehmoment

Da eine Momentenmessung relativ aufwendig ist, wird das Moment in Antriebsstranganwendungen i. d. R. nicht direkt geregelt. Das Konzept der Feldorientierten Regelung baut darauf auf, dass sich über das Einprägen eines Längsstroms i_{d} und Querstroms i_{q} ein definiertes Moment einstellt. Die Momententreue basiert somit auf der genauen Kenntnis der Maschinenparameter und der korrekten Einregelung des Stromraumzeigers. Mit der Einführung des Hochfrequenzmodells in diesem Kapitel wird nach Gl. 3.6 neben dem Lorentzmoment auch das Reluktanzmoment berücksichtigt. Dadurch kann der im Folgenden untersuchte Einfluss von Winkelabweichungen auf die Momentenbildung genauer betrachtet werden, als wenn nur das Grundwellenmodell den Betrachtungen zugrunde liegt. Ziel der Rotorlagegeberlosen Verfahren ist es, dass die geschätzte Rotorlage $\hat{\gamma}$ möglichst genau mit der wahren Rotorlage γ übereinstimmt, damit bei der Transformation nach Gl. 2.28 aus dem Stromraumzeiger ${}^{\text{d,q}}\underline{i}$ die korrekte Orientierung des Statorstromraumzeigers ${}^{\alpha,\beta}\underline{i}$ resultiert. Ergibt sich ein Winkelfehler $\gamma_{\text{err}} = \hat{\gamma} - \gamma$ bei der Rotorlageschätzung, dann stellen sich tatsächlich die Ströme nach Gl. 3.40 und Gl. 3.41 ein.

$$i_{\text{d}} = i_{\alpha} \cos(\hat{\gamma} - \gamma_{\text{err}}) + i_{\beta} \sin(\hat{\gamma} - \gamma_{\text{err}}) = \hat{i}_{\text{d}} \cos(\gamma_{\text{err}}) - \hat{i}_{\text{q}} \sin(\gamma_{\text{err}}) \quad (3.40)$$

$$i_{\text{q}} = -i_{\alpha} \sin(\hat{\gamma} - \gamma_{\text{err}}) + i_{\beta} \cos(\hat{\gamma} - \gamma_{\text{err}}) = \hat{i}_{\text{d}} \sin(\gamma_{\text{err}}) + \hat{i}_{\text{q}} \cos(\gamma_{\text{err}}) \quad (3.41)$$

Im Grundstellbereich ergibt sich bezüglich des Verhältnisses zwischen i_{d} und i_{q} i. d. R. die Maßgabe, bei gegebenem Strombetrag

$$i_{\text{AB}} = \sqrt{i_{\text{d}}^2 + i_{\text{q}}^2} = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \quad (3.42)$$

möglichst viel Moment zu erzeugen oder anders ausgedrückt, das geforderte Moment mit einem möglichst geringen Strombetrag i_{AB} zu realisieren. Diese Forderung leitet sich aus dem wirkungsgradoptimalen Betrieb der Maschine ab und wird mit dem sog. MTPC (**M**aximum **T**orque **p**er **C**urrent) Betrieb realisiert. Im Feldschwäcbereich dagegen, wird bei einer PSM über einen negativen d-Strom, ein Teil des Strombetrags i_{AB} dazu genutzt, um dem Rotorfluss entgegen zu wirken und so die EMK zu reduzieren. Diese Forderung leitet sich aus Spannungsgrenze des Umrichters ab und wird mit dem sog. MTPF (**M**aximum **T**orque **P**er

Flux) Betrieb realisiert (vgl. [60]). Die Arbeitspunkte des MTPC und MTPF Betriebs können über i_{AB} und dem sog. Stromwinkel φ beschrieben werden (vgl. Abb. 3.9).

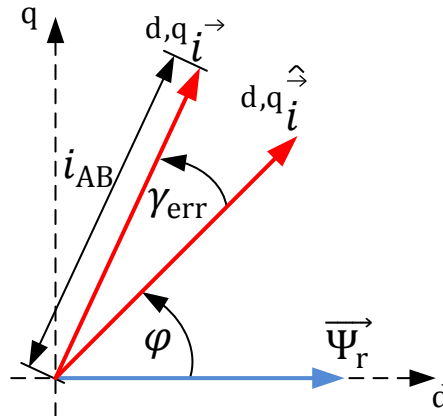


Bild 3.9: Darstellung des Stromraumzeigers über dem Strombetrag und Stromwinkel

Die Aufteilung zwischen Lorentzmoment und Reluktanzmoment wird nach Gl. 3.6 bei gegebenem Rotorfluss Ψ_r über das Verhältnis L_q/L_d bestimmt. Die Abb. 3.10 zeigt die Momente nach Gl. 3.6 für ein Verhältnis von $L_q/L_d = 1,75$ in Abhängigkeit von γ_{err} bei einem MTPC-Arbeitspunkt.

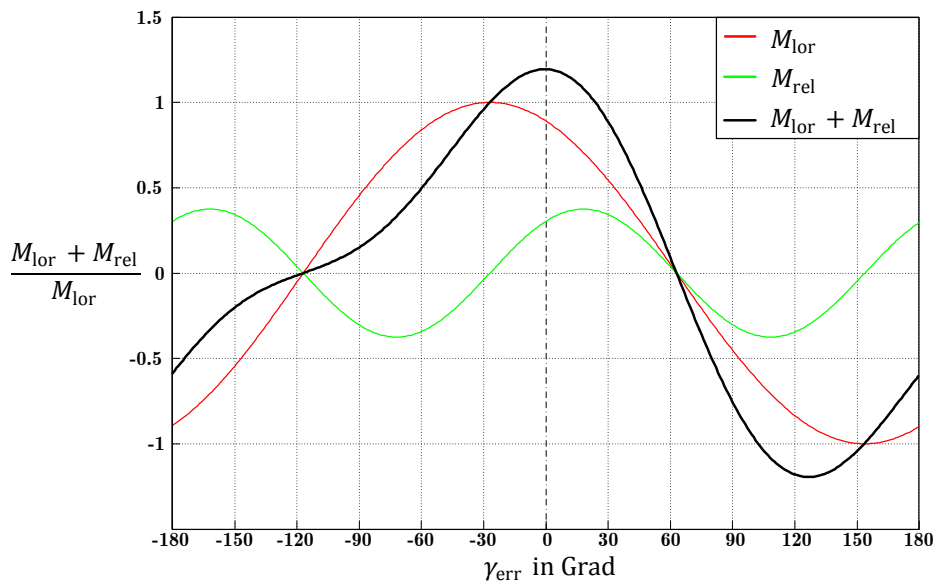


Bild 3.10: Berechneter Verlauf der Momente in Abhängigkeit vom Fehlwinkel γ_{err} bei $L_q/L_d = 1,75$ mit einem Stromwinkel von $\varphi = 117^\circ$

In Abb. 3.10 zeigt sich, dass in einem MTPC-Arbeitspunkt, ein Winkelfehler immer zur Reduzierung des Moments führt. Dies liegt daran, dass in einem MTPC-Arbeitspunkt bzgl. der Momentenausbeute bereits der optimale Stromwinkel φ eingestellt ist. Eine Abweichung durch einen Winkelfehler γ_{err} führt dann zu einem Arbeitspunkt, in dem mit i_{AB} nicht mehr das maximal mögliche Moment erzeugt wird. Bei einem MTPF-Arbeitspunkt wird dagegen ein Teil des Stroms i_{AB} über einen negativen Strom i_d zur Feldschwächung genutzt. Dies führt dazu, dass der Stromwinkel φ erhöht wird. Die Abb. 3.11 zeigt die Momente entsprechend bei einem beispielhaften MPTF-Arbeitspunkt mit einem Stromwinkel $\varphi = 155^\circ$.

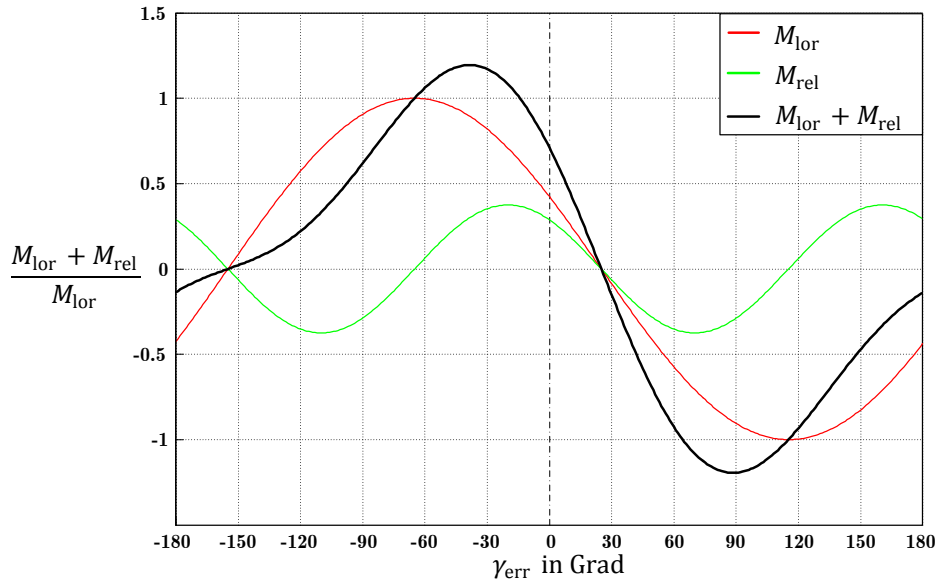


Bild 3.11: Berechneter Verlauf der Momente in Abhängigkeit vom Fehlwinkel γ_{err} bei $L_q/L_d = 1,75$ mit einem Stromwinkel von $\varphi = 155^\circ$

Es zeigt sich in Abb. 3.11, dass bei einem MTPF-Arbeitspunkt ein Winkelfehler in Abhängigkeit vom Vorzeichen, entweder ein zu großes Moment oder ein zu kleines Moment erzeugt. Weiterhin ist die Sensitivität der Momentenabweichung auf Winkelabweichungen im Vergleich zum MTPC Arbeitspunkt erhöht. Darüber hinaus wird auch das Feld abhängig vom Vorzeichen der Winkelabweichung entweder mehr oder weniger geschwächt.

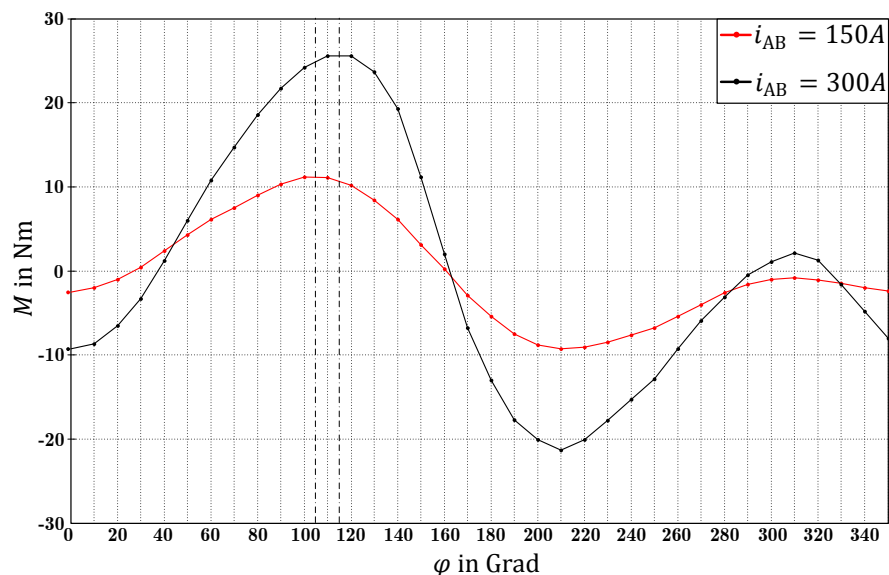


Bild 3.12: Gemessenes Moment im Stillstand in Abhängigkeit vom Stromwinkel φ

In Abb. 3.12 ist anhand einer Messung zu sehen, dass sich ein MTPC-Arbeitspunkt bei $i_{\text{AB}} = 150\text{A}$ mit $\varphi = 105^\circ$ und bei $i_{\text{AB}} = 300\text{A}$ mit $\varphi = 115^\circ$ ergeben würde. Würde dann der Stromwinkel für einen MTPF-Arbeitspunkt beispielsweise um 20° erhöht werden, dann zeigt sich die größere Sensitivität gegenüber Winkelabweichungen.

3.5 Untersuchung und Kompensation der Nichtlinearitäten im Umrichter für alternierende und rotierende Trägersignale

Für die anisotropiebasierten Verfahren wird ein hochfrequenter Strom (HF-Strom) über den Umrichter zusätzlich zur Grundwelle eingepreßt. Die Verfahren gehen davon aus, dass dieser Strom in seiner Amplitude ausschließlich durch die Anisotropie von der Rotorposition der Maschine beeinflusst wird. Nichtlinearitäten, die durch den Umrichter verursacht werden, wirken sich jedoch zusätzlich sowohl auf den grundfrequenten Strom als auch auf den HF-Strom aus. Werden diese Einflüsse im HF-Strom nicht kompensiert bzw. berücksichtigt, führt dies dann zu einem Fehler in der Rotorlageermittlung. Eine der wesentlichsten Nichtlinearitäten, die sich auf die Anisotropieverfahren auswirken, wird durch die Schaltverzugszeit (Totzeit) im Umrichter verursacht [77], [66]. Die Auswirkungen der Totzeit auf den Strom werden in der Literatur als „Zero Current Clamping“ bezeichnet [13]. Da die Spannungsamplitude für die Injektion des HF-Stroms im Vergleich zur Grundwelle nur relativ gering ist, hat die Totzeit einen signifikanten Einfluss auf die Rotorlageschätzung bei Anisotropieverfahren. Im Folgenden werden zunächst die Ursachen für den Einfluss der Totzeit analysiert und im Anschluss eine Kompensationsmethode vorgestellt.

Bei idealer Betrachtung schalten die Leistungshalbleiter unendlich schnell. In der realen Ausführung wird jedoch eine gewisse Ein- und Ausschaltzeit benötigt, die abhängig von dem Leistungshalbleiter und auch von der aktuellen Betriebssituation variiert. Werden die Leistungshalbleiter in einem Umrichter zu einer Halbbrücke verschaltet (vgl. Abb. 3.13), muss dieses Verhalten berücksichtigt werden. Würde man z. B. den oberen Schalter S_H über die Gateansteuerung ausschalten und zeitgleich den unteren Schalter S_L einschalten, wären durch die benötigte Ein- und Ausschaltzeit kurzzeitig beide Schalter leitend. Dieser Zustand würde zu einem hohen Kurzschlussstrom führen, der den Ausfall des Umrichters zur Folge haben kann. Um sicherzustellen, dass dieser Zustand nicht eintritt, wird i. d. R. die sog. Totzeit t_{TZ} zwischen dem Ausschalten des einen Schalters und dem Einschalten des anderen Schalters eingefügt. Während dieser Zeit sind beide Schalter ausgeschaltet bzw. hochohmig. Die Dauer der Totzeit wird anhand der benötigten Ein- und Ausschaltzeit der Halbleiter bemessen. Diese Totzeit t_{TZ} führt innerhalb einer Schaltperiode T_{PWM} zu einer

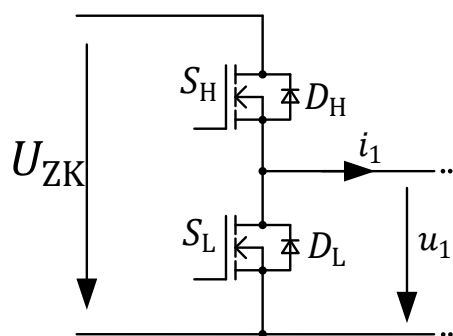


Bild 3.13: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Halbbrücke in einem Umrichter

Abweichung zwischen dem geforderten PWM-Spannungsverlauf u_1^* und der tatsächlich anliegenden Spannung u_1 (vgl. Abb. 3.14). Um dieses genauer zu betrachten, soll zunächst angenommen werden, dass innerhalb eines Umschaltvorgangs die Stromrichtung konstant bleibt. Auch die Durchlassspannung und die Ein- und Ausschaltverzögerungen sollen an

dieser Stelle vernachlässigt werden, da sie im Verhältnis zur Schaltverzugszeit einen untergeordneten Einfluss auf die Nichtlinearität haben [77].

Für den Fall, dass der Strangstrom i_1 positiv ist (Abb. 3.14 links), führt im Zeitraum von t_L bis t_H^* der untere Schalter S_L den Strom. Zum Zeitpunkt t_H^* soll die Spannung u_1 auf $u_1 = U_{ZK}$ angehoben werden. Dazu wird der Schalter S_L in den sperrenden Zustand geschaltet. Aufgrund der eingefügten Totzeit wird der obere Schalter S_H erst verzögert zum Zeitpunkt t_H in den leitenden Zustand geschaltet. Während der Zeit t_{Tz} leitet dann die Diode D_L den Strom i_1 , sodass die Spannung während dieser Zeit nicht wie gefordert auf U_{ZK} angehoben wird. Daraus ergibt sich, dass bei positivem Strangstrom i_1 die tatsächlich anliegende Strangspannung u_1 gegenüber der geforderten Sollspannung u_1^* um die Spannungszeitfläche ($U_{ZK} t_{Tz}$) reduziert ist.

In Abb. 3.14 rechts ist die Situation dargestellt, wenn der Strangstrom i_1 negatives Vorzeichen hat. Vor dem Zeitpunkt t_L^* ist der obere Schalter S_H leitend und führt den Strom. Zum Zeitpunkt t_L^* wird dieser in den sperrenden Zustand geschaltet und der Schalter S_L wird erst um t_{Tz} verzögert eingeschaltet. Während der Zeit t_{Tz} führt dann die Diode D_H den Strom, sodass u_1 länger auf dem Zwischenkreispotenzial U_{ZK} verbleibt als gefordert. Bei negativem Strangstrom wird die Strangspannung u_1 also gegenüber u_1^* um die Spannungszeitfläche ($U_{ZK} t_{Tz}$) erhöht.

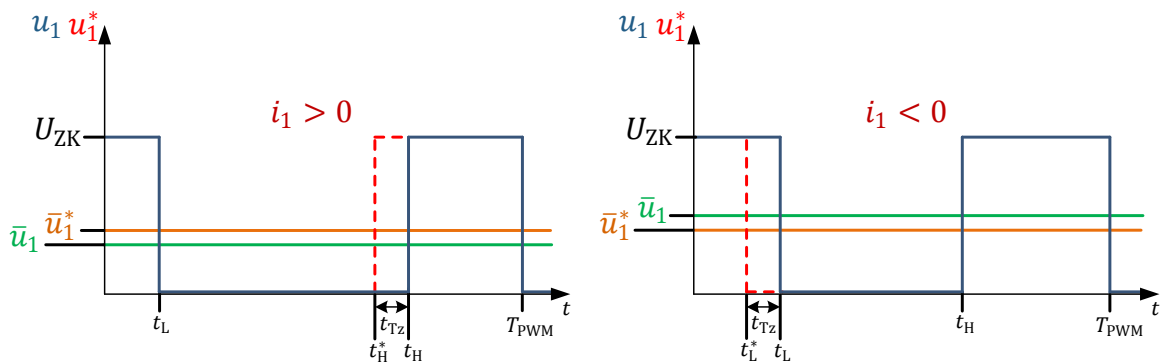


Bild 3.14: Abweichung zwischen gefordertem Spannungsverlauf u_1^* und tatsächlichem Spannungsverlauf u_1 aufgrund der Totzeit; Links: Bei positivem Strom i_1 ; Rechts: Bei negativem Strom i_1

Das bedeutet, dass aufgrund der Totzeit auch die mittlere Strangspannung \bar{u}_1 von der geforderten mittleren Strangspannung \bar{u}_1^* nach Gl. 3.43 um die mittlere Fehlspannung $\bar{u}_{t,1}$ stromvorzeichenabhängig abweicht.

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{u}_1^* - \bar{u}_{Tz,1} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} (u_1^* - u_{Tz,1}) dt \\ &= \bar{u}_1^* - U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \text{sign}(i_1) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Aus Gl. 3.43 wird ersichtlich, dass sich aufgrund der Totzeit der Sollspannung eine Störspannung überlagert. Die Nichtlinearität wird dabei durch die Vorzeichenabhängigkeit ($\text{sign}(i_1)$) verursacht und wirkt sich wie eine sprungförmige Verzerrung aus (vgl. Abb. 3.15). Um den Einfluss der Totzeit in einem dreiphasigen System darzustellen, bietet sich die Raumzeigerdarstellung an.

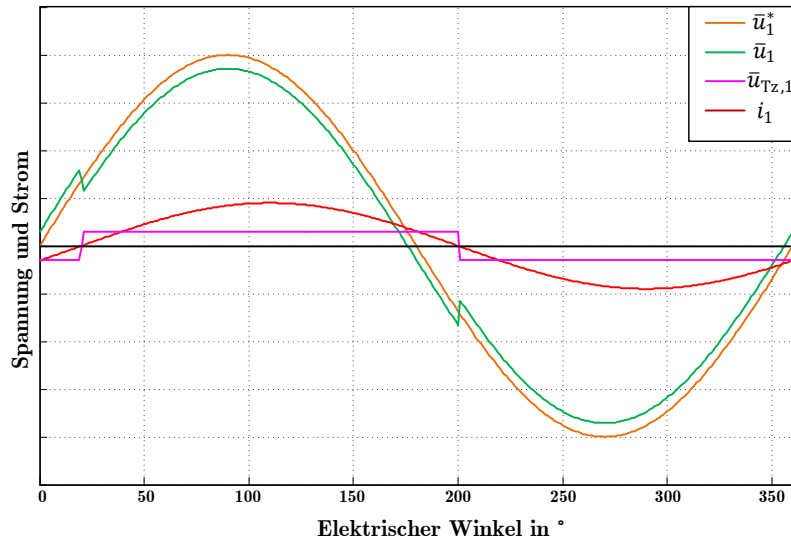


Bild 3.15: Berechneter Verlauf der Sollspannung \bar{u}_1^* und der tatsächlichen Spannung \bar{u}_1 in Abhängigkeit vom Stromverlauf i_1

Der Spannungsraumzeiger des dreiphasigen Systems wird allgemein nach Gl. 3.44 definiert.

$$\begin{aligned} \alpha, \beta \underline{u} &= \frac{2}{3} (\bar{u}_1 + \bar{u}_2 \underline{a} + \bar{u}_3 \underline{a}^2) \\ &= \alpha, \beta \underline{u}^* - \alpha, \beta \underline{u}_{Tz} \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\text{Mit: } \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Der Fehlspannungsraumzeiger $\alpha, \beta \underline{u}_{Tz}$ ergibt sich dabei nach Gl. 3.45.

$$\begin{aligned} \alpha, \beta \underline{u}_{Tz} &= \frac{2}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} (\text{sign}(i_1) + \text{sign}(i_2)\underline{a} + \text{sign}(i_3)\underline{a}^2) \\ &= \frac{2}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \sec(\alpha, \beta \underline{i}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Anhand von Gl. 3.45 zeigt sich, dass die Verzerrung bzw. der Signal-Störabstand zunimmt wenn sich die Amplitude der Sollspannung verringert. Dies liegt daran, dass der Betrag $|\alpha, \beta \underline{u}_{Tz}|$ konstant bleibt und sich so das Verhältnis von Sollspannung zur Fehlspannung verschlechtert. Das betrifft insbesondere die Anisotropieverfahren, da diese im unteren Drehzahlbereich eingesetzt werden, wo der Spannungsbedarf aufgrund geringer EMK relativ klein ist. Mit der Sektorfunktion $\sec(\alpha, \beta \underline{i})$ ergeben sich abhängig vom Vorzeichen der Phasenströme sechs Sektoren ($S_0 \dots S_5$).

Daraus folgen für den Fehlspannungsraumzeiger $\alpha, \beta \underline{u}_{Tz}$ innerhalb des $\alpha\beta$ -Koordinatensystems sechs diskrete Phasenlagen ($\alpha, \beta \underline{u}_{k,Tz}$; $k=0..5$) mit jeweils gleicher Amplitude (vgl. Abb. 3.16 links). Der Winkel $\delta(\omega)$ in Abb. 3.16 rechts beschreibt dabei die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom an einer ohmsch-induktiven Last. Bei gegebenem Statorwiderstand R und Statorinduktivität L lässt sich die Phasenverschiebung abhängig von der elektrischen Kreisfrequenz ω entsprechend eines PT1-Phasengangs nach Gl. 3.46 beschreiben.

$$\delta(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (3.46)$$

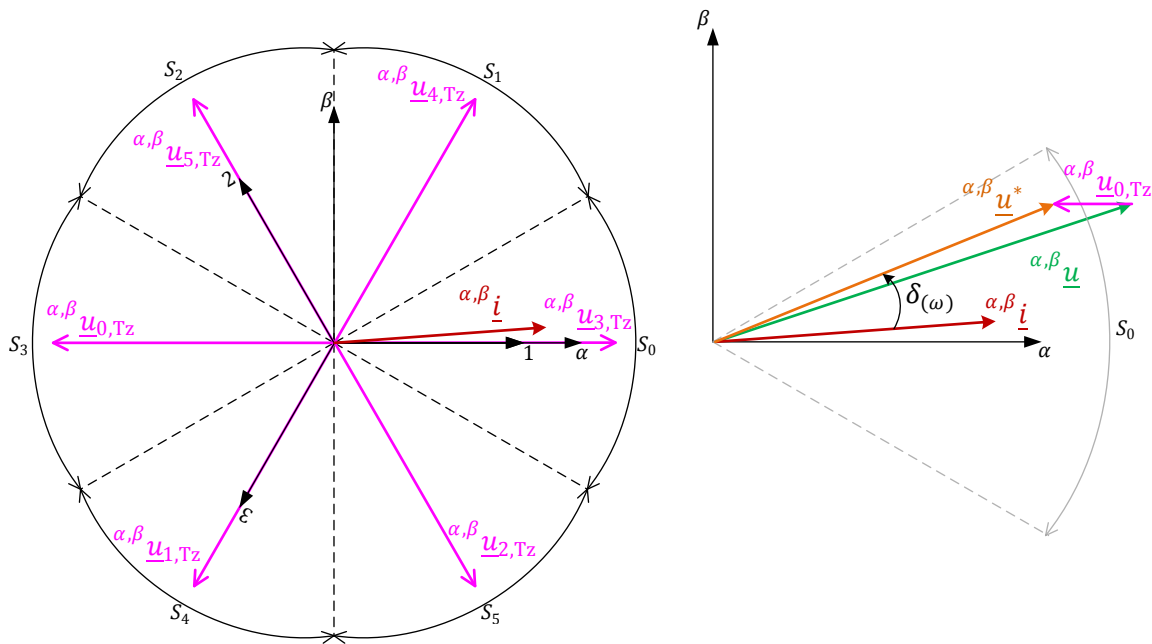


Bild 3.16: Links: Raumzeigerdarstellung der möglichen Fehlspannungen; Rechts: Raumzeigergrößen im Sektor 0

In Abhängigkeit von $\delta(\omega)$ ergeben sich unterschiedliche Spannungstrajektorien der resultierenden Spannung $\alpha, \beta \underline{u}$. Dies wird beispielhaft in Abb. 3.17 dargestellt.

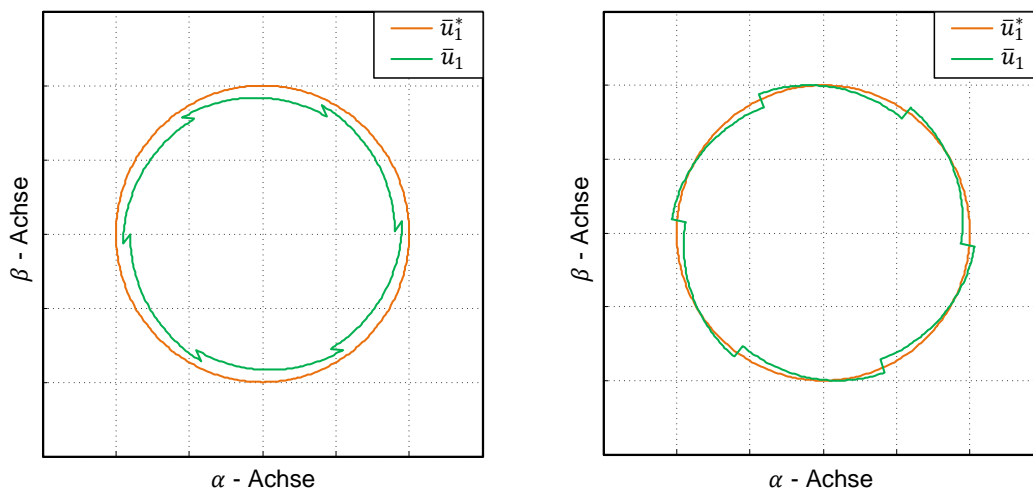


Bild 3.17: Berechneter Verlauf der Spannungstrajektorien. Links: $\delta(\omega) = \pi/6$
Rechts: $\delta(\omega) = 4/9 \pi$

Anhand von Gl. 3.45 wird deutlich welche Parameter Einfluss auf die Ursache der totzeitbedingten Nichtlinearität haben. Während die Zwischenkreisspannung U_{ZK} in einem Fahrzeug i. d. R. durch das Bordnetz vorgegeben und im Wesentlichen von der Leistungsklasse dominiert wird, ist insbesondere die Schaltfrequenz ein Parameter, der mit Hinblick auf den Entwurf eines Lagegeberlosen Antriebssystems in bestimmten Grenzen optimiert werden kann. Eine kleine Totzeit kann im Wesentlichen durch die Wahl von schnell schaltenden Halbleitern wie z. B. MOSFETs erzielt werden. Darüber hinausgehend liegt es nahe, die Sollspannung $\alpha, \beta \underline{u}^*$ um die Störspannung $\alpha, \beta \underline{u}_{TZ}$ vorzusteuern, um so die Nichtlinearität zu kompensieren. In [78] wird ein Verfahren vorgeschlagen, dass in Abhängigkeit der

HF-Injektionsspannung ein zusätzliches Kompensationssignal aufgrund des HF-Stroms bestimmt. Dies erfordert allerdings einen aufwendigen offline Identifikationsprozess, um die Abhängigkeit des HF-Stroms von der Injektionsspannung genau zu kennen. Im folgenden Abschnitt wird eine Methode zur Totzeitkompensation vorgestellt, die ohne eine Stromnulldurchgangserkennung oder einen Identifikationsprozess auskommt. Dabei wird auf einfache Weise sowohl der grundfrequente Strom als auch der HF-Strom für die Kompensation berücksichtigt. Diesbezüglich wird zunächst ein Verfahren zur Totzeitkompensation bei grundfrequentem Strom eingeführt und wird dann auf die HF-Strominjektion übertragen.

Als Alternative zur Nulldurchgangserkennung der Phasenströme kann bei der Feldorientierten Regelung ausgenutzt werden, dass der Phasenstrom und die Rotorlage in einem definierten Zusammenhang miteinander stehen. Für den grundfrequenten Strom kann wie z. B. in [79] vorgeschlagen, die Nulldurchgangserkennung auf eine rotorlageabhängige Vorsteuerung zurück geführt werden. Dabei wird die Gl. 3.45 in das rotorfeste d,q Koordinatensystem transformiert und die Vorsteuerung auch in diesem Koordinatensystem durchgeführt. Die Amplitude des Fehlspannungsraumzeigers ergibt sich aus Gl. 3.47.

$$\begin{aligned} |\alpha, \beta \underline{u}_{Tz}| &= \frac{2}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \left| \sec(\alpha, \beta \underline{i}) \right| \\ &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Der Betrag der Sektorfunktion $\sec(\alpha, \beta \underline{i})$ ergibt den Wert zwei. Dies lässt sich einfach plausibilisieren, da immer genau zwei der drei Phasenströme das gleiche Vorzeichen haben. In Abb. 3.18 ist der Zusammenhang zwischen der Phasenlage des Stroms $\alpha, \beta \underline{i}$, der Rotorlage γ und dem sog. Zündwinkel $\theta(i_d, i_q)$ dargestellt. Der Zündwinkel $\theta(i_d, i_q)$ beschreibt

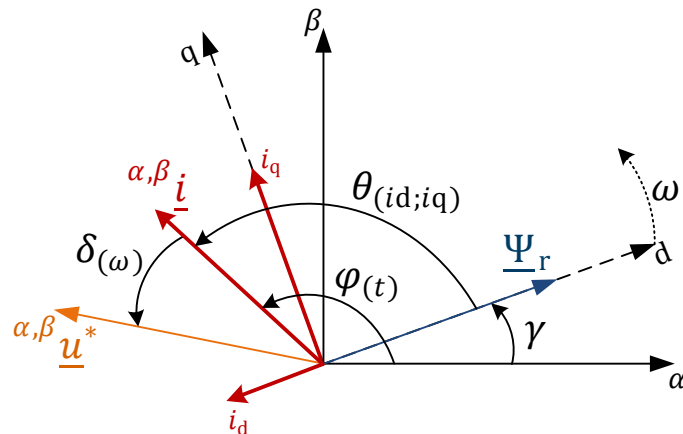


Bild 3.18: Zusammenhang zwischen der Rotorlage, dem Zündwinkel und dem statorfesten Stromvektor

dabei die Phasenlage des Stromvektors ${}^{d,q} \underline{i}$ innerhalb des d,q Koordinatensystems und ist im stationären Zustand konstant bzw. variiert nur im Rahmen der Feldschwächstrategie der E-Maschine. Die Phasenlage $\varphi(t)$ von $\alpha, \beta \underline{i}$ kann nach Abb. 3.18 durch Gl. 3.48 über den Rotorlagewinkel beschrieben werden.

$$\varphi(t) = \arctan \left(\frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) = \gamma + \theta(i_d, i_q) \quad (3.48)$$

Der Fehlspannungsraumzeiger kann dadurch mit Gl. 3.47 und Gl. 3.48 über Gl. 3.49 beschrieben werden.

$$\alpha,\beta \underline{u}_{Tz}(k) = \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} e^{j\frac{\pi}{3} k} \quad (3.49)$$

$$\text{Mit: } k = \begin{cases} 0: & \frac{5}{6}\pi < \varphi(t) \leq \frac{7}{6}\pi \\ 1: & \frac{7}{6}\pi < \varphi(t) \leq \frac{3}{2}\pi \\ 2: & \frac{3}{2}\pi < \varphi(t) \leq \frac{11}{6}\pi \\ 3: & \frac{-\pi}{6} < \varphi(t) \leq \frac{\pi}{6} \\ 4: & \frac{\pi}{6} < \varphi(t) \leq \frac{\pi}{2} \\ 5: & \frac{\pi}{2} < \varphi(t) \leq \frac{5}{6}\pi \end{cases}$$

Durch die Multiplikation mit $e^{-j\gamma}$ wird der Fehlspannungsraumzeiger nach Gl. 3.50 in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert.

$$\begin{aligned} d,q \underline{u}_{Tz} &= \alpha,\beta \underline{u}_{Tz} e^{-j\gamma} \\ &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} e^{j(\frac{\pi}{3} k - \gamma)} \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned} u_{Tz,d} &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \cos\left(\frac{\pi}{3} k - \gamma\right) \\ u_{Tz,q} &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \sin\left(\frac{\pi}{3} k - \gamma\right) \end{aligned}$$

In Abb. 3.19 links ist die Stör- und Ausgangsspannung des Umrichters dargestellt, wenn ausschließlich Querstrom ($\theta(i_d, i_q) = \pi/2$) eingepreßt wird. In Abb. 3.19 rechts wird auch ein gewisser Teil des Phasenstroms zur Feldschwächung eingesetzt, was in diesem Beispiel mit einem Zündwinkel von $\theta(i_d, i_q) = 19/30 \pi$ realisiert wird. Es ist zu erkennen, dass sich der Verlauf der Störspannung abhängig vom aktuellen Zündwinkel verändert. Dies lässt sich durch die Abhängigkeit in Gl. 3.48 plausibilisieren. In einem stromgeregelten System wie z. B. in Abb. 2.5 reagieren die Regler im Rahmen ihrer Dynamik auf die zuvor dargestellten Störungen. In Abb. 3.20 sind dazu die Stromregelpfade und die Störspannung $^{d,q} \underline{u}_{Tz}$ im rotorfesten Koordinatensystem dargestellt. Um die Störspannungen zu kompensieren, reagieren die Stromregler dann in den Sollspannungen u_d^* und u_q^* jeweils komplementär zu den Störungen. In Abb. 3.21 sind dazu die Auswirkungen auf den Stromverlauf durch die Fehlspannung dargestellt, wenn keine Korrektur der Totzeit implementiert wurde. Der „Zero Current Clamping“ Effekt ist dabei in Form von störenden Plateaus in den Phasenströmen deutlich zu erkennen. Solange das Stromvorzeichen konstant ist, wird die Störspannung durch den PI-Regler ausgeglichen. Ändert sich ein Vorzeichen der Phasenströme, dann ändert sich das Stellverhalten des Umrichters sprunghaft und der PI-Regler reagiert erst auf die Abweichung zwischen Soll und Istverlauf mit einem steilen Gradienten in der Sollspannung u_α^* . Durch die verzögerte Reaktion der Regler auf die Abweichung entsprechend ihrer Parametrierung verharrt der Strom kurzzeitig beim Nulldurchgang und weicht somit vom geforderten idealen sinusförmigen Verlauf ab.

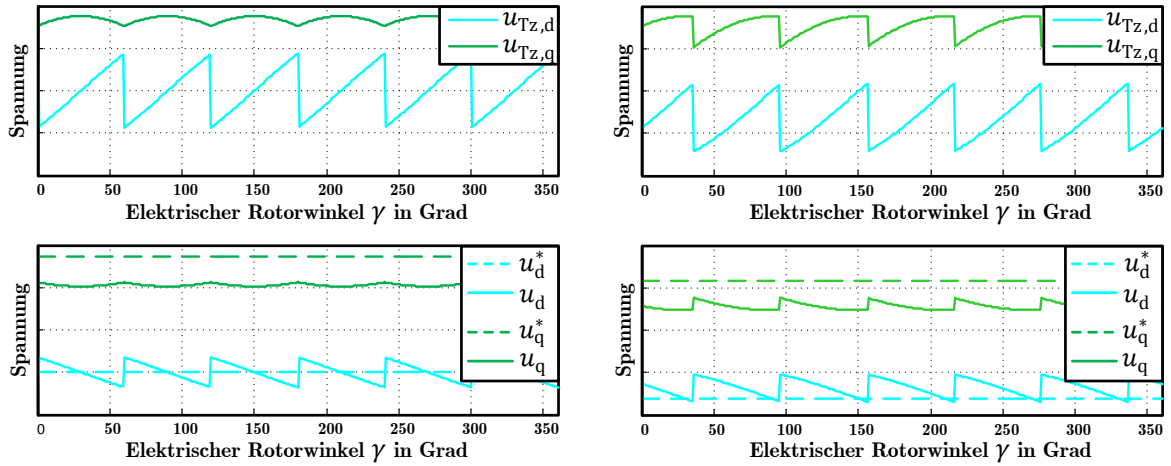


Bild 3.19: Berechnete Störspannung und Soll- & Ausgangsspannung im rotorfesten Koordinatensystem. Links: Zündwinkel $\pi/2$; Rechts: Zündwinkel $19/30 \pi$

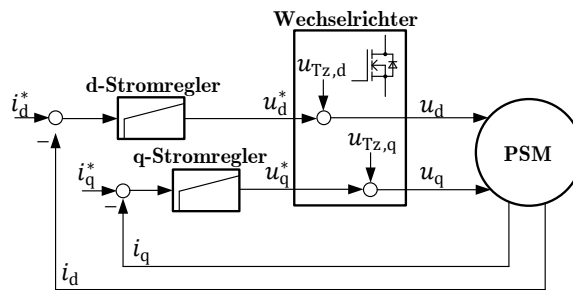


Bild 3.20: Stromregelungspfade und Totzeit-Störspannung im rotorfesten Koordinatensystem

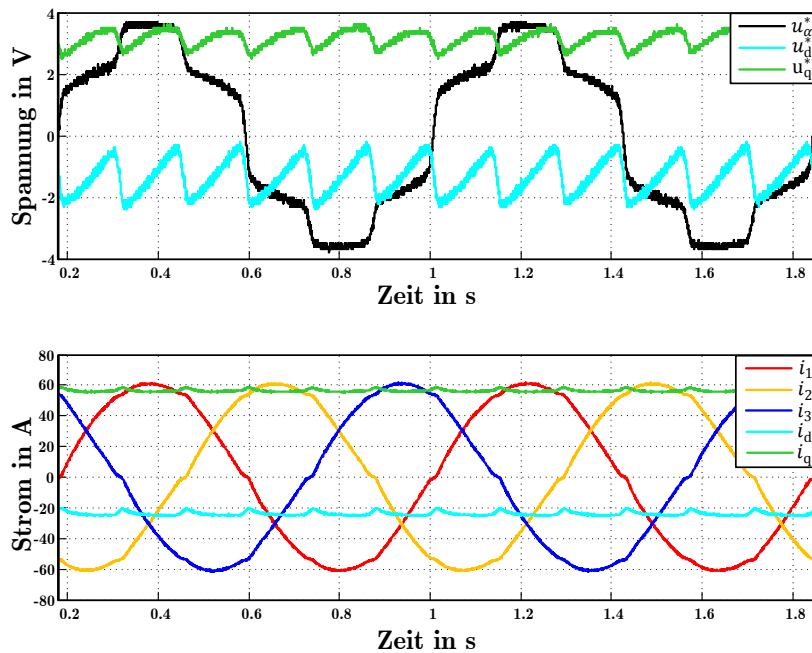


Bild 3.21: Sollspannungen (oben) und gemessene Phasenströme(unten) in einem stromgeregelten System nach Abb. 3.20 unter Einfluss von Totzeiteffekten („Zero Current Clamping“) bei $\theta(i_d, i_q) = 19/30 \pi$

Dies hat entsprechend auch Rückwirkungen auf die Stromverläufe der anderen Phasen, wie in Abb. 3.21 zu erkennen ist. Im rotorfesten Koordinatensystem sind die Ströme i_d und i_q dann von harmonischen Störungen überlagert.

Es ist bekannt, dass die Auswirkungen der Totzeit durch die 5. und 7. Stromharmonische charakterisiert wird [80]. Dies resultiert dann in der 6. Drehmomentharmonischen, was z. B. am Verlauf von i_q in Abb. 3.21 erkennbar ist. Grundsätzlich liegt die Frequenz des HF-Stroms i. d. R. um ein Vielfaches oberhalb der 7. Grundwellenharmonischen, wodurch eine Unterscheidung zwischen Grundwellenstrom und HF-Strom zunächst möglich erscheint. Bei den vorherigen Untersuchungen wurde jedoch noch keine HF-Stromeinprägung berücksichtigt. Denn wird zusätzlich zur Grundwelle ein HF-Strom injiziert, dann ergeben sich abhängig von der Art der Injektion durch die Totzeit zusätzliche Auswirkungen auf den HF-Strom. Dies wird im Folgenden näher untersucht.

3.5.1 Auswirkung der Totzeit bei rotierender Strominjektion

Die Entstehung der Nichtlinearitäten aufgrund der im Umrichter eingefügten Totzeit, bleibt wie zuvor beschrieben, grundsätzlich auch bei zusätzlicher HF-Injektion erhalten. In einem dreiphasigen Wechselrichter ergeben sich weiterhin sechs Sektoren, in denen abhängig von der Lage des Stromraumzeigers ein entsprechender Störspannungsraumzeiger anliegt. In Abb. 3.22 links ist ein grundfrequenter Stromraumzeiger ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}$ mit zusätzlich rotierendem HF-Stromraumzeiger ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}_{\text{hf}}$ in der Nähe der Sektorgrenze zwischen S_0 und S_1 dargestellt.

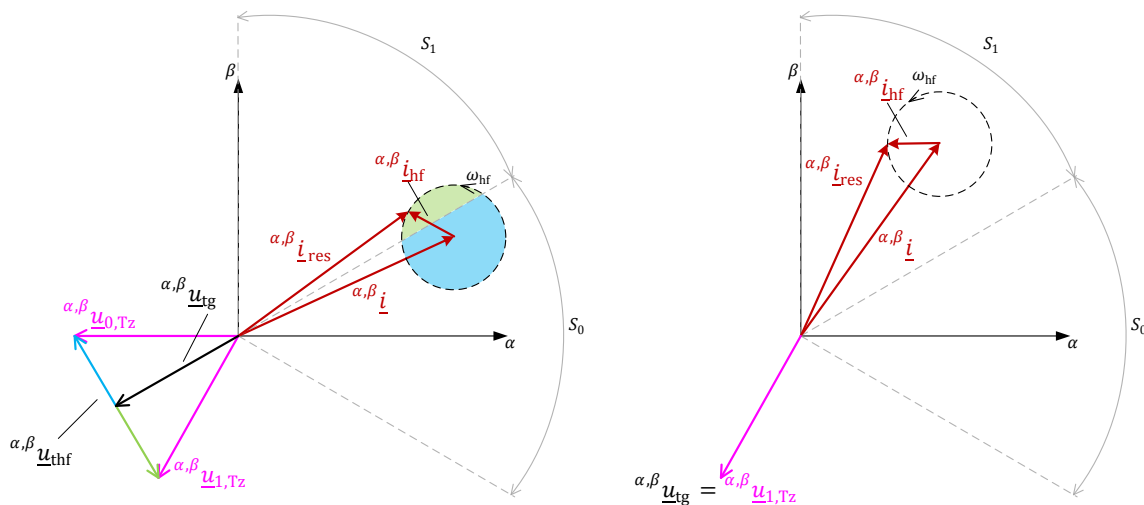


Bild 3.22: Links: Stromraumzeiger an der Sektorgrenze mit rotierendem HF-Strom;
Rechts: Stromraumzeiger im Sektor 1 mit entsprechend konstanter Störspannung

Dabei wird angenommen, dass ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}_{\text{hf}}$ um ein Vielfaches schneller rotiert als ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}$. Es ist zu erkennen, dass in Abb. 3.22 links der resultierende Stromraumzeiger ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}_{\text{res}} = {}^{\alpha,\beta} \underline{i} + {}^{\alpha,\beta} \underline{i}_{\text{hf}}$ abhängig von der Lage von ${}^{\alpha,\beta} \underline{i}_{\text{hf}}$ die Sektorgrenze mehrfach passiert. Dadurch wirken abwechselnd die Störspannungsraumzeiger ${}^{\alpha,\beta} \underline{u}_{0,Tz}$ und ${}^{\alpha,\beta} \underline{u}_{1,Tz}$. Es ergibt sich ein alternierender Störspannungsraumzeiger bestehend aus einem grundfrequenten Anteil ${}^{\alpha,\beta} \underline{u}_{\text{tg}}$ und einem hochfrequenten Anteil ${}^{\alpha,\beta} \underline{u}_{\text{thf}}$. Wie zuvor beschrieben, kann die Stromantwort aufgrund des grundfrequenten Anteils ${}^{\alpha,\beta} \underline{u}_{\text{tg}}$ durch entsprechende Filterung vom HF-Strom separiert werden. Der hochfrequente Anteil alterniert dagegen mit der Frequenz des HF-Stroms ω_{hf} und verursacht dadurch eine Stromantwort in gleicher Frequenz.

Eine Unterscheidung durch Filterung ist dann nicht mehr möglich. In Abb. 3.22 rechts ist zu sehen, dass der hochfrequente Anteil $\alpha, \beta \underline{i}_{\text{thf}}$ nur in der Nähe einer Sektorgrenze, also bei einem Nulldurchgang des Stroms, vorhanden ist. Innerhalb eines Sektors ergibt sich nur eine konstante Störspannung. Die Auswirkungen der Totzeit bei rotierender HF-Injektion sind in Abb. 3.23 zu erkennen. Das Zero Current Clamping ist in den Phasenströmen deutlich zu erkennen.

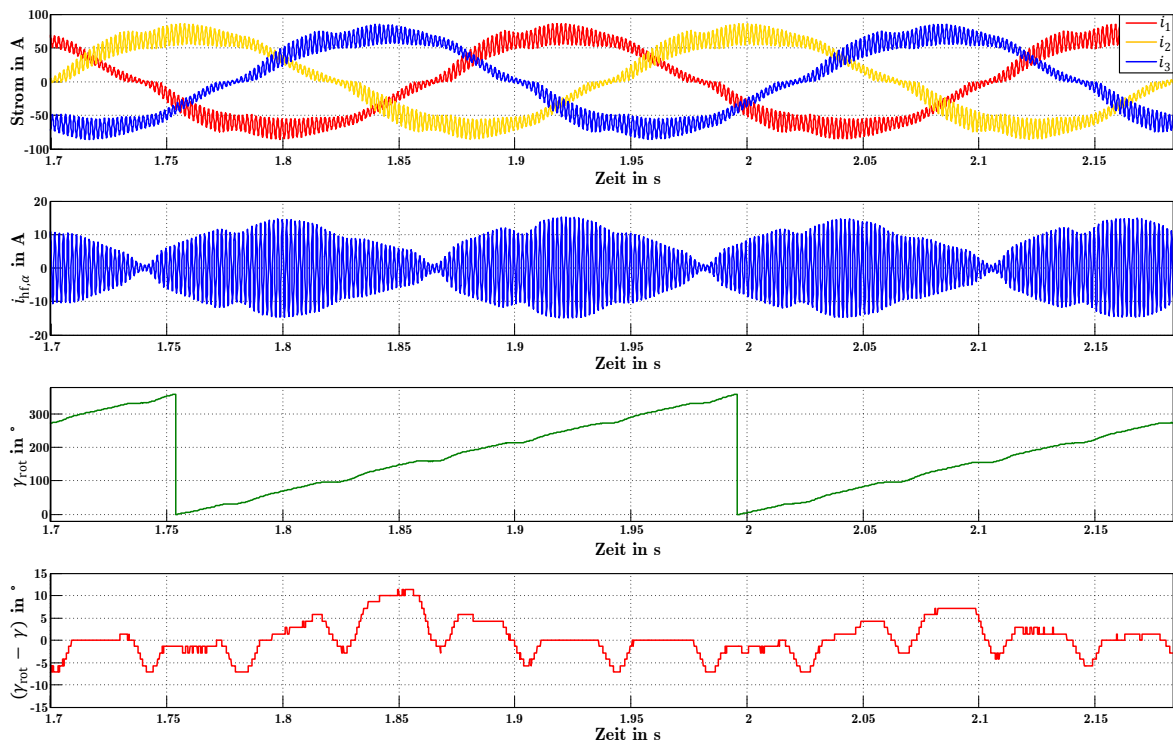


Bild 3.23: Gemessene Auswirkung der Totzeit bei rotierender HF-Injektion ohne Kompensation

Dies hat Rückwirkungen auf den Strom $\alpha, \beta \underline{i}_{\text{thf}}$, der aus dem Phasenstrom über die Frequenzweiche ermittelt wird. Wie zuvor beschrieben wurde, wird der einhüllende Amplitudenverlauf von $\alpha, \beta \underline{i}_{\text{thf}}$ für die Ermittlung des geschätzten Rotorlagewinkels γ_{rot} genutzt. Es ist deutlich zu erkennen, dass beim jeweiligen Nulldurchgang des Phasenstroms die Auswirkungen des Zero Current Clamping als Anisotropie interpretiert werden, was im Verlauf von γ_{rot} wiederum zu periodischen Abweichungen zur tatsächlichen Rotorlage γ führt. Diese periodischen Winkelfehler führen zu einem Pendelmoment mit den entsprechenden negativen Folgen.

In Abb. 3.24 sind die Zusammenhänge zwischen HF-Injektion und Grundwellenansteuerung in der Raumzeigerdarstellung bei rotierender Anregung dargestellt. Anders als in Gl. 3.50 ist die Störspannung nun nicht mehr allein von der Lage des grundfrequenten Stroms $\alpha, \beta \underline{i}$ abhängig, sondern auch vom Winkel $\rho(t)$ des resultierenden Stroms $\alpha, \beta \underline{i}_{\text{res}}$. Da $\alpha, \beta \underline{i}_{\text{res}}$ direkt von den Stromsensoren gemessen wird, kann der Winkel auf einfache Weise über Gl. 3.51 ermittelt werden.

$$\rho(t) = \arg(\alpha, \beta \underline{i}_{\text{res}}) = \arctan \left(\frac{i_{\text{res}, \beta}}{i_{\text{res}, \alpha}} \right) \quad (3.51)$$

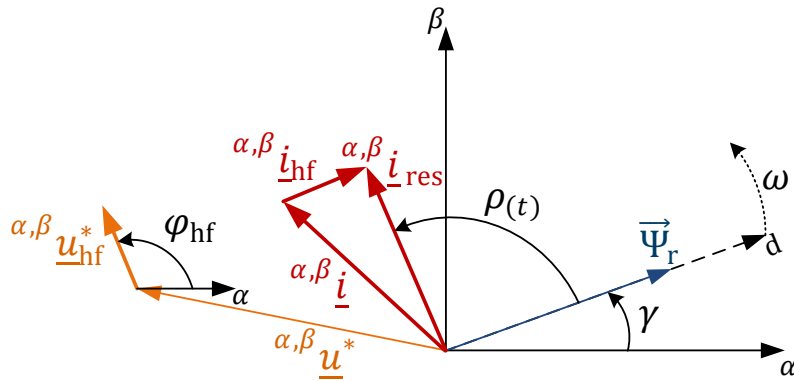


Bild 3.24: Zusammenhang zwischen der Rotorlage und resultierenden Stromvektor bei rotierender HF-Injektion

Die Störspannung bei rotierender HF-Injektion kann nach Gl. 3.52 bestimmt werden und durch eine komplementäre Vorsteuerung (vgl. Abb. 3.27) kompensiert werden.

$$\begin{aligned} d,q \underline{u}_{Tz} &= \alpha, \beta \underline{u}_{Tz} e^{-j\gamma(t)} \\ &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} e^{j(\frac{\pi}{3} k - \gamma)} \end{aligned} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} u_{Tz,d} &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \cos\left(\frac{\pi}{3} k - \gamma\right) \\ u_{Tz,q} &= \frac{4}{3} U_{ZK} \frac{t_{Tz}}{T_{PWM}} \sin\left(\frac{\pi}{3} k - \gamma\right) \end{aligned}$$

$$\text{Mit: } k = \begin{cases} 0: & \frac{5}{6}\pi < \rho(t) \leq \frac{7}{6}\pi \\ 1: & \frac{7}{6}\pi < \rho(t) \leq \frac{3}{2}\pi \\ 2: & \frac{3}{2}\pi < \rho(t) \leq \frac{11}{6}\pi \\ 3: & \frac{-\pi}{6} < \rho(t) \leq \frac{\pi}{6} \\ 4: & \frac{\pi}{6} < \rho(t) \leq \frac{\pi}{2} \\ 5: & \frac{\pi}{2} < \rho(t) \leq \frac{5}{6}\pi \end{cases}$$

Die Verläufe der so ermittelten Kompensationsspannung sind in Abb. 3.25 bzw. in Abb. 3.26 bei rotierender HF-Injektion in d,q Koordinaten dargestellt. Darin ist zu erkennen, dass innerhalb der Sektorgrenzen nur die konstante Störspannung $\alpha, \beta \underline{u}_{t,g}$ kompensiert wird. Beim Nulldurchgang tritt ein hochfrequenter Anteil hinzu, der durch die Spannung $\alpha, \beta \underline{u}_{th,f}$ verursacht wird. Das Ergebnis der Kompensation ist in Abb. 3.28 dargestellt. Im Vergleich zu Abb. 3.23 konnte mit den beschriebenen Maßnahmen eine deutliche Reduktion der periodischen Winkelabweichungen beim Nulldurchgang der Phasenströme erzielt werden. Die verbleibenden Abweichungen können u. A. von Messrauschen, Unregelmäßigkeiten im mechanischen Aufbau der Maschine oder weiteren Nichtlinearitäten des Umrichters verursacht sein. In [81] werden die weiteren Nichtlinearitäten des Umrichters und die Einflüsse auf die anisotropiebasierte Winkelschätzung analysiert. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass bereits durch eine einfache Kompensation der Totzeit eine signifikante Verbesserung erzielt werden kann.

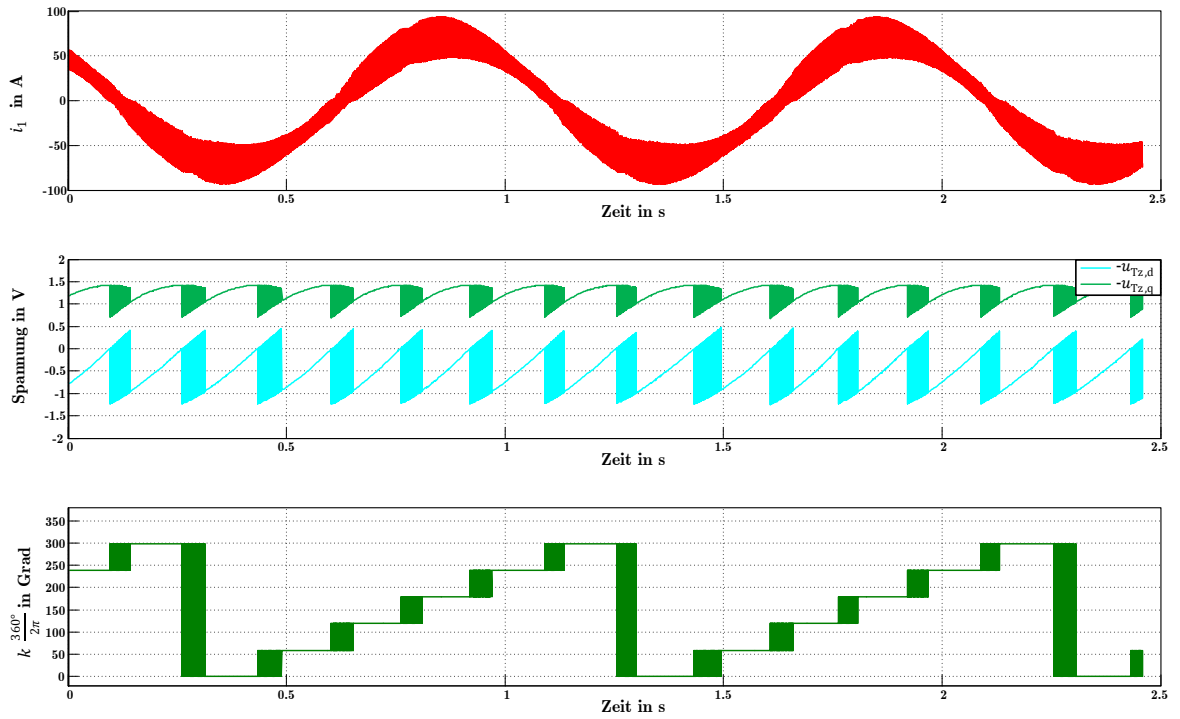


Bild 3.25: Gemessener Verlauf der Totzeit-Kompensationsspannung bei rotierender HF-Injektion

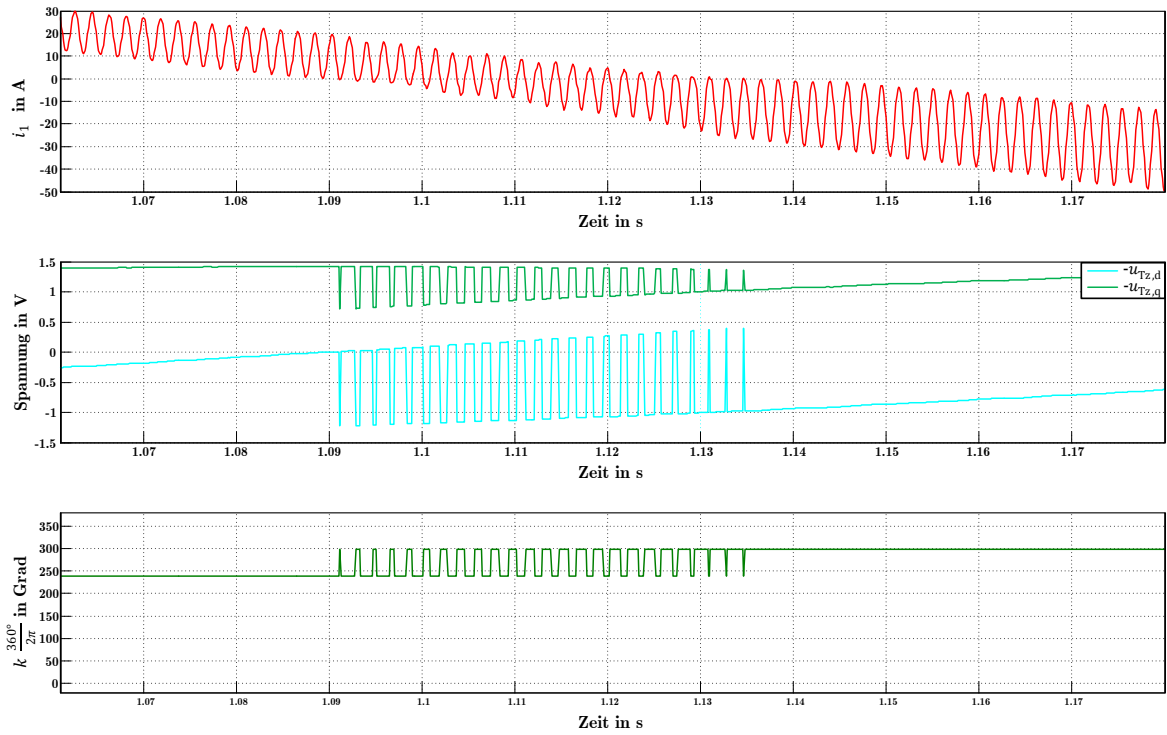


Bild 3.26: Gemessener Verlauf der Totzeit-Kompensationsspannung bei rotierender HF-Injektion aus Abb. 3.25 beim Nulldurchgang des Phasenstroms

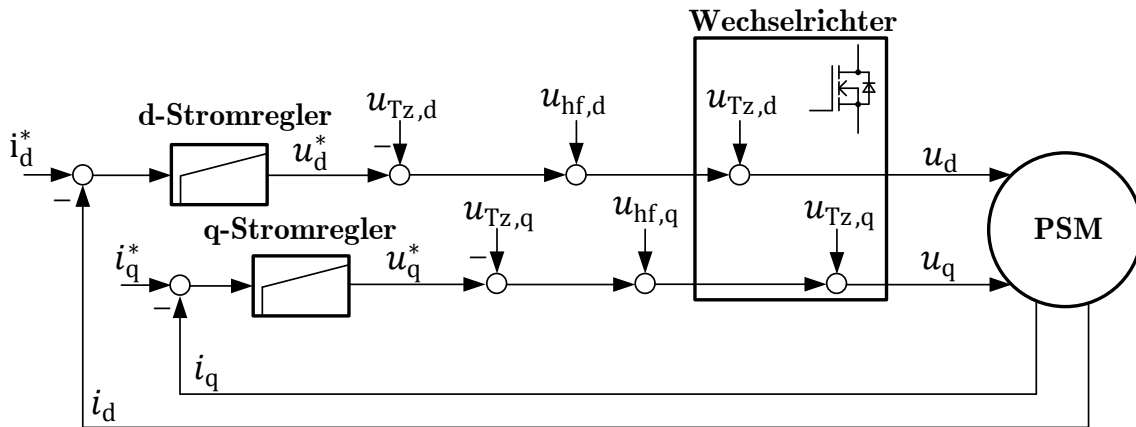


Bild 3.27: Stromregelungspfade und Totzeit-Störspannung mit Kompensation im rotorfesten Koordinatensystem bei rotierender HF-Injektion

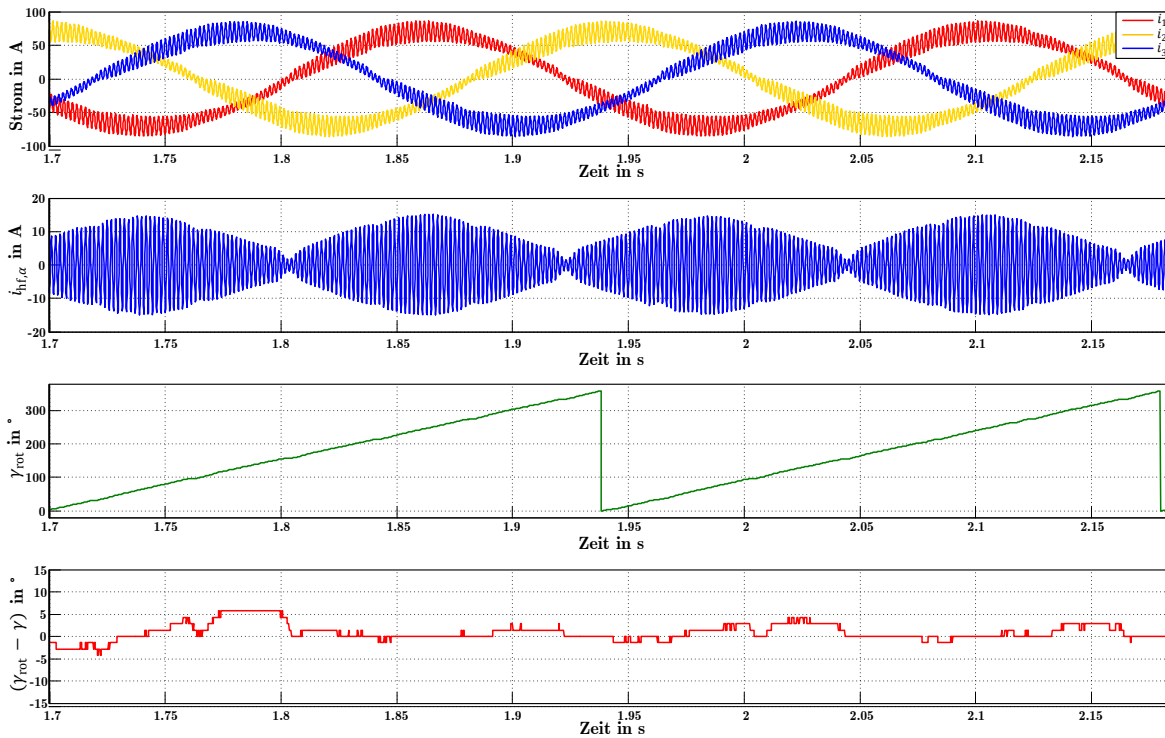


Bild 3.28: Messung des geschätzten Rotorlagewinkels bei rotierender HF-Injektion mit Kompensation des Totzeiteinflusses

3.5.2 Auswirkung der Totzeit bei alternierender Strominjektion

Im Gegensatz zu der rotierenden Strominjektion wird bei der alternierenden Strominjektion der HF-Strom in eine definierte Richtung ausgerichtet. In diesem Fall wird für eine einfache Darstellung dafür zunächst direkt die d-Achse gewählt. In Abb. 3.29 oben ist die Situation an der Sektorgrenze zwischen S_2 und S_3 bei alternierender HF-Strominjektion und einem Zündwinkel von $\theta(i_d; i_q) = \pi/2$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der resultierende Stromraumzeiger ${}^{\alpha, \beta} \dot{i}_{\text{res}}$ ebenfalls mehrfach die Sektorgrenze passiert.

Da der Grundwellenstrom ${}^{\alpha, \beta} \dot{i}$ in diesem Fall mit der q-Achse ausgerichtet ist und ${}^{\alpha, \beta} \dot{i}_{\text{hf}}$ wiederum mit der d-Achse, wird die Sektorgrenze von ${}^{\alpha, \beta} \dot{i}_{\text{hf}}$ nahezu senkrecht gekreuzt. Dadurch wirkt die hochfrequente Störspannung ${}^{\alpha, \beta} \underline{u}_{\text{thf}}$ in diesem Fall hauptsächlich in die d-Achse. Entsprechend bleibt auch die HF-Stromkomponente in der q-Achse $i_{q, \text{hf}}$, welche für die Rotorlagermittlung bei alternierender Strominjektion genutzt wird, nahezu verzerrungsfrei.

Weicht der Zündwinkel jedoch von dem Wert $\pi/2$ ab, dann ergibt sich wie in Abb. 3.29 unten dargestellt zunehmend eine q-Komponente in der hochfrequenten Störspannung und damit auch eine größer werdende Verzerrung in $i_{q, \text{hf}}$. Daraus kann abgeleitet werden, dass sich bei einem Zündwinkel $\theta = \pi/2$ weniger Verzerrungen aufgrund der Totzeit auf die Rotorlageauswertung bei alternierender HF-Strominjektion ergeben. Weicht jedoch der Zündwinkel von diesem Wert ab (z.B. zur Nutzung von Reluktanzmomenten oder Feldschwächung) und wird der HF-Strom weiterhin in die d-Achse injiziert, dann nehmen auch die Verzerrungen zu. Um die Verzerrungen weiterhin minimal zu halten, müsste also die Richtung der HF-Injektion abhängig vom Zündwinkel nachgeführt werden. Dies erhöht jedoch die Komplexität erheblich und macht die Auswertung insbesondere im dynamischen Betrieb bei starker Zündwinkeldynamik erheblich schwieriger. Aus diesem Grund wird im Folgenden diese Variante nicht weiter verfolgt und eine alternative Methode vorgestellt.

Wie zuvor beschrieben, hat auch bei einer alternierenden HF-Injektion die hochfrequente Komponente der Störspannung ${}^{\alpha, \beta} \underline{u}_{\text{thf}}$ einen Einfluss auf die Rotorlageschätzung. Bei alternierendem HF-Strom wird der geschätzte Rotorwinkel $\hat{\gamma}$ über ein Eingangssignal Δx und einer nachgelagerten Phasenregelschleife ermittelt (vgl. Abb. 3.8). Abweichungen aufgrund der Totzeit wirken sich dabei zunächst auf das Eingangssignal Δx aus. In Abb. 3.30 ist das Eingangssignal Δx dargestellt, wenn keine nachgelagerte PLL zur Winkelermittlung verwendet wird, sondern der Rotorlagegeber. Die prägnanten periodischen Schwingungen bei den Nulldurchgängen der Phasenströme sind deutlich zu erkennen.

Wird dieses Signal zur Rotorlageschätzung mit einer nachgelagerten PLL ausgewertet, versucht die PLL die periodischen Schwingungen im Rahmen ihrer Dynamik auszuregeln. Dieses ist in Abb. 3.31 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich eine höherfrequente Schwingung im geschätzten Rotorlagewinkel γ_{anis} ausbildet, was wiederum zu einem Pendelmoment mit den entsprechenden Nachteilen führt. Wird die in Kap. 3.5.1 vorgestellte Kompensationsmethode angewendet, können damit auch bei alternierender HF-Injektion die Einflüsse der Totzeit reduziert werden wie in Abb. 3.32 und Abb. 3.33 deutlich wird.

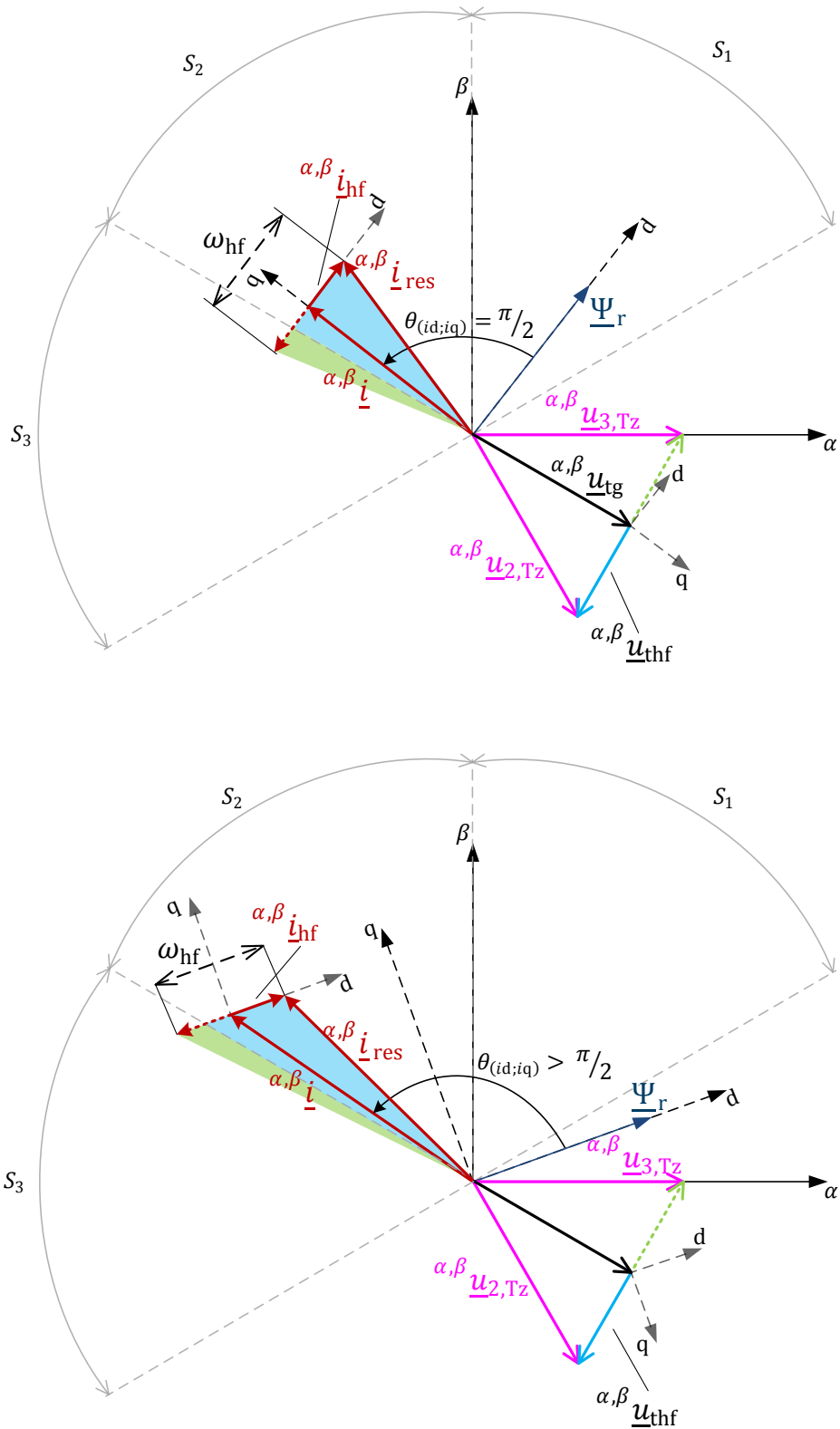


Bild 3.29: Oben: Stromraumzeiger an der Sektorgrenze und alternierendem HF-Strom bei einem Zündwinkel von $\theta = \pi/2$; Unten: Stromraumzeiger an der Sektorgrenze und alternierendem HF-Strom bei einem Zündwinkel von $\theta > \pi/2$

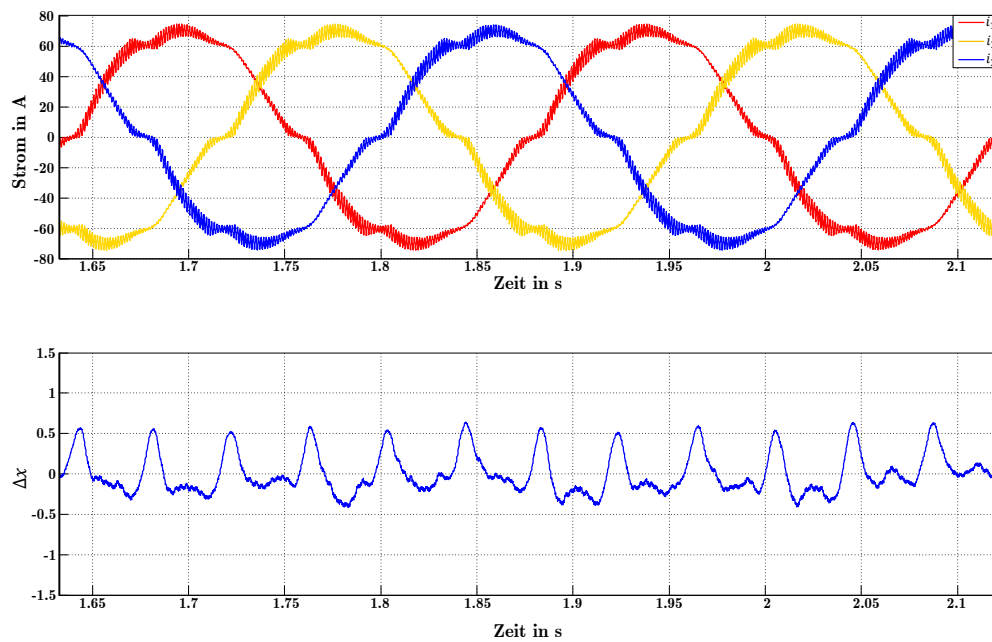


Bild 3.30: Gemessene Auswirkungen des Zero Current Clamping auf das Eingangssignal bei alternierender HF-Injektion ohne Kompensation und ohne nachgelagerter PLL zur Winkelauswertung

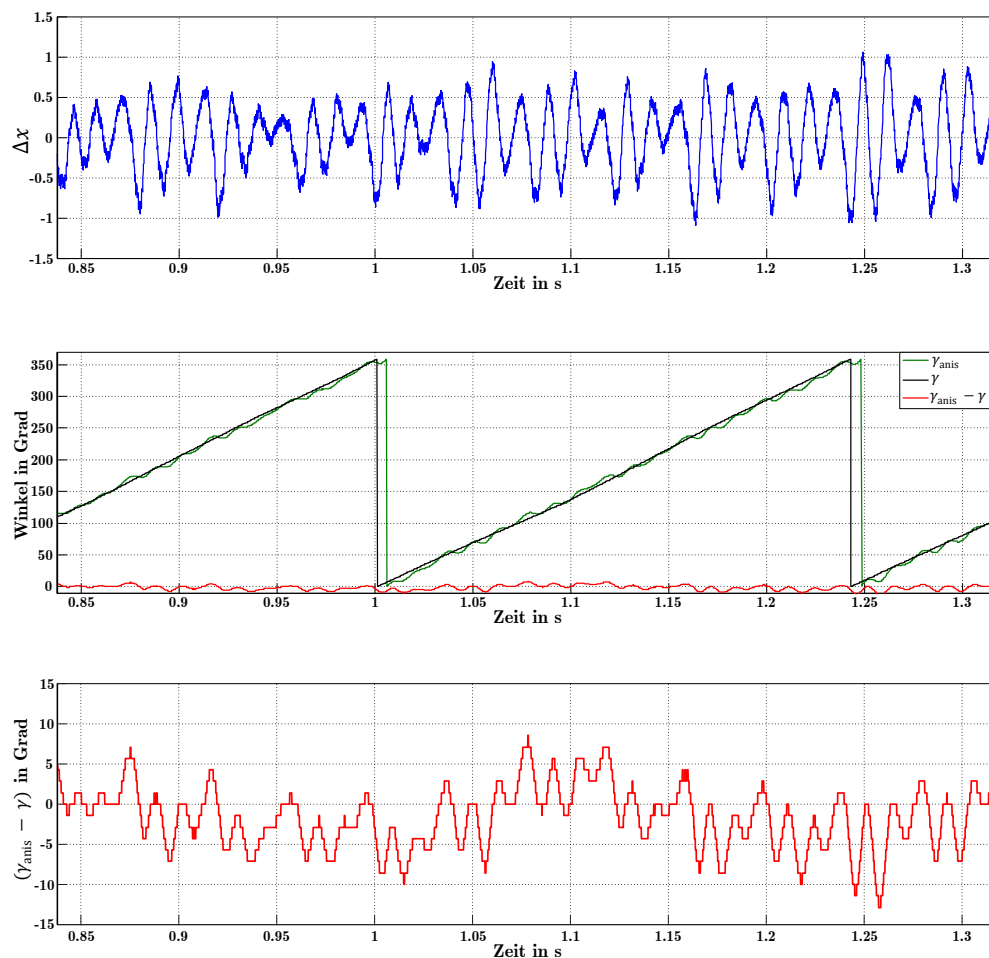


Bild 3.31: Gemessene Auswirkungen des Zero Current Clamping auf den geschätzten Winkel bei alternierender HF-Injektion ohne Kompensation

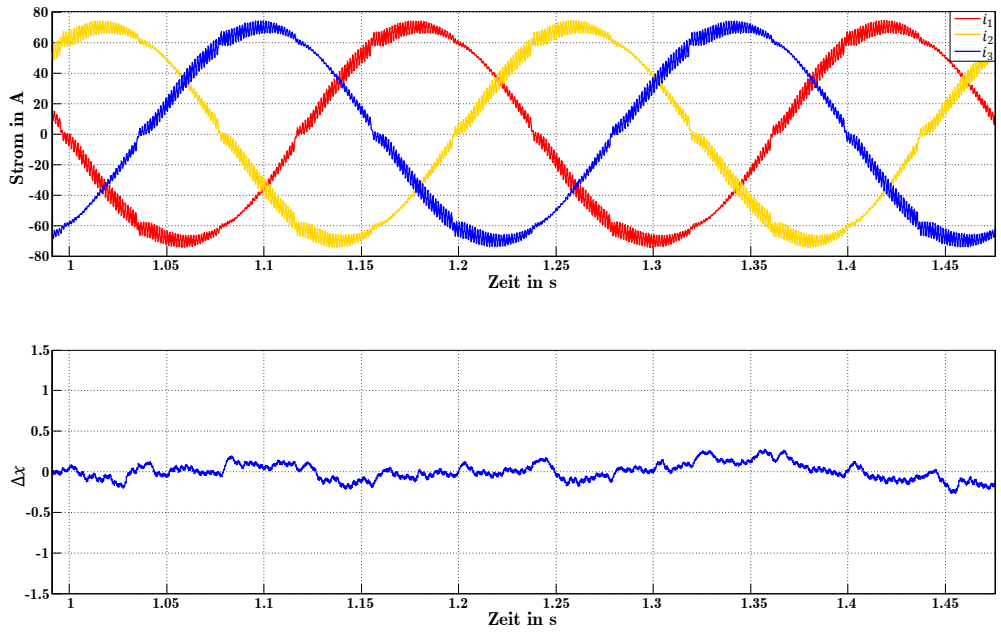


Bild 3.32: Gemessene Auswirkungen des Zero Current Clamping auf das Eingangssignal bei alternierender HF-Injektion mit Kompensation und ohne nachgelagerter PLL zur Winkelauswertung

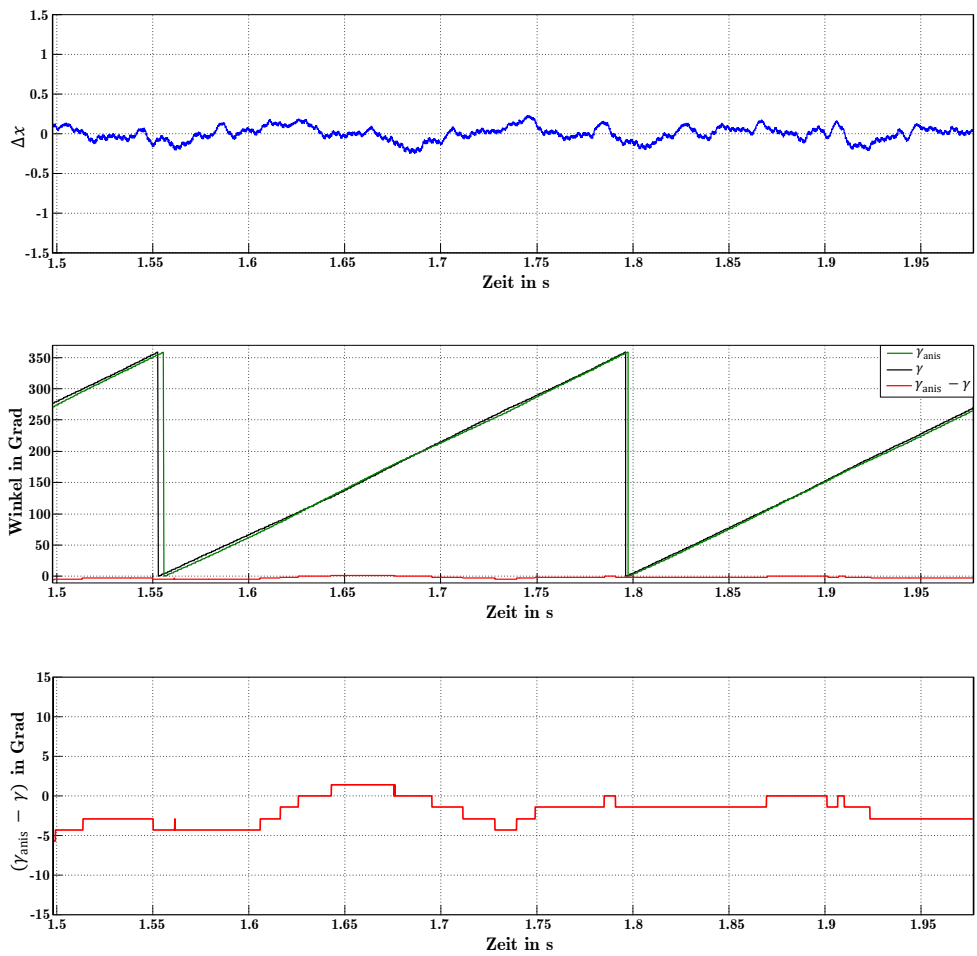


Bild 3.33: Gemessene Auswirkungen des Zero Current Clamping auf den geschätzten Winkel bei alternierender HF-Injektion mit Kompensation

3.6 Zusammenfassung des Kapitels

Zu Beginn dieses Kapitels wurde ein sog. Hochfrequenzmodell eingeführt. Im Gegensatz zu dem Grundfrequenzmodell berücksichtigt das Hochfrequenzmodell die unterschiedlichen Induktivitäten in Längs- und Querachse. Dies ermöglichte die Modellierung der Maschinenanisotropie, was eine Voraussetzung für die in diesem Kapitel vorgestellten rotorlagegeberlosen Verfahren ist. Anhand eines vereinfachten Hochfrequenzmodells wurde zunächst das Prinzip der rotierenden Trägersignale beschrieben und die Auswirkungen bei einer Überlagerung mit der Grundwellensteuerung erläutert. Es wurde dargelegt, dass sich der Grundwellenstrom und der HF-Strom gegenseitig beeinflussen können. Dies widerspricht der grundsätzlichen Forderung, dass das Grundwellenverhalten der Maschine möglichst wenig vom HF-Strom beeinflusst werden soll und gleichzeitig der HF-Strom möglichst nur von der Anisotropie beeinflusst wird. Um eine gegenseitige Beeinflussung möglichst zu vermeiden, wurden in Kap. 3.2.1 sog. Frequenzweichen vorgestellt. Damit können die Signale voneinander entkoppelt werden. Dabei wurde eine modellbasierte Frequenzweiche eingeführt, die insbesondere in dynamische Situationen Vorteile bietet.

Neben den rotierenden Trägersignalen wurden als weitere Anregungsmöglichkeit die alternierenden Trägersignale ebenfalls anhand des vereinfachten Hochfrequenzmodells eingeführt. Die jeweiligen Vor- und Nachteile der Anregungsverfahren wurden dabei diskutiert. Die dazu notwendigen Demodulationsmethoden des HF-Stroms waren ebenfalls Gegenstand der Diskussion.

Da mit der Einführung des Hochfrequenzmodells auch das Reluktanzmoment modelliert wird, wurde anhand von Simulationen und Messungen die Sensitivität des Moments auf Winkelabweichungen zwischen der wahren Rotorlage und der geschätzten Rotorlage untersucht. Dabei wurde gezeigt, dass sich die Sensitivität zwischen einem MTPC und MTPF Betriebsbereich erheblich unterscheidet.

Im Weiteren wurde der Einfluss der Umrichtertotzeit auf die anisotropiebasierten Verfahren sowohl bei rotierender als auch bei alternierender Anregung mit Messungen untersucht. Es wurde gezeigt, dass durch die Totzeit der sog. Zero Current Clamping Effekt resultiert und dieser grundsätzlich sowohl auf rotierende wie auch auf die alternierende HF-Injektion einen negativen Einfluss haben kann. Die Einflüsse auf die Spannungen und die Ströme wurden dargestellt und die Auswirkungen auf die Anisotropieverfahren anhand von Messergebnissen gezeigt. Diesbezüglich wurde eine einfache Kompensationsmethode vorgestellt, die ohne Nulldurchgangserkennung des Stroms arbeitet. Für die Kompensation des Zero Current Clamping Effekts nutzt die vorgestellte Kompensationsmethode stattdessen die Rotorlage. In Bezug auf eine rotorlagegeberlose Regelung würde man hierfür den geschätzten Rotorlagewinkel nutzen. Bei der rotorlagegeberlosen Regelung handelt es sich i. d. R. um eine modellbasierte Schätzung des Rotorlagewinkels. Dieses Modell nutzt wiederum die Ströme, die über das beschriebene Kompensationsverfahren mit dem geschätzten Rotorlagewinkel beeinflusst wurden. Dieses Vorgehen bietet grundsätzlich Raum für Instabilitäten. Diese sind im Rahmen der durchgeführten Messungen zwar nicht aufgetreten, dennoch sollte dies stets berücksichtigt werden.

Vorteil der vorgestellte Kompensationsmethode ist, dass sie unabhängig von der Art der HF-Injektion angewendet werden kann und zu einer deutlichen Reduktion der negativen Einflüsse auf die Rotorlageschätzung führt. Dieses wurde ebenfalls anhand von Messungen nachgewiesen.

4 Startverfahren für rotorlagegeberlose Verfahren im Fahrzeugantriebsstrang

Aus den vorherigen Kapiteln geht hervor, dass sowohl die EMK basierten Verfahren als auch die Anisotropie basierten Verfahren die Rotorlage aus den elektrischen Größen ermitteln. Bei den EMK Verfahren wird der grundfrequente Strom gemessen und die Spannung über die Sollspannungen aus der Feldorientierten Regelung rekonstruiert. Diese stehen mit den Spannungen in der Maschine nur dann in einem festen Zusammenhang, wenn der Umrichter und die Regelung aktiv sind. Das heißt die Ströme werden über die Leistungshalbleiter und die im Mittel gestellte Spannung beeinflusst. Bei den anisotropiebasierten Verfahren wird zusätzlich ein hochfrequenter Strom dem grundfrequenten Strom überlagert. Um diese Ströme einprägen zu können, ist ebenfalls ein aktiv schaltender Umrichter erforderlich. Bei inaktivem Umrichter ist die Anwendung der zuvor beschrieben geberlosen Verfahren also nicht möglich. Wie im Folgenden noch näher beschrieben wird, muss die Rotorposition der Maschine vor Eintritt in den aktiven Zustand bereits bekannt sein, um den Start der Regelung ohne Einschwingdauer des Stroms zu ermöglichen und so eine damit möglicherweise verbundene undefinierte Drehmomentbildung zu vermeiden. Weiterhin ist es erforderlich vor dem Beginn der geberlosen Regelung die Drehzahl zu kennen, um entscheiden zu können, ob ein Anisotropie basiertes Verfahren anzuwenden ist oder ein EMK basiertes Verfahren genutzt werden kann.

Es sind also sog. Startverfahren notwendig, die vor der Aktivierung des Umrichters, die Rotorlage initial ermitteln. Für die Startverfahren können in Abhängigkeit von der Drehzahl, sowohl die Anisotropie als auch die EMK zur Rotorlageermittlung genutzt werden. In der Literatur (z.B. [82], [83], [84], [85]) werden verschiedene Startverfahren beschrieben, wobei i. d. R. davon ausgegangen wird, dass die Maschine vor Regelungsbeginn stillsteht. Diese Annahme ist für viele Industrieanwendung gültig, kann aber in einem Fahrzeugantriebsstrang nicht vorausgesetzt werden. Es kann z. B. Teil der Betriebsstrategie sein, den Umrichter passiv zu schalten, wenn kein Moment von der Maschine gefordert wird, um Schaltverluste zu vermeiden. Weiterhin kann es vorkommen, dass der Umrichter bei drehender Maschine und fahrendem Fahrzeug aufgrund einer Sicherheitsabschaltung passiv geschaltet wurde. Kann in diesen Fällen die Maschine nicht vom Abtrieb über eine Kupplung getrennt werden, dann muss der Umrichter noch bei drehender Maschine wieder aktiv geschaltet werden, um Moment aufzubauen. In [6] wird dargelegt, dass sich im Rahmen von Bahnantrieben ebenfalls die Anforderung ergibt, den Umrichter auf eine sich drehende Maschine aktiv zu schalten. Im Gegensatz zu den dort beschriebenen Verfahren ist die Drehzahl der Maschine im Fahrzeugantriebsstrang jedoch i. d. R. als bekannt anzunehmen. Denn über die Sensoren für das Elektronische Stabilitätsprogramm (ESP) bzw. über die ABS-Drehzahlsensoren, ist die Raddrehzahl bekannt. Sind die Übersetzungsverhältnisse im Triebstrang bekannt, dann kann auch die Drehzahl der Maschine bestimmt werden. Dadurch ergeben sich im Fahrzeugantriebsstrang Möglichkeiten für optimierte Startverfahren, die im Folgenden näher beschrieben werden.

4.1 Optimiertes Startverfahren bei drehender Maschine

Wie zuvor beschrieben, muss der Umrichter auch bei einer sich drehenden Maschine in den aktiven Zustand versetzt werden können, damit die Regelung auch bei einem fahrenden Fahrzeug wieder aufgenommen werden kann. Ohne einen Rotorlagegeber muss die Rotorlage jedoch zunächst durch alternative Maßnahmen ermittelt werden. Es wurde beschrieben, dass bei einer ausreichend hohen Drehzahl, die EMK in einem festen Zusammenhang mit der Rotorlage steht. Um dann ein definiertes Moment zu erzeugen, ist ein bestimmter Stromvektor beim aktiv Schalten des Umrichters erforderlich. Dieser Stromvektor kann dann gezielt erzeugt werden, wenn die vorhandene EMK in Betrag und Phase bekannt ist und so der dazu passende Spannungsvektor eingepreßt wird.

Eine sehr naheliegende Möglichkeit besteht darin die EMK bei inaktivem Umrichter zu messen, da diese dann nicht von hochfrequenten Schaltvorgängen des Umrichters überlagert wird. Dies ist eine praktikable Möglichkeit, erfordert aber den zusätzlichen Aufwand einer Spannungsmessung an mindestens zwei Phasen, die bei einer geberbehafteten Regelung nicht notwendig wäre. Insbesondere bei höheren Spannungen ergibt sich durch die Anforderung an die galvanische Trennung dann ein zusätzlicher Aufwand. In [86] wird ein Verfahren beschrieben, das bei einer drehenden Maschine einen Kurzschluss auf die Wicklungen schaltet und dann die Ableitung des entstehenden Stromflusses nutzt. Da die Strommessung in der Praxis rauschbehaftet ist, ist die Ableitung jedoch nur über zusätzlichen Filterungsaufwand zu bestimmen. Ein weiteres Verfahren, das ebenfalls ohne eine Spannungsmessung auskommt, wird u. A. in [5] beschrieben. Dabei wird zum Zeitpunkt der Aktivierung des Umrichters, ein EMK Verfahren (vgl. Kap. 2) mit einem willkürlichen Rotorlagewinkel initialisiert und die Regelung gibt zunächst Stromsollwerte von null vor. Nach einer gewissen Einschwindauer konvergiert das EMK Verfahren dann auf die wahren Zustandsgrößen der Maschine, da die Regelung die Spannung so lange nachführt, bis der Strom die Sollvorgabe von null erreicht. Haben die Istströme den Sollwert von null erreicht, dann kompensiert die Regelung über die Stellspannung gerade die EMK. Dadurch ist die EMK bekannt und das EMK Verfahren kann dann den korrekten Rotorlagewert an die feldorientierte Regelung weitergeben. Während des Einschwingvorgangs kann es jedoch durch den vorhandenen Strom zu einer ungewünschten Drehmomentbildung kommen. Ist dieser Einschwingvorgang abgeschlossen, kann die Regelung beginnen über die Sollstromwerte und die bekannte Rotorlage ein definiertes Moment einzustellen. Die Abb. 4.1 bis Abb. 4.4 zeigen den Einschwingvorgang des zuvor beschriebenen Verfahrens mit den in Kap. 2 beschriebenen EMK Verfahren in einer praktischen Erprobung am Versuchsstand. Dabei wurde die Rotorlage jeweils vor dem Aktivieren des Umrichters mit dem Wert 0° initialisiert. Es ist zu sehen, dass nach dem Einschalten hohe Stromamplituden entstehen, die sich dann asymptotisch der Null annähern. Dies liegt darin begründet, dass im ersten Moment des Einschaltens die Spannungssollwerte ebenfalls noch null sind. Dies entspricht quasi einem Kurzschluss, woraufhin zu Beginn des Einschaltvorgangs näherungsweise ein Kurzschlussstromverlauf bei drehender Maschine resultiert. Es ist zu erkennen, dass die Stromamplituden des Einschwingvorgangs mit steigender Drehzahl zunehmen. Damit dieses Verfahren angewendet werden kann, muss das Antriebssystem bei der maximal möglichen Drehzahl zum Einschaltzeitpunkt die entstehenden Ströme sicher führen können. Durch die Ströme entsteht ein Drehmoment, das sich nicht negativ auf den Antrieb auswirken darf¹.

¹Das Kurzschlussverhalten bei drehender Maschine wird zur besseren Beurteilung des Einschaltvorgangs im späteren Verlauf des Kapitels noch genauer analytisch betrachtet.

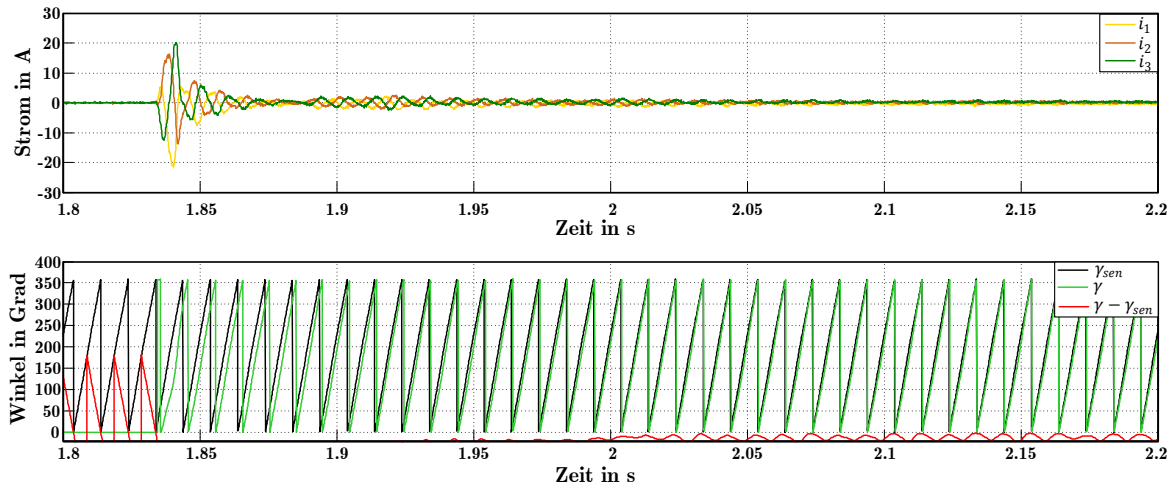


Bild 4.1: Gemessener Einschwingvorgang beim Aktivieren des Umrichters unter Verwendung des Integrationsverfahrens mit prop. Rückführung (Kap. 2.3.2) bei einer Drehzahl von 1500 U/min

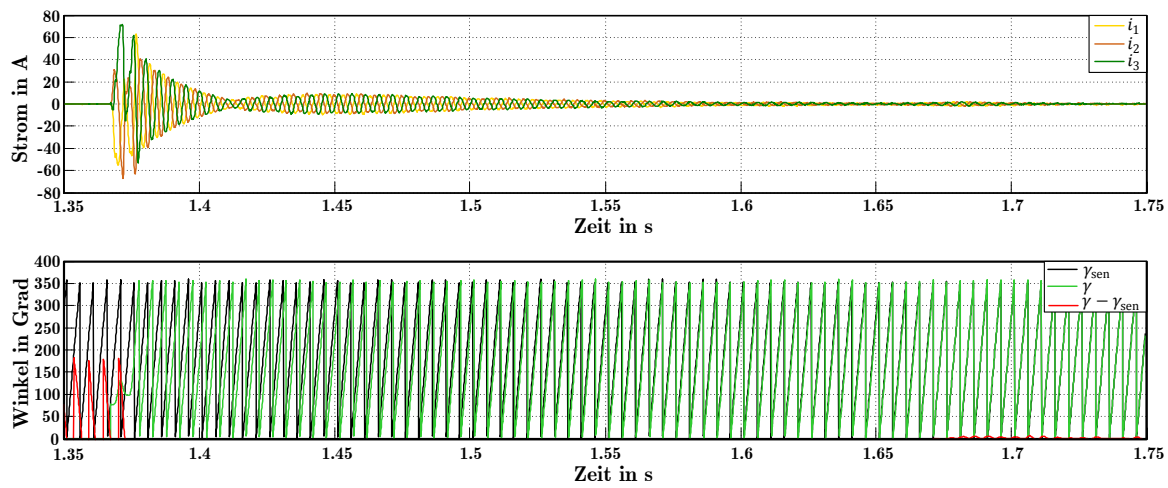


Bild 4.2: Gemessener Einschwingvorgang beim Aktivieren des Umrichters unter Verwendung des Integrationsverfahrens mit prop. Rückführung (Kap. 2.3.2) bei einer Drehzahl von 3000 U/min

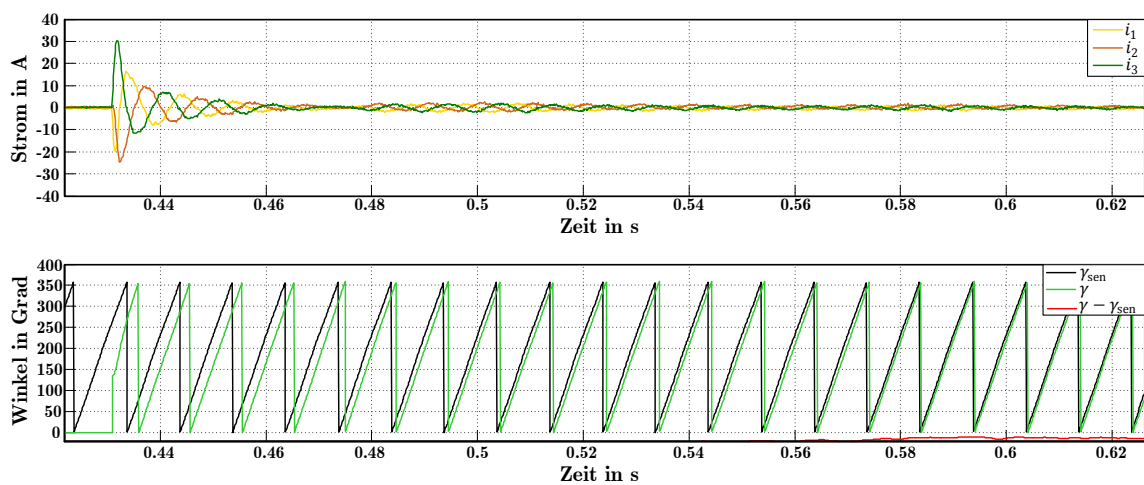


Bild 4.3: Gemessener Einschwingvorgang beim Aktivieren des Umrichters unter Verwendung des Luenberger-Beobachters (Kap. 2.3.3) bei einer Drehzahl von 1500 U/min

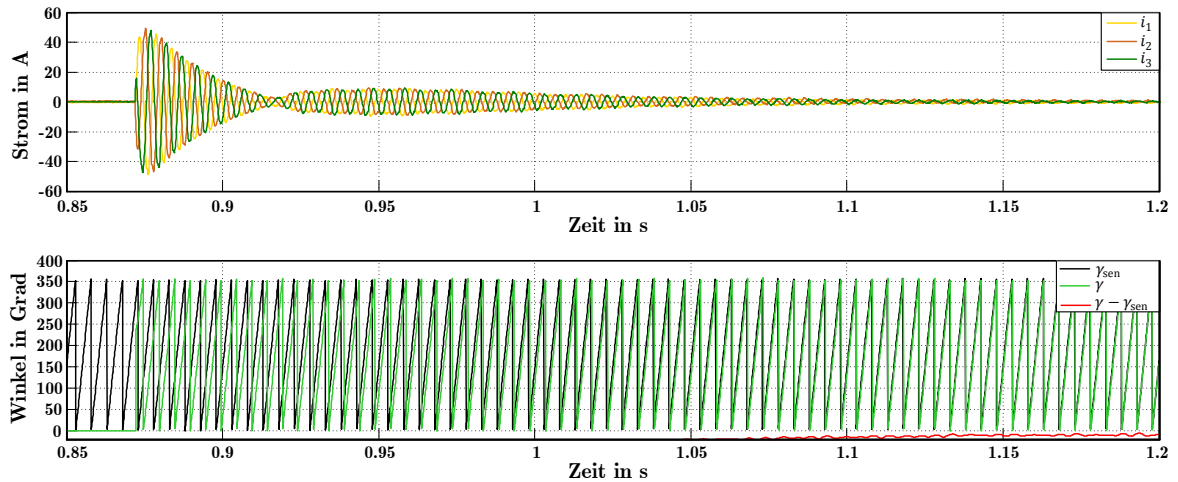


Bild 4.4: Gemessener Einschwingvorgang beim Aktivieren des Umrichters unter Verwendung des Luenberger-Beobachters (Kap. 2.3.3) bei einer Drehzahl von 3000 U/min

Darüber hinaus ist in den Messungen zu erkennen, dass auch die Dauer, bis die Ströme abgeklungen sind, mit der Drehzahl zunimmt. Bei genauem Hinsehen ist zu erkennen, dass auch der zeitliche Schwingungsverlauf der Ströme bei jedem Einschaltvorgang variiert. Dies gilt auch für den Verlauf unmittelbar nach dem Einschalten. Wie im Folgenden noch gezeigt wird, ist der Verlauf direkt abhängig von der Rotorlage zum Einschaltzeitpunkt. Diese Abhängigkeit kann mit der Aussicht auf eine deutlich schnellere Rotorlageermittlung nach dem Einschalten ausgenutzt werden und soll deshalb näher untersucht werden.

Im Folgenden wird deshalb ein Startverfahren vorgestellt, das ohne Spannungsmessung auskommt, keine zeitliche Stromableitung bilden muss, nur geringe Ströme und wenig Zeit zur initialen Rotorlageermittlung benötigt. Das Verfahren basiert auf dem in [87] und [6] vorgestellten Konzept, nutzt aber die erweiterten Möglichkeiten des Fahrzeugantriebsstrangs und kann dadurch optimiert werden. Das Verfahren verwendet für die Berechnungen das Grundwellenmodell nach Gl. 2.7, das mit gleichen Induktivitäten in Längs- und Querrichtung hergeleitet wurde. Dies ist nach Abb. 2.26 näherungsweise zulässig, da wie im Folgenden noch beschrieben wird, bei diesem Verfahren nur geringe Ströme zugelassen werden und so die Näherung $L_d \approx L_q$ gilt. Während der Umrichter inaktiv ist, sind die Leistungshalbleiter sperrend und es gilt folglich $\alpha, \beta \underline{i} = 0$. In einem ersten Schritt wird ein sog. Nullspannungszeiger auf die sich drehende Maschine geschaltet.

In Abb. 4.5 ist dieser Schaltzustand dargestellt, wobei es unerheblich ist, ob alle oberen oder alle unteren Leistungshalbleiter eingeschaltet werden. In beiden Fällen werden die Phasenleitungen kurzgeschlossen. In Abb. 4.6 ist die Ansteuerung der Halbleiter dargestellt, wenn für eine Zeit $\Delta t = t_2 - t_1$ beispielhaft der obere Nullspannungszeiger aus Abb. 4.5 aufgeschaltet wird. Durch das als ideal angenommene Schaltverhalten ergibt sich die Gl. 4.1.

$$\alpha, \beta \underline{u} = \begin{cases} 0, & \text{Für } t_1 \leq t \leq t_2 \\ u_{\text{emk}}, & \text{Für } t \leq t_1 \end{cases} \quad (4.1)$$

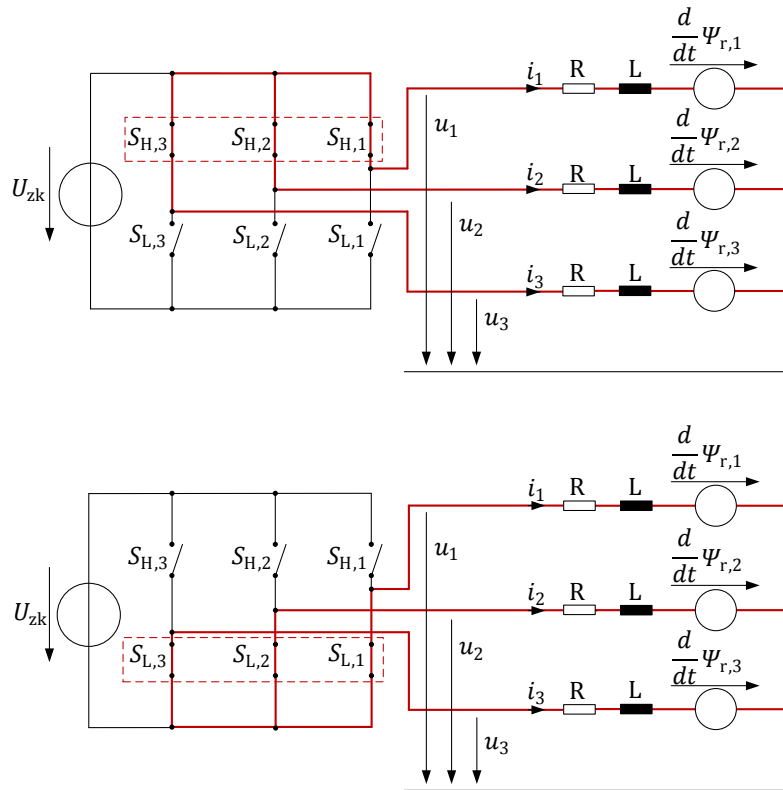


Bild 4.5: Nullspannungsraumvektor durch Schließen der oberen Leistungshalbleiter (oben) oder durch Schließen der unteren Leistungshalbleiter (unten)

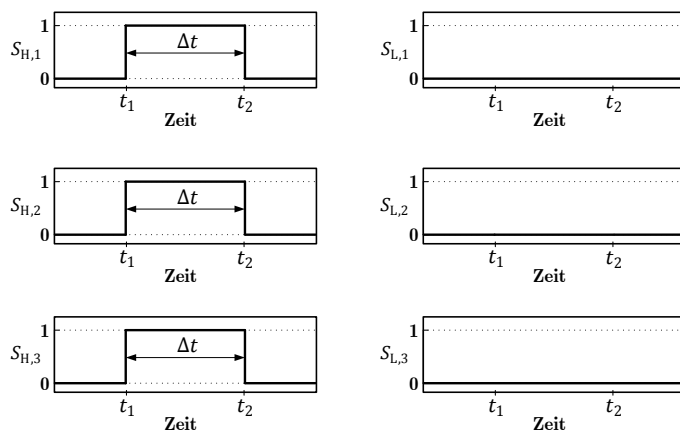


Bild 4.6: Ansteuerung der Halbleiter beim Aufschalten des Nullspannungsveigers beispielhaft durch Schließen der oberen Halbleiter; 1: Halbleiter ist leitend; 0: Halbleiter ist sperrend

Aus der Gl. 2.7 und Gl. 4.1 folgt Gl. 4.2.

$$0 = R \alpha, \beta \underline{i} + L \frac{d}{dt} \alpha, \beta \underline{i} + \alpha, \beta \underline{u}_{\text{emk}} \quad (4.2)$$

Für: $t_1 \leq t \leq t_2$

Das bedeutet, dass für den Zeitraum Δt die negative EMK sprungartig auf die Wicklung geschaltet wird. Um die Stromantwort zwischen t_1 und t_2 bei einem als ideal angenommenen Schaltvorgang zu berechnen, bietet sich die Transformation in den Bildbereich an. Die Wicklung kann dazu mit einer Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Induktivität modelliert werden (vgl. Abb. 4.7), wodurch sich die Impedanz $Z(s)$ ² nach Gl. 4.3 ergibt.

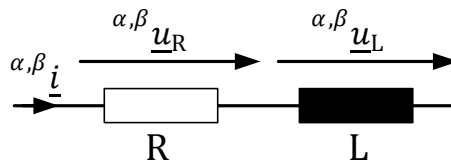


Bild 4.7: Modellierung einer Wicklung

$$Z(s) = \frac{-U_{\text{emk},\alpha}(s)}{I_\alpha(s)} = \frac{-U_{\text{emk},\beta}(s)}{I_\beta(s)} = Z_R(s) + Z_L(s) = R + sL \quad (4.3)$$

Mit: $L = \frac{u_L(t)}{\frac{d}{dt}i(t)}$; $R = \frac{u_R(t)}{i_R(t)}$; $i(t = t_1) = 0$

$$\mathcal{L}\{R\} = Z_R(s) = \frac{U_R(s)}{I(s)} \quad ; \quad \mathcal{L}\{L\} = Z_L(s) = \frac{U_L(s)}{s I(s) - i(t = t_1)}$$

Dabei wird vorausgesetzt, dass die Maschine zum Einschaltzeitpunkt t_1 unbestromt ist, was bei hinreichend langer Zeit in der der Umrichter inaktiv ist, der Fall ist und durch die Stromsensoren überprüft werden kann.

Aus Gl. 2.14 ergibt sich für die EMK in Abhängigkeit vom Rotorwinkel γ die Gl. 4.4.

$$\begin{aligned} \alpha, \beta \underline{u}_{\text{emk}} &= \frac{d}{dt} \alpha, \beta \underline{\Psi}_r = j\omega \underline{\Psi}_r e^{j\gamma} \\ &= u_{\text{emk},\alpha} + j u_{\text{emk},\beta} = \omega \underline{\Psi}_r (-\sin(\gamma) + j \cos(\gamma)) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Mit : $\gamma = \omega t + \gamma_1$; $\gamma_1 = \gamma(t = t_1)$

²Mit s als komplexe Frequenz der Laplacetransformation

Werden die einzelnen Komponenten $u_{\text{emk},\alpha}$ und $u_{\text{emk},\beta}$ aus Gl. 4.4 mit der Laplacetransformation in den Bildbereich überführt, dann ergibt sich dafür

$$U_{\text{emk},\alpha}(s) = \mathcal{L}\{u_{\text{emk},\alpha}\} = -\omega \Psi_r \frac{s \sin(\gamma_1) + \omega \cos(\gamma_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (4.5)$$

$$U_{\text{emk},\beta}(s) = \mathcal{L}\{u_{\text{emk},\beta}\} = \omega \Psi_r \frac{s \cos(\gamma_1) - \omega \sin(\gamma_1)}{s^2 + \omega^2}. \quad (4.6)$$

Aus Gl. 4.3 mit den Gleichungen 4.5 und 4.6 ergeben sich dann für die Stromkomponenten in der Bildebene die Ausdrücke nach Gl. 4.7 und Gl. 4.8.

$$I_\alpha(s) = \frac{-U_{\text{emk},\alpha}(s)}{Z(s)} = \frac{\omega \Psi_r (s \sin(\gamma_1) + \omega \cos(\gamma_1))}{L(s^2 + \omega^2)(\tau^{-1} + s)} \quad (4.7)$$

$$I_\beta(s) = \frac{-U_{\text{emk},\beta}(s)}{Z(s)} = \frac{-\omega \Psi_r (s \cos(\gamma_1) - \omega \sin(\gamma_1))}{L(s^2 + \omega^2)(\tau^{-1} + s)} \quad (4.8)$$

$$\text{Mit: } \tau = \frac{L}{R}$$

Wird der Ausdruck für $I_\alpha(s)$ mit der inversen Laplacetransformation wieder in den Zeitbereich überführt, dann ergibt sich die Gl. 4.9.

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{I_\alpha(s)\} \\ &= \frac{\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (\omega \cos(\gamma_1) - \tau^{-1} \sin(\gamma_1)) \right. \\ &\quad \left. + \tau^{-1} (\sin(\gamma_1) \cos(\omega t) + \cos(\gamma_1) \sin(\omega t)) \right. \\ &\quad \left. + \omega (\sin(\gamma_1) \sin(\omega t) - \cos(\gamma_1) \cos(\omega t)) \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\text{Für: } t_1 \leq t \leq t_2$$

Und für die Betakomponente $I_\beta(s)$ folgt entsprechend Gl. 4.10.

$$\begin{aligned} i_\beta(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{I_\beta(s)\} \\ &= \frac{-\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (-\tau^{-1} \cos(\gamma_1) - \omega \sin(\gamma_1)) \right. \\ &\quad \left. + \tau^{-1} (\cos(\gamma_1) \cos(\omega t) - \sin(\gamma_1) \sin(\omega t)) \right. \\ &\quad \left. + \omega (\sin(\gamma_1) \cos(\omega t) + \cos(\gamma_1) \sin(\omega t)) \right] \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\text{Für: } t_1 \leq t \leq t_2$$

Durch Anwendung der Additionstheoreme in Gl. 4.11 und Gl. 4.12

$$\sin(x \pm y) = \sin(x) \cos(y) \pm \cos(x) \sin(y) \quad (4.11)$$

$$\cos(x \pm y) = \cos(x) \cos(y) \mp \sin(x) \sin(y) \quad (4.12)$$

reduziert sich der Ausdruck für $i_\alpha(t)$ und $i_\beta(t)$ zu

$$i_\alpha(t) = \frac{\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (\omega \cos(\gamma_1) - \tau^{-1} \sin(\gamma_1)) + \tau^{-1} \sin(\gamma) - \omega \cos(\gamma) \right] \quad (4.13)$$

$$i_\beta(t) = \frac{-\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (\tau^{-1} \cos(\gamma_1) - \omega \sin(\gamma_1)) + \tau^{-1} \cos(\gamma) + \omega \sin(\gamma) \right]. \quad (4.14)$$

Die Gl. 4.13 und Gl. 4.14 beschreiben die Stromkomponenten für die Zeit Δt . Es ergibt sich jeweils eine Dauerschwingung, die abhängig von der Anfangslage des Rotors γ_1 mit einem abklingenden Offset behaftet ist. In Abb. 4.8 oben und Abb. 4.9 oben sind die nach Gl. 4.13 und Gl. 4.14 numerisch simulierten Stromverläufe im statorfesten Koordinatensystem für einen Zeitraum von $\Delta t = 50\text{ms}$ bei einer mechanischen Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage von $\gamma_1 = 147^\circ$ dargestellt. In Abb. 4.8 unten und Abb. 4.9 unten sind jeweils die am Prüfstand gemessenen Stromkomponenten bei einem Versuch mit einem geschalteten Nullspannungszeiger durch ein High-Side Kurzschluss von $\Delta t = 50\text{ms}$ mit einer mechanischen Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage von $\gamma_1 = 147^\circ$ dargestellt.

Dabei zeigt sich eine relativ gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen Stromverläufen und den nach Gl. 4.13 und Gl. 4.14 berechneten Verläufen. Geringfügige Abweichungen können u. A. durch nicht berücksichtigte Umrichtereinflüsse und durch Fertigungstoleranzen verursacht werden. Um die Auswirkungen auf den Abtrieb bzw. das Moment zu berechnen, werden die Ströme in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert. Nach der Transformationsvorschrift in Gl. 2.27 ergeben sich die Komponenten zu Gl. 4.15 bzw. 4.16.

$$i_d(t) = i_\alpha(t) \cos(\gamma) + i_\beta(t) \sin(\gamma) \quad (4.15)$$

$$i_q(t) = -i_\alpha(t) \sin(\gamma) + i_\beta(t) \cos(\gamma) \quad (4.16)$$

$$i_d(t) = \frac{\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (\omega \cos(\omega t) + \tau^{-1} \sin(\omega t)) - \omega \right] \quad (4.17)$$

$$i_q(t) = \frac{-\omega \Psi_r}{L(\omega^2 + \tau^{-2})} \left[e^{-t/\tau} (\omega \sin(\omega t) - \tau^{-1} \cos(\omega t)) + \tau^{-1} \right] \quad (4.18)$$

Mit Anwendung von trigonometrischen Identitäten folgen dann die Ströme im rotorfesten Koordinatensystem nach Gl. 4.17 und Gl. 4.18. Interessant daran ist, dass der Verlauf der Ströme im rotorfesten Koordinatensystem unabhängig von der Anfangslage γ_1 ist. Das bedeutet, dass zu einem beliebigen Zeitpunkt der Nullspannungszeiger auf die drehende Maschine geschaltet werden kann und es ergeben sich bei sonst gleichen Bedingungen immer die gleichen abklingenden Schwingungen mit den Endwerten aus Gl. 4.19 und Gl. 4.20.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_d(t) = \frac{-\Psi_r}{L + (R^2 / (L \omega^2))} \quad (4.19)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_q(t) = \frac{-\omega \Psi_r R}{(L \omega)^2 + R^2} \quad (4.20)$$

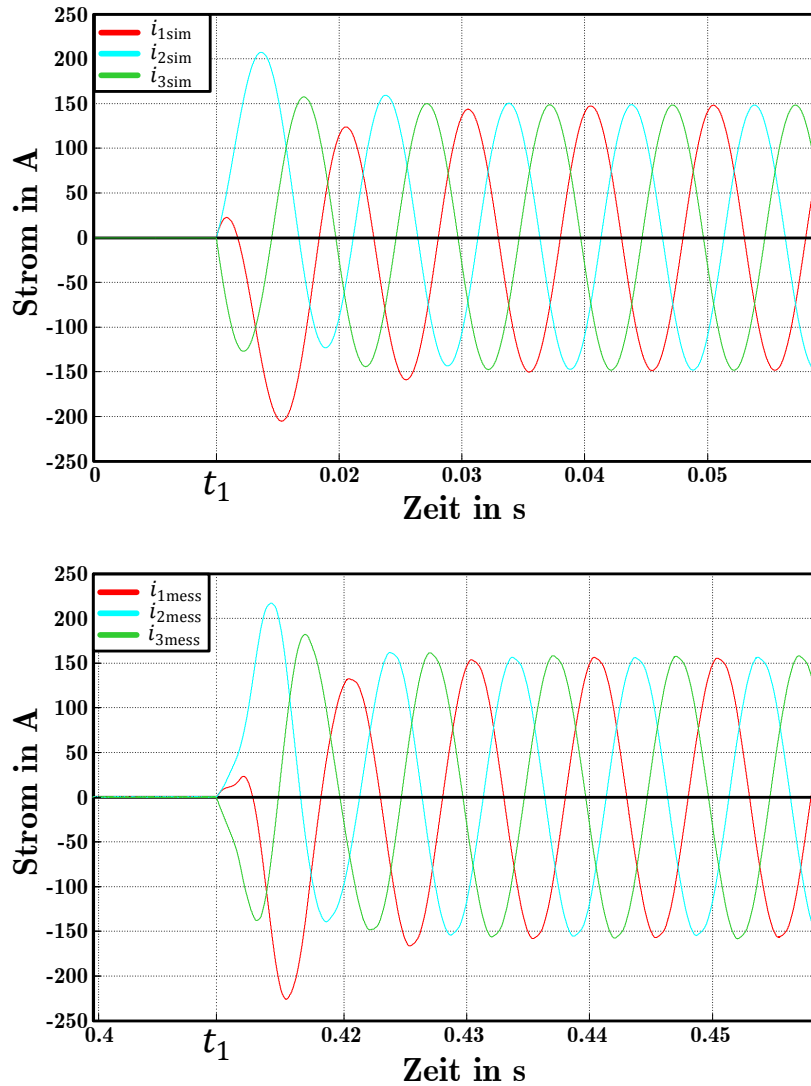


Bild 4.8: Oben: Simulierte Stromverläufe im 1,2,3 Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ nach Gl. 4.13 und Gl. 4.14 beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1

Unten: Gemessene Stromverläufe im 1,2,3 Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1

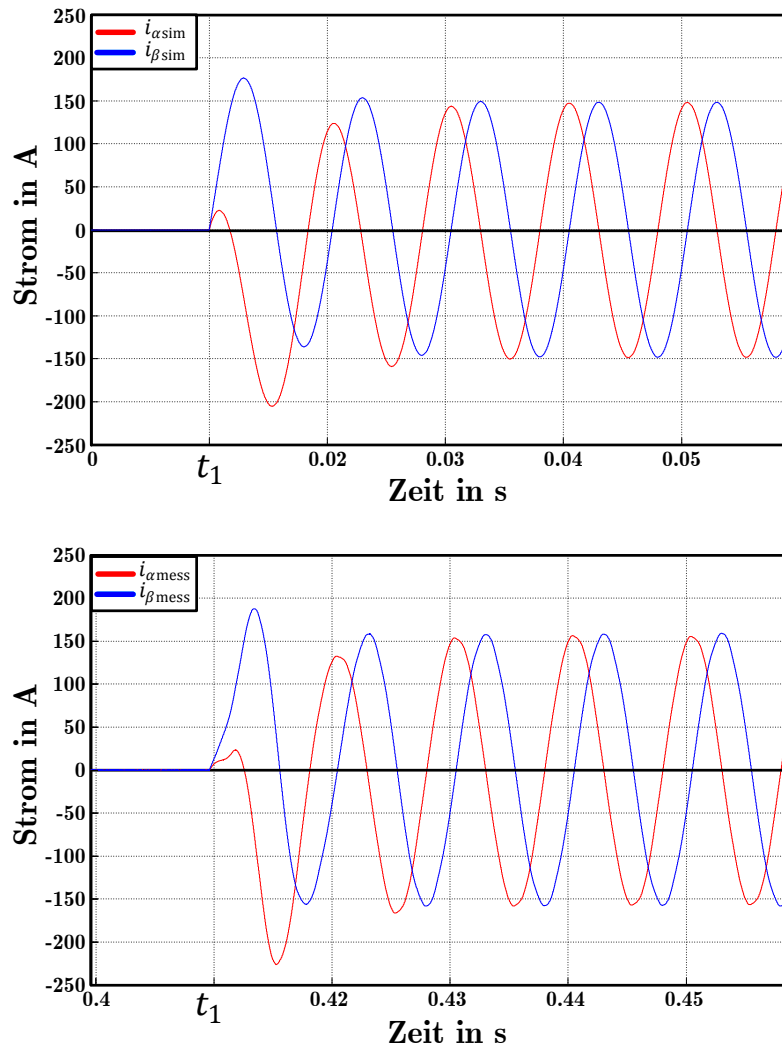


Bild 4.9: Oben: Simulierte Stromverläufe im α, β Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ nach Gl. 4.13 und Gl. 4.14 beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1
Unten: Gemessene Stromverläufe im α, β Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1

In Abb. 4.10 oben sind die Verläufe aus Gl. 4.17 und Gl. 4.18 in Form einer numerischen Simulation dargestellt. In Abb. 4.10 unten sind dazu die gemessenen Stromverläufe dargestellt. Auch hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und gemessenen Stromverläufen.

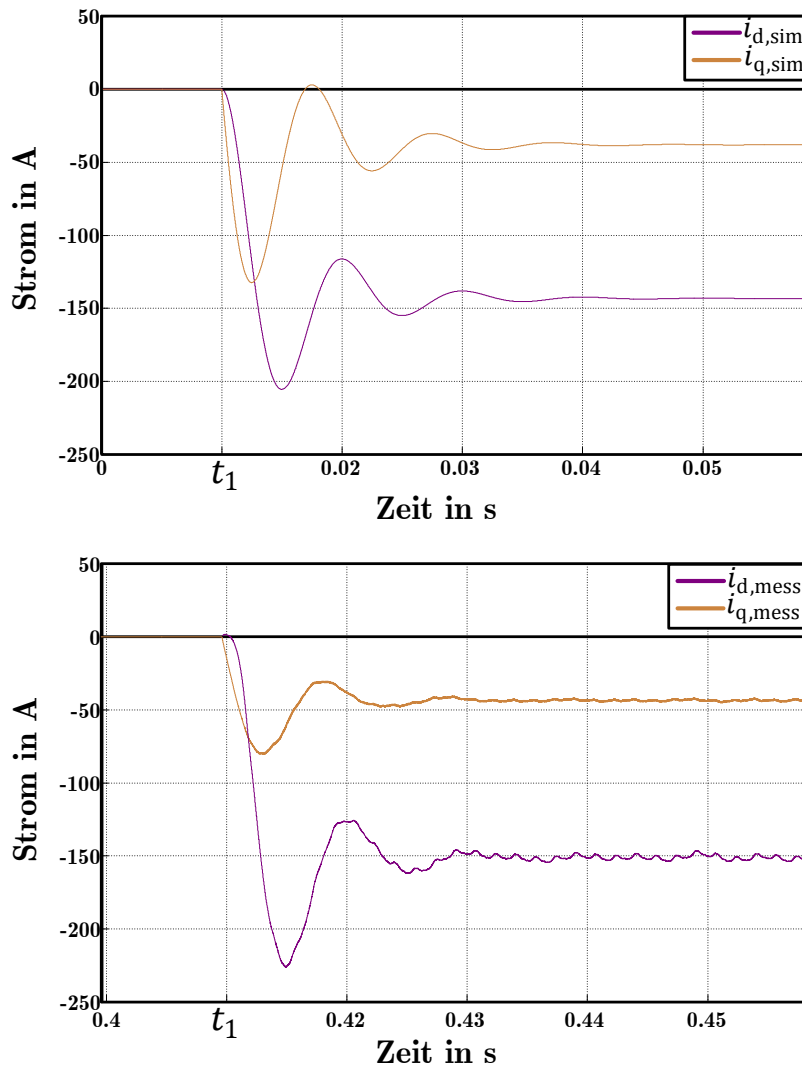


Bild 4.10: Oben: Simulierte Stromverläufe im d,q Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ nach nach Gl. 4.17 und Gl. 4.18 beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1
 Unten: Gemessene Stromverläufe im d,q Koordinatensystem bei einer mech. Drehzahl von 1500 U/min und einer Anfangslage $\gamma_1 = 147^\circ$ beim Aufschalten des Nullspannungszeigers zum Zeitpunkt t_1

Mit der Gl. 2.23 und Gl. 4.18 ergibt sich das entstehende Moment dann zu

$$M(t) = \frac{-3 p \Psi_r^2 \omega}{2 L (\omega^2 + \tau^{-2})} e^{-t/\tau} (\omega \sin(\omega t) - \tau^{-1} \cos(\omega t) + \tau^{-1}) \quad (4.21)$$

mit dem stationären Endwert von

$$\lim_{t \rightarrow \infty} M(t) = \frac{-3 p \Psi_r^2 \omega R}{2 ((\omega L)^2 + R^2)}. \quad (4.22)$$

Der Verlauf von $M(t)$ ist entsprechend proportional zum Verlauf von i_q in Abb. 4.10. Aus den vorherigen Darstellungen geht hervor, dass es in Abhängigkeit von den Maschinenparametern und der Drehzahl zu erheblichen Stromamplituden und Momentenpendelungen mit der Kreisfrequenz ω kommt, wenn der Nullspannungszeiger für eine längere Zeit anliegt. Ziel des Verfahrens ist es, die aktuelle Rotorlage bei inaktivem Umrichter zu ermitteln. Im Folgenden wird gezeigt, dass dies auch mit sehr kurzen Einschaltimpulsen gelingt. Es muss also nicht gewartet werden, bis sich ein stationärer Zustand einstellt oder ein Beobachter konvergiert ist, wie es in [5] vorgeschlagen wird. So lässt nicht nur eine sehr schnelle Rotorlageermittlung erzielen, sondern es werden auch die hohen Stromamplituden und Momentenpendelungen vermieden, die dabei entstehen können. Weiterhin lassen sich die Gl. 4.13 und Gl. 4.14 dadurch deutlich vereinfachen, sodass sich eine einfachere Berechnungsvorschrift für die Umsetzung auf einem Steuergerät ergibt. Ist die Einschaltzeiten Δt im Verhältnis zur Zeitkonstanten τ ausreichend klein, dann ergibt sich die Gl. 4.24 für i_α aus Gl. 4.13 mit der Vereinfachung in Gl. 4.23 und den Additionstheoremen aus Gl. 4.11 und Gl. 4.12.

$$e^{-t/\tau} \approx 1; \quad \text{Mit: } \Delta t \ll \tau \quad (4.23)$$

$$i_\alpha(t) \approx \frac{\omega \Psi_r}{L (\omega^2 + \tau^{-2})} [\omega (\cos(\gamma_1) (1 - \cos(\omega t)) + \sin(\omega t) \sin(\gamma_1)) + \tau^{-1} (\sin(\omega t) \cos(\gamma_1) + \sin(\gamma_1) (\cos(\omega t) - 1))] \quad (4.24)$$

Aus Gl. 4.14 ergibt sich analog für i_β die Gl. 4.25.

$$i_\beta(t) \approx \frac{-\omega \Psi_r}{L (\omega^2 + \tau^{-2})} [\tau^{-1} (\cos(\gamma_1) (\cos(\omega t) - 1) - \sin(\omega t) \sin(\gamma_1)) + \omega (\sin(\omega t) \cos(\gamma_1) + \sin(\gamma_1) (\cos(\omega t) - 1))] \quad (4.25)$$

Weiterhin können die Gl. 4.24 und Gl. 4.25 mit einer kurzen Einschaltzeit durch

$$\sin(\omega t) \approx \omega t \quad (4.26)$$

$$\cos(\omega t) \approx 1 \quad (4.27)$$

$$\text{Mit: } \omega \Delta t \ll 2\pi$$

zu Gl. 4.28 und Gl. 4.29 weiter vereinfacht werden.

$$i_\alpha(t) \approx \frac{\omega^2 \Psi_r}{L (\omega^2 + \tau^{-2})} [\tau^{-1} t \cos(\gamma_1) + \omega t \sin(\gamma_1)] \quad (4.28)$$

$$i_\beta(t) \approx \frac{-\omega^2 \Psi_r}{L (\omega^2 + \tau^{-2})} [\tau^{-1} t \sin(\gamma_1) + \omega t \cos(\gamma_1)] \quad (4.29)$$

Ist zusätzlich die Drehzahl ω gegenüber dem Kehrwert der Zeitkonstante ausreichend groß dann ergeben sich durch

$$\tau^{-1} \ll \omega$$

die Vereinfachungen nach Gl. 4.30 bis Gl. 4.32.

$$\omega^2 + \tau^{-2} \approx \omega^2 \quad (4.30)$$

$$\tau^{-1} t \cos(\gamma_1) - \omega t \sin(\gamma_1) \approx -\omega t \sin(\gamma_1) \quad (4.31)$$

$$\tau^{-1} t \sin(\gamma_1) + \omega t \cos(\gamma_1) \approx \omega t \cos(\gamma_1) \quad (4.32)$$

Die Stromkomponenten aus Gl. 4.28 und Gl. 4.29 lassen sich dann über Gl. 4.33 und Gl. 4.34 beschreiben.

$$i_\alpha(t) \approx \frac{\Psi_r}{L} \omega t \sin(\gamma_1) \quad (4.33)$$

$$i_\beta(t) \approx -\frac{\Psi_r}{L} \omega t \cos(\gamma_1) \quad (4.34)$$

Die Vereinfachungen durch die Bedingung ($\tau^{-1} \ll \omega$) führen zu der Näherung, dass sich bei ausreichend hoher Drehzahl die Wicklung überwiegend induktiv verhält und somit der Term ($R^{\alpha,\beta} \underline{i}$) in Gl. 4.2 vernachlässigt werden kann. Durch die getroffenen Vereinfachungen können die Gl. 4.13 und Gl. 4.14 mit den Geradengleichungen 4.33 und 4.34 näherungsweise beschrieben werden. Mit der kurzen Einschaltzeit ergibt sich also ein mit Δt linear zunehmender Strom, dessen Steigung von Maschinenparametern, der Drehzahl und vom Sinus bzw. Cosinus der Rotorlage zum Einschaltzeitpunkt t_1 abhängig ist. Aufgrund der kurzen Einschaltzeit bei entsprechender Drehzahl, ergibt sich nach Gl. 4.35 der Einschaltvorgang einer näherungsweise konstanten Spannung auf eine Induktivität.

$$\alpha,\beta \underline{i} = \frac{1}{L} \int \alpha,\beta \underline{u}_L dt = \frac{U_{t1} t}{L} e^{j\vartheta_1} \quad (4.35)$$

In Abb. 4.11 ist die Betrachtung qualitativ dargestellt.

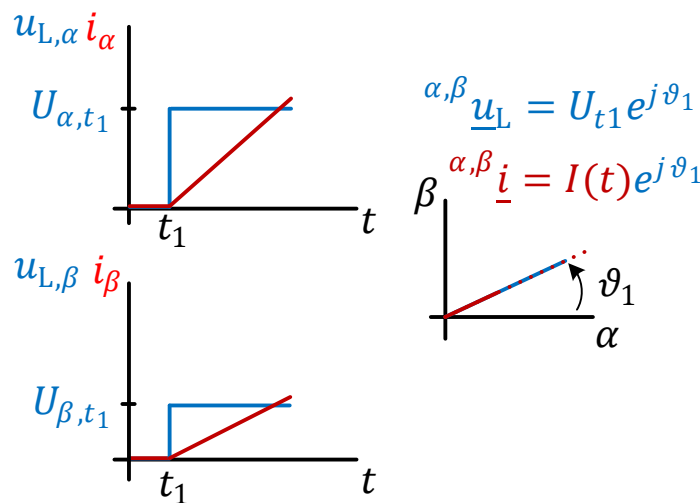


Bild 4.11: Qualitative Darstellung des Einschaltvorgangs unter vereinfachten Randbedingungen

Aus den zuvor angesetzten Randbedingungen folgt, dass der Strom die gleiche Phasenlage ϑ_1 hat wie die Spannung $^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{emk}}$. Im eingeschwungenen Zustand mit ($t \mapsto \infty$) weist der Strom dagegen nach Gl. 4.2 eine Phasenlage von 180° zum Rotorfluss $^{\alpha,\beta}\underline{\Psi}_r$ auf und steht dann senkrecht zur Spannung $^{\alpha,\beta}\underline{u}_{\text{emk}}$. Diese Beobachtung wird im späteren Verlauf der Arbeit für die Plausibilisierung der Gl. 4.40 noch einmal relevant. Die Gl. 4.33 und die Gl. 4.34 können nach Gl. 4.36 als komplexer Raumzeiger dargestellt werden.

$$^{\alpha,\beta}\underline{i} = I(t)e^{\vartheta_1} \approx -j \frac{\Psi_r}{L} \omega t e^{j\gamma_1} \quad (4.36)$$

Werden die Stromwerte i_α und i_β zum Zeitpunkt t_2 erfasst, dann ergibt sich für den Stromraumzeiger

$$\begin{aligned} ^{\alpha,\beta}\underline{i}(t_2) &= I(t_2)e^{\vartheta_1} = -j \frac{\Psi_r}{L} \omega \Delta t e^{j\gamma_1} \\ &= \underbrace{\frac{\Psi_r}{L} |\omega| \Delta t}_{=|{}^{\alpha,\beta}\underline{i}(t_2)|} \underbrace{(-j \operatorname{sign}(\omega) e^{j\gamma_1})}_{=\arg({}^{\alpha,\beta}\underline{i}(t_2))}. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Zur Auswertung von Gl. 4.37 ist neben den Maschinenparametern die aktuelle Drehzahl ω notwendig. Ohne Rotorlagegeber oder Drehzahlsensor ist diese vor dem Zeitpunkt t_1 zunächst einmal nicht bekannt. Da die Drehzahl jedoch mit $\omega = K * p * \omega_{\text{rad}}$ über die Polpaarzahl p , die Raddrehzahl ω_{rad} des Fahrzeugs durch das ESP-System und mit dem Übersetzungsverhältnis im Triebstrang K ermittelt werden kann, ergibt sich das optimierte Startverfahren im Fahrzeugantriebsstrang wie folgt. Aus dem Betrag $|I(t_2)|$ der Gl. 4.37 ergibt sich die Dauer Δt , aus dem maximal zulässigen Strombetrag I_{max} und der Drehzahl ω nach Gl. 4.38.

$$\Delta t = \frac{L I_{\text{max}}}{\Psi_r |K p \omega_{\text{rad}}|} \quad (4.38)$$

In Gl. 4.38 werden die Einflussgrößen auf die Zeit Δt dargestellt. Für eine technische Umsetzung ist es nicht zwingend erforderlich alle Einflussgrößen, zu ermitteln und dann die Zeit nach Gl. 4.38 zu berechnen. Da der Strom gemessen wird, könnte ein einfaches Verfahren so ausgestaltet sein, dass der Nullzeiger so lange angelegt wird, bis I_{max} erreicht wird. Die Phasenlage γ_1 ergibt sich aus dem Argument $\arg({}^{\alpha,\beta}\underline{i}(t_2))$ von Gl. 4.37 mit

$$\arg({}^{\alpha,\beta}\underline{i}(t_2)) = \vartheta_1 = \gamma_1 - \operatorname{sign}(\omega_{\text{rad}}) \frac{\pi}{2} \quad (4.39)$$

zu

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \vartheta_1 + \operatorname{sign}(\omega_{\text{rad}}) \frac{\pi}{2} \\ &= \arctan\left(\frac{i_\beta(t_2)}{i_\alpha(t_2)}\right) + \operatorname{sign}(\omega_{\text{rad}}) \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Wie zuvor dargestellt wurde, beschreibt der Winkel ϑ_1 der Phasenlage des Stromes $^{\alpha,\beta}\underline{i}$ für kurze Zeit nach dem Aufschalten des Nullspannungszeigers. Abhängig von der Drehrichtung ($\operatorname{sign}(\omega_{\text{rad}})$) befindet sich die Rotorlänge senkrecht davor oder dahinter. Da der Strom durch die EMK getrieben wird und die EMK im Gegensatz zur Induktivitätsverteilung einen

eindeutigen Zusammenhang zur Rotorlage aufweist, besteht grundsätzlich auch ein eindeutiger Zusammenhang zwischen dem Strom und der Rotorlage.

Da jedoch durch die kurze Einschaltzeit die Spannung als konstant angenommen wird, ist die Information über die Drehrichtung quasi verloren gegangen. Es vergeht nicht genug Zeit, damit sich ein sinusförmiger Verlauf ausbilden kann. In dem Verfahren aus [6], wird vorgeschlagen ein zweites Mal den Nullspannungszeiger nach einer definierten Zeit aufzuschalten, um die Drehrichtung über die Winkeldifferenz zu bestimmen. Die Zeit vom Abschalten des ersten Nullspannungszeigers bis zum Aufschalten des zweiten Nullspannungszeigers muss dabei zum einen so lang sein, dass der Strom vom ersten Nullspannungszeiger abgeklungen ist und sich der Rotor um eine eindeutig messbare Winkeldifferenz weiter gedreht hat. Gleichzeitig muss sichergestellt werden, dass die Winkeldifferenz nicht größer als 180° werden kann. Dieser Kompromiss ist je nach Betriebssituation nur schwer zu erfüllen. Insbesondere dann, wenn die Drehzahl nicht bekannt ist.

Da jedoch im Fahrzeugantriebsstrang die Drehzahl und damit auch die Drehrichtung über den Abtrieb bekannt ist, muss in diesem Fall kein zweiter Nullspannungszeiger aufgeschaltet werden. Die Rotorlage ist über ω_{rad} bereits nach dem ersten Nullspannungszeiger eindeutig bekannt. Prinzipiell ist die Erfassung der Drehrichtung für einen rein elektrischen Antriebsstrang (BEV) notwendig, da dort beide Drehrichtungen der E-Maschine denkbar sind. Bei einer P2-Topologie wie aus Abb. 1.4 ist i. d. R. die Drehrichtung aufgrund der Anbindung zur Verbrennungskraftmaschine konstant und bekannt.

In Abb. 4.12 ist eine Messung bei 500 U/min und einem angelegten Nullspannungszeiger dargestellt. Im Verlauf der Ströme ist ein Anstieg mit konstanter Steigung zu erkennen. Das zeigt, dass die getroffenen Näherungen bei entsprechend kurzer Zeit Δt zulässig sind. Weiterhin ist neben der Drehzahl auch der Wert des Referenz Rotorlagegebers γ_{sen} dargestellt. Während t_1 bis t_2 wurde γ nach Gl. 4.40 zu jedem Messpunkt berechnet und zeigt, dass der Rotorlagewinkel mit dem Verfahren gut bestimmt werden kann. Es zeigt sich darüber hinaus, dass die Rotorlage bereits beim 3. Messpunkt, also bereits nach $300\mu\text{s}$ seinen stationären Wert erreicht. Das bedeutet, dass die Dauer des Kurzschlusses bei dieser Drehzahl auf $300\mu\text{s}$ verkürzt werden kann und unmittelbar danach die Regelung beginnen kann.

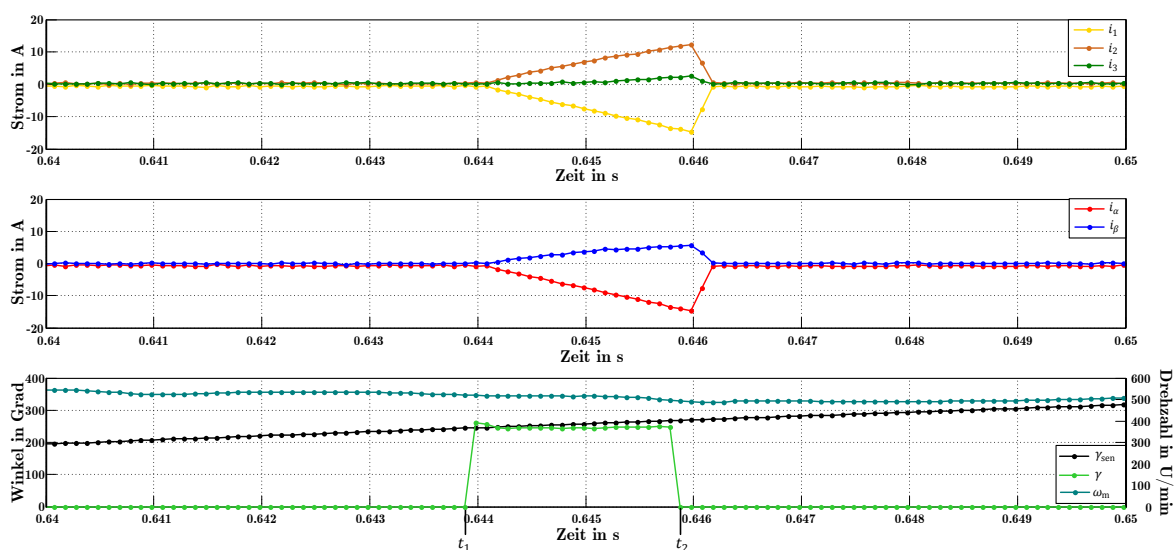


Bild 4.12: Gemessener Aufschaltvorgang des Nullspannungszeigers für 2ms bei einer mechanischen Drehzahl 500 U/min und Berechnung der Rotorlage nach Gl. 4.40

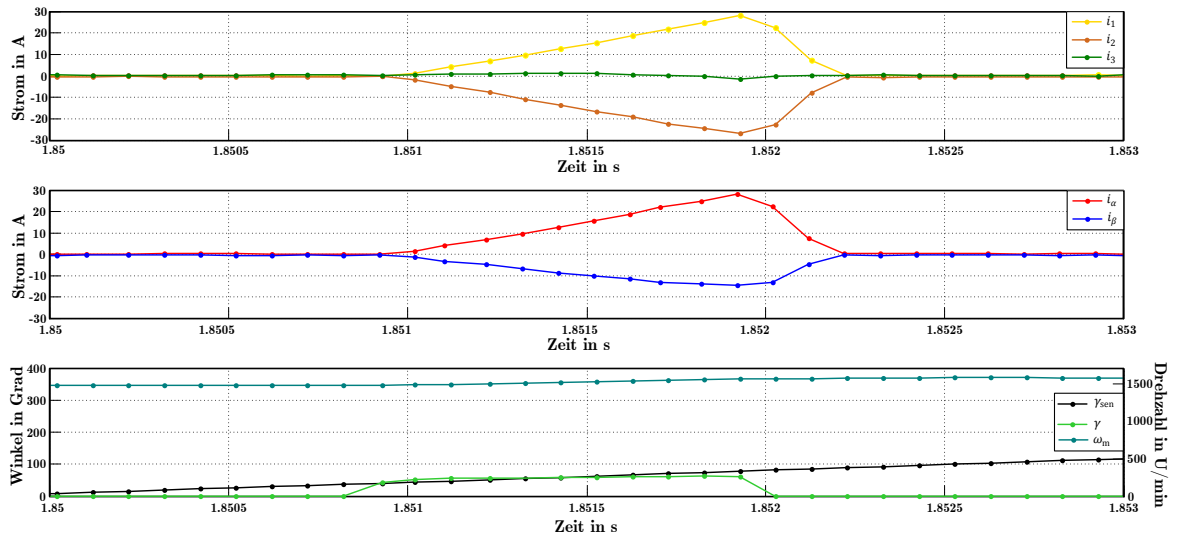


Bild 4.13: Gemessener Aufschaltvorgang des Nullspannungszeigers für 1ms bei einer mechanischen Drehzahl 1500 U/min und Berechnung der Rotorlage nach Gl. 4.40

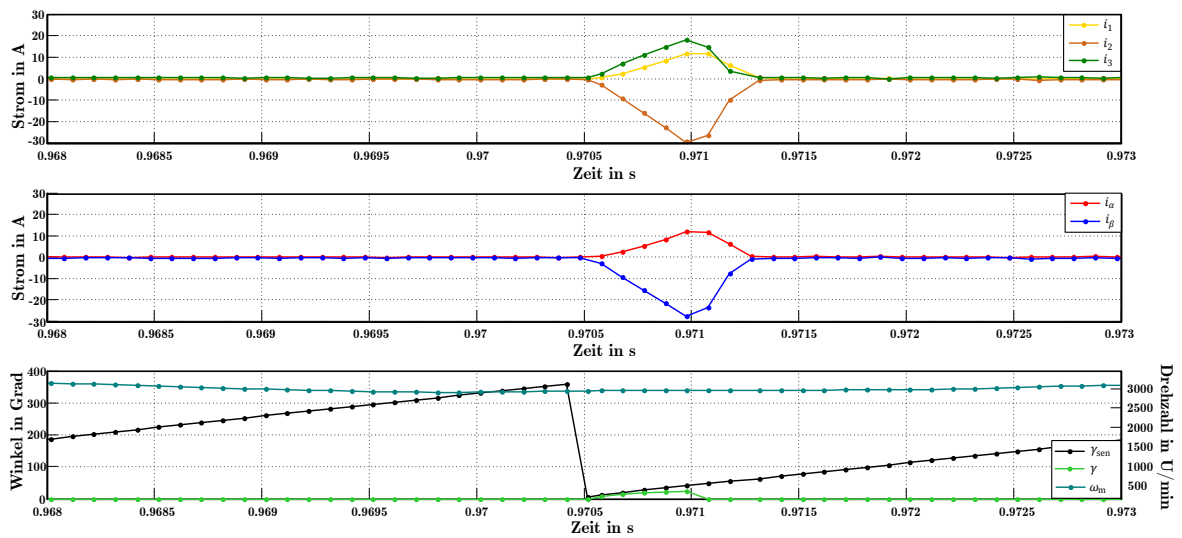


Bild 4.14: Gemessener Aufschaltvorgang des Nullspannungszeigers für 0,5ms bei einer mechanischen Drehzahl 3000 U/min und Berechnung der Rotorlage nach Gl. 4.40

Der Vorteil dieses Verfahrens gegenüber dem Verfahren aus [5] ist der deutliche kürzere Zeitbedarf (vgl. Abb. 4.1 bis Abb. 4.4). Das hier vorgestellte Verfahren benötigt bei den durchgeführten Versuchen nur rund ein Hundertstel der Zeit, um die Rotorlage initial zu ermitteln. Weiterhin wurde gezeigt, dass die Stromamplituden beim Einschwingvorgang in Abb. 4.1 bis Abb. 4.4 größer werden. Durch entsprechende Anpassung der Einschaltdauer können dagegen bei diesem Verfahren die Stromamplituden beim Aufschalten des Nullspannungszeigers kontrolliert und auf das nötige Maß angepasst werden.

Die Rotorlage $\gamma(t_r)$ zum Zeitpunkt t_r an dem die Regelung einsetzt, ergibt sich dann bei weiterhin als konstant angenommener Drehzahl zu

$$\gamma(t_r) = \gamma_1 + K p \omega_{\text{rad}} (t_r - t_2). \quad (4.41)$$

Abhängig von den Maschinenparametern und den möglichen Drehzahlen können beim Anlegen des Nullspannungszeigers Pendelmomente und erhebliche Stromamplituden entstehen. Mit den Bedingungen aus Gl. 4.23, Gl. 4.26 und Gl. 4.27, ergibt sich das maximale Moment aus Gl. 4.21 während der Einschaltzeit zu

$$\hat{M} \approx \frac{-3 p \Psi_r^2 \omega^3}{2 L (\omega^2 + \tau^{-2})} \Delta t. \quad (4.42)$$

Damit die Situation während des anliegenden Nullspannungszeigers bei drehender Maschine genau bekannt ist und entsprechend kontrolliert werden kann, erfolgte hier eine relativ genaue analytische Betrachtung der Vorgänge um das Verständnis für das Verfahren und die Vorgänge zu fördern. Wie auch bei den EMK Verfahren versagt dieses Startverfahren im Stillstand, da dann die Strom treibende EMK nicht vorhanden ist. Um auch die Rotorlage bei Drehzahl null initial bestimmen zu können, wird deshalb im Folgenden ein Verfahren beschrieben, das auch im Stillstand funktioniert.

4.2 Neuer Arbeitsbereich für Startverfahren im Stillstand

Grundsätzlich können die in Kap. 3 beschriebenen Anisotropie basierten Verfahren auch bei Drehzahl null eingesetzt werden. Wie dort jedoch auch dargelegt wurde, kann die Rotorlage mit diesen Verfahren nur zweideutig ermittelt werden. Für die eindeutige Rotorlageermittlung mit den Anisotropie basierten Verfahren muss die Rotorlage also initial wenigstens auf 180° genau bekannt sein, um sie dann fortlaufend eindeutig mit den Anisotropieverfahren ermitteln zu können. Im Stillstand kann das in Kap. 4.1 beschriebene Startverfahren nicht genutzt werden, da beim Anlegen des Nullzeigers ohne EMK keine Spannungsquelle mehr vorhanden ist. Im Stillstand muss also ein anderes Verfahren angewendet werden.

Eine naheliegende Lösung ergibt sich, wenn die Maschine über eine Trennkupplung wie in Abb. 1.4 dargestellt vom Abtriebsstrang getrennt werden kann. In diesem Fall kann der Rotor bei geöffneter Kupplung durch konstante Bestromung einer Phase in eine definierte Lage ausgerichtet werden, wodurch die Rotorlage mindestens auf 180° genau bekannt ist. Wird dabei ein Anisotropieverfahren nach Kap. 3 parallel mit ausgeführt, dann kann kontrolliert werden, ob der Rotor der Ausrichtung bzw. mehreren nacheinander ablaufenden unterschiedlichen Ausrichtungen folgt oder ob er blockiert ist. Abgesehen von der Notwendigkeit einer Trennkupplung, dauert es relativ lange um den Rotor in eine oder gar mehrere Richtungen ausrichten zu lassen.

Eine schnellere Variante, die auch eingesetzt werden kann, wenn keine Trennkupplung vorhanden ist, ergibt sich, wenn eine 180° Sensierung der Rotorlage durch einen zusätzlichen Minimalsensor vorgesehen wird. Durch eine binäre Unterscheidungsmöglichkeit der Rotorlage ergibt sich eine relativ einfach zu konstruierende Sensierung, die zusätzlich redundant zur Lage- und Drehzahlplausibilisierung der geberlosen Verfahren eingesetzt werden könnte. Dieser z. B. kapazitive Minimalsensor müsste dann nur die beiden 180° Hälften der elektrischen Rotorlage unterscheiden können.

Im Folgenden soll jedoch ein Verfahren näher beschrieben werden, dass die Rotorlage in kurzer Zeit mindestens 180° genau ermittelt und ohne Trennkupplung und ohne zusätzlichen Sensor auskommt. Das Grundkonzept dieses Verfahrens beruht auf dem physikalischen Effekt, dass das Eisen in der positiven d-Richtung durch den Fluss der Permanentmagnete bereits ohne Stromfluss in eine Richtung vormagnetisiert ist. Wird dann das Eisen durch einen positiven d-Strom zusätzlich aufmagnetisiert, so wird das Eisen weiter in die Sättigung gebracht. Wird hingegen ein negativer d-Strom eingepreßt, so wird der Vormagnetisierung entgegen gewirkt und das Eisen wird nicht weiter in die Sättigung gebracht. Der Sättigungszustand beeinflusst die Induktivität L_d , was durch eine Messung der Stromantwort bei gegebener Spannung ausgewertet werden kann. In den gemessenen Induktivitäten in Abb. 3.2 ist dieser Effekt zu erkennen. Bei genauem Hinsehen ist zu erkennen, dass sich in positiver Richtung der d-Achse unterschiedliche Induktivitätswerte ergeben als in negativer Richtung, obwohl der Strombetrag gleich ist. Dieser Effekt ist von dem in Kap. 3 genutzten Induktivitätsunterschied zwischen L_d und L_q zu unterscheiden. Der dort beschriebene Effekt entsteht zwar zum einen auch durch die Sättigung des Eisens aufgrund der Permanentmagnete. Zu einem wesentlichen Teil wird der Effekt aber dadurch hervorgerufen, dass sich durch das μ_r der Permanentmagnete, der wirksame Eisenkreis für die Wicklung ändert. Diese zweite Ursache ist jedoch von der Orientierung bzw. Ausrichtung des Magnetflusses unabhängig.

In [11] wird ein Startverfahren beschrieben, das den Einfluss durch die Sättigung ausnutzt, um die eindeutige Rotorlage zu identifizieren. Dazu wird in einem ersten Schritt mit einem Anisotropieverfahren (vgl. Kap. 3) die Rotorlage auf 180° genau bestimmt. Dadurch ergeben sich zwei mögliche Lagen für die positive Richtung der d-Achse. In einem zweiten Schritt wird der hochfrequente Strom des Anisotropieverfahrens mit einem konstanten d-Strom nacheinander in beide Richtungen überlagert. Es wird also ein d-Strom mit gleichem Betrag aber unterschiedlichen Vorzeichen dem hochfrequenten Strom als Gleichanteil überlagert. Wie zuvor beschrieben wurde, wird dadurch die Induktivität beeinflusst. Entsprechend erhöht sich die Amplitude des hochfrequenten Stroms bei positivem d-Strom aufgrund der geringeren Induktivität. Bei einem d-Strom in entgegengesetzter Richtung würde dann die Amplitude des hochfrequenten Stroms kleiner. Durch den Vergleich der Amplituden des HF-Stroms bei Überlagerung mit einem d-Strom in die jeweilige Richtung kann die positive bzw. negative Richtung der d-Achse also eindeutig identifiziert werden. Nachteil dieses Verfahrens ist, dass es ebenfalls relativ lange dauert, da erst der HF-Strom eingepreßt werden muss und anschließend ein d-Strom in beide Richtungen eingepreßt werden muss.

Ein Verfahren, das auch die Vorsättigung der d-Achse ausnutzt, aber die Stromantwort bei sehr kurzen Spannungsimpulsen auswertet, wurde erstmalig im Rahmen des sog. INFORM-Verfahrens in [5] formuliert. Seit dem wurde dieses Verfahren in zahlreichen weiteren Veröffentlichungen (u.A. [88], [6]) verwendet. Dies liegt daran, dass die initiale Rotorlageermittlung aus dem Stand heraus ein häufiger Anwendungsfall für eine geberlose Regelung ist. Wie im Folgenden noch näher beschrieben wird, benötigt diese Methode ähnlich wie das Start-

verfahren in Kap. 4.1 nur sehr kurze Spannungsimpulse, wodurch dieses Verfahren deutlich schneller als das in [11] beschriebene Verfahren die initiale Rotorlage ermitteln kann. Bei dem hier beschriebenen Verfahren werden im Gegensatz zu den Verfahren aus Kap. 4.1 im Stillstand sog. aktive Spannungszeiger auf die Maschine aufgeschaltet. In Abb. 4.15 ist beispielhaft der Stromfluss beim Anlegen eines Spannungszeigers dargestellt. Insgesamt gibt es sechs verschiedene aktive Spannungszeiger³ (vgl. Abb. 4.22).

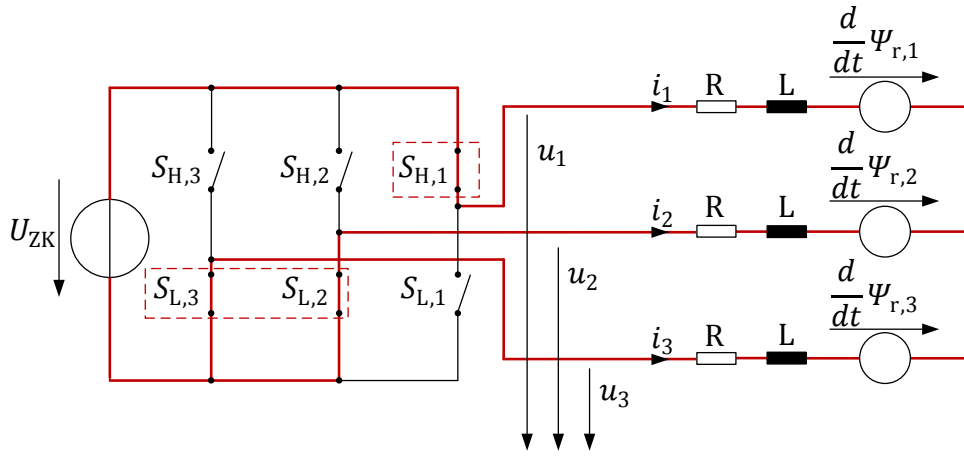


Bild 4.15: Aktiver Spannungszeiger durch Schließen des oberen Halbleiters in der ersten Halbbrücke

In Abb. 4.16 ist die Ansteuerung der Halbleiter dargestellt, wenn für eine Zeit $\Delta t = t_2 - t_1$ beispielhaft der aktive Spannungszeiger aus Abb. 4.15 aufgeschaltet wird. Durch das als ideal angenommene Aufschalten eines aktiven Spannungszeigers ergibt sich für die Spannung u_α die Gl. 4.43.

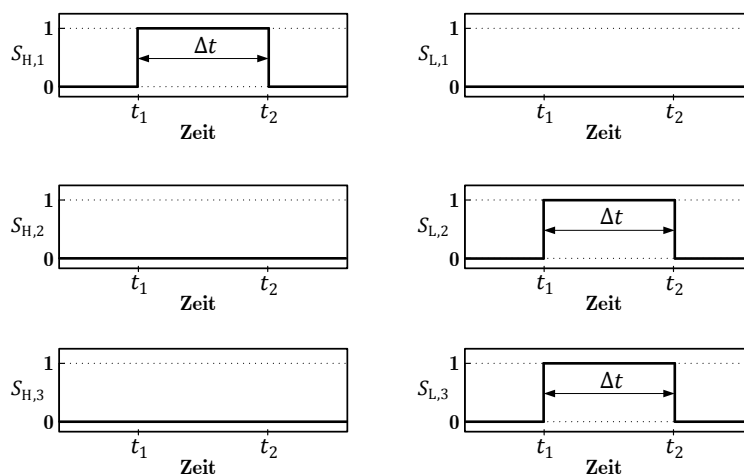


Bild 4.16: Ansteuerung der Halbleiter beim kurzzeitigen Aufschalten des aktiven Spannungszeigers für die Schalterstellung aus Abb. 4.15; 1: Halbleiter ist leitend; 0: Halbleiter ist sperrend

³Bei einem Umrichter mit drei Halbbrücken

$$u_\alpha = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{ZK}, & \text{Für: } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0, & \text{Für: } t \leq t_1 \end{cases} \quad (4.43)$$

Da für den Stillstand $\frac{d}{dt} \Psi_r = 0$ gilt, ergibt sich für die Wicklung während Δt das Modell nach Abb. 4.7, bestehend aus einer Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Induktivität. Mit

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_{L,\alpha} + u_{R\alpha} \\ &= i_\alpha R + L \frac{d}{dt} i_\alpha \end{aligned} \quad (4.44)$$

ergibt sich für den Strom i_α dann allgemein die Sprungantwort eines PT1-Glieds nach

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{u_\alpha}{R} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \\ &= \frac{2 U_{ZK}}{3 R} \left(1 - \cosh \left(\frac{-t}{\tau} \right) - \sinh \left(\frac{-t}{\tau} \right) \right). \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\text{Mit: } \tau = \frac{L}{R} \quad ; \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

Für kurze Einschaltzeiten Δt ergeben sich in erster Näherung die Vereinfachungen nach Gl. 4.46 und Gl. 4.47.

$$\cosh \left(\frac{-t}{\tau} \right) \approx 1 \quad (4.46)$$

$$\sinh \left(\frac{-t}{\tau} \right) \approx \frac{-t}{\tau} \quad (4.47)$$

$$\text{Für: } \Delta t \ll \tau$$

Aus Gl. 4.45 folgt mit den Vereinfachungen aus Gl. 4.46 und Gl. 4.47 die Gl. 4.48.

$$i_\alpha \approx \frac{2 U_{ZK}}{3 L} t \quad (4.48)$$

Durch die kurze Einschaltdauer ergibt sich in Gl. 4.48 die Vernachlässigung des ohmschen Widerstands und führt zu einer Geradengleichung, dessen Steigung von der aktuell wirksamen Induktivität abhängig ist. In Abb. 4.17 ist der Stromverlauf beim Aufschalten des aktiven Spannungszeigers für $300 \mu s$ im Stillstand bei einer Rotorlage von $\gamma = 0^\circ$ und $\gamma = 180^\circ$ mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 48V$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Stromverlauf dabei in guter Näherung einer Geraden gleicht, was wiederum zeigt, dass die Näherungen nach Gl. 4.46 und Gl. 4.47 zulässig sind. Nach Abschalten des aktiven Spannungszeigers fließt der Strom über die antiparallelen Dioden in umgekehrter Richtung, bis er sich abgebaut hat. Dabei zeigt sich jedoch, dass sich die Spitzenwerte $i_1(t_2, \gamma = 0^\circ)$ und $i_1(t_2, \gamma = 180^\circ)$ nicht unterscheiden. Dies lässt darauf schließen, dass sich bei diesem Strom noch keine Sättigung des Eisens einstellt. In Abb. 4.18 ist der gleiche Versuch mit einer längeren Einschaltzeit von $\Delta t = 500 \mu s$ dargestellt. Da bei $\gamma = 0^\circ$ die wirksame Induktivität in α -Richtung durch die Permanentmagnete maximal vormagnetisiert ist, stellt sich in die-

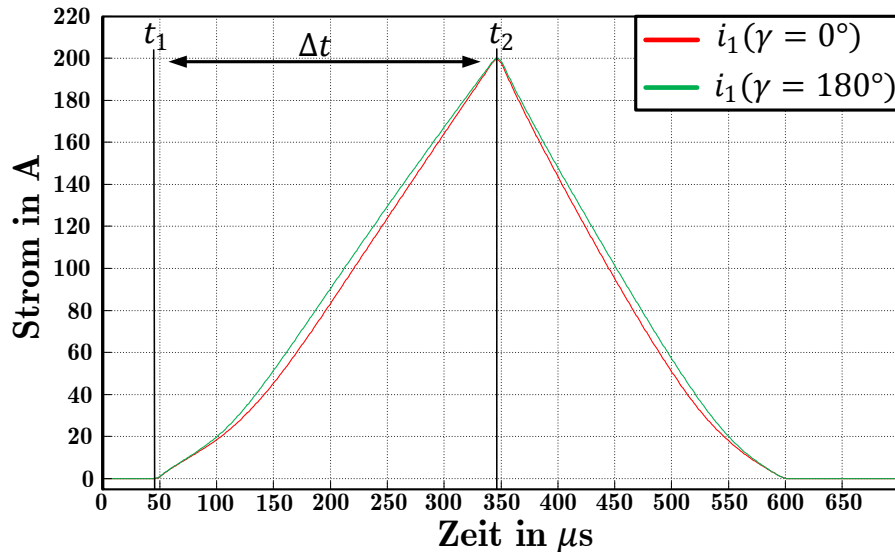


Bild 4.17: Gemessener Verlauf der Phasenströme beim Aufschalten eines aktiven Spannungszeigers nach Abb. 4.15 bzw. 4.16 für $\Delta t = 300\mu\text{s}$ bei einer Rotorlage von $\gamma = 0^\circ$ und $\gamma = 180^\circ$

sem Zustand die niedrigste Induktivität ein. Dadurch ergibt sich in diesem Arbeitsbereich (AB I) wiederum der maximal mögliche Spitzenstrom $\hat{i}_1 = i_1(t_2, \gamma = 0^\circ)$ bei gegebener Einschaltzeit Δt und Nennzwischenkreisspannung $U_{\text{ZK_Nenn}}$. Die Arbeitsbereiche I und III in Abb. 4.18 sind so unterteilt, dass sich ein Betrag von

$$|i_1(t_2, \gamma = 0^\circ) - i_1(t_2, \gamma = 180^\circ)| \geq 2,5\text{A} \quad (4.49)$$

einstellt.

Dabei zeigt sich, dass sich die Sättigung erst ab einem Wert von etwas unterhalb von $i_1(t_2) = 250\text{A}$ durchsetzt. Dabei ist zu prüfen, ob für die Anwendung der zulässige Maximalwert des Umrichters an der oberen Grenze vom Arbeitsbereich AB I nicht überschritten wird. Die zu Abb. 4.18 dazugehörige Schwingung der Zwischenkreisspannung und der Verlauf des Zwischenkreisstroms sind in Abb. 4.19 dargestellt.

Stellt eine Fahrzeugbatterie die Spannung für den Zwischenkreis, dann gilt es zu prüfen, welche Auswirkung diese Art der Belastung auf die Alterung der Batterie hat und ob die sog. Entladeschlussspannung nicht unterschritten wird [89]. Beim Abschalten des aktiven Zeigers fließt der Strom wieder in den Zwischenkreis, wodurch sich die Zwischenkreisspannung kurzzeitig erhöht. Dabei darf die maximal zulässige Spannung nicht überschritten werden. Da der Stromspitzenwert nach Gl. 4.48 neben der Einschaltzeit Δt auch von U_{ZK} abhängig ist, muss bei der variablen Zwischenkreisspannung der Fahrzeugbatterie sichergestellt werden, dass sich immer ein Strom \hat{i}_1 einstellt, der nicht in dem Arbeitsbereich AB II fällt, da dort dann der Differenzbetrag $|i_1(t_2, \gamma = 0^\circ) - i_1(t_2, \gamma = 180^\circ)|$ zu gering wird. Gleichzeitig darf \hat{i}_1 nicht den maximal erlaubten Strom der Systemgrenze überschreiten. Es ist jedoch in Abb. 4.17 und Abb. 4.18 zu beobachten, dass sich im Arbeitsbereich AB III zwischen ca. 25A und 200A eine Induktivitätssituation einstellt, in der gilt

$$i_1(t_2, \gamma = 0^\circ) - i_1(t_2, \gamma = 180^\circ) < 0.$$

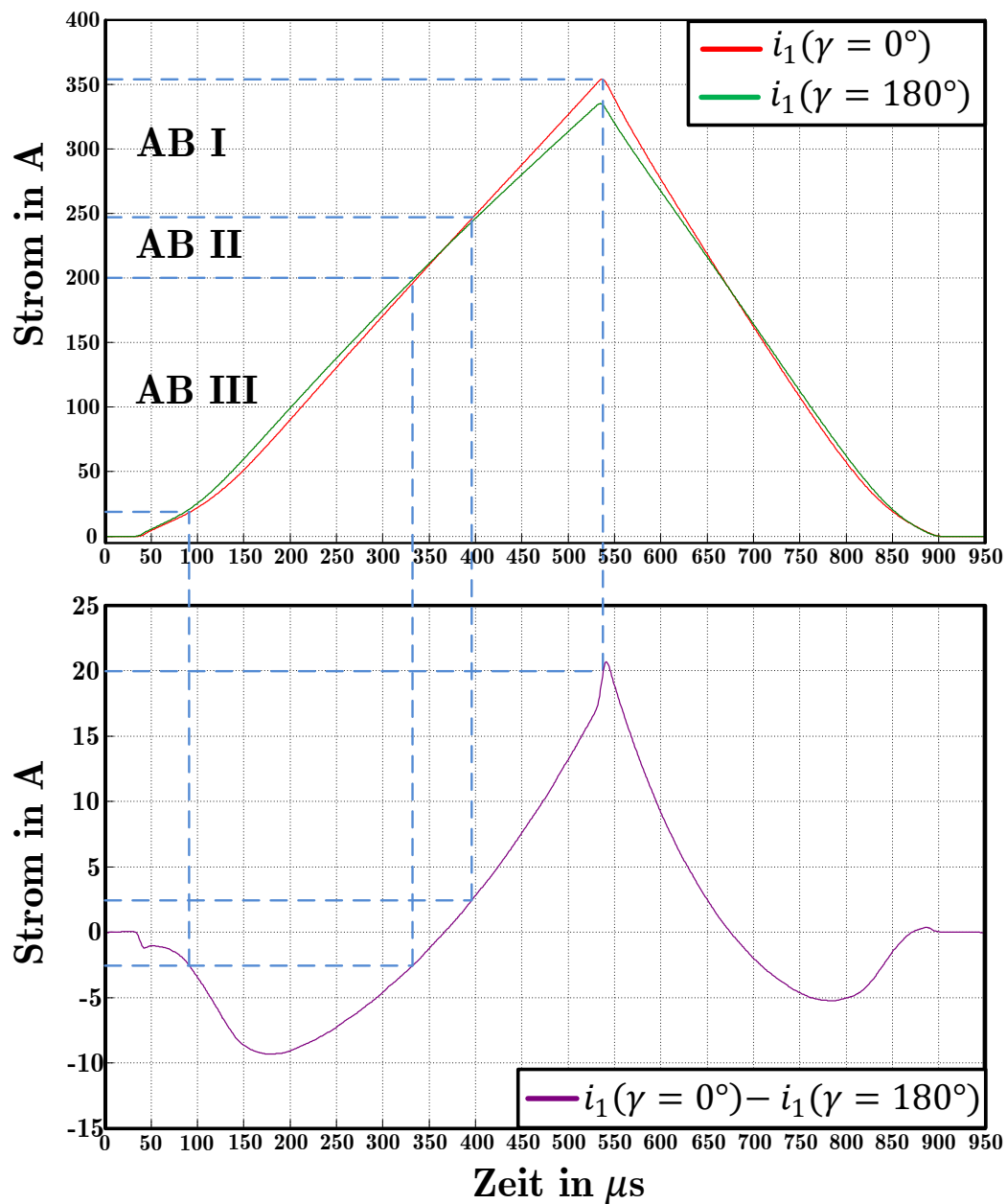


Bild 4.18: Gemessener Verlauf der Phasenströme beim Aufschalten eines aktiven Spannungszeigers nach Abb. 4.15 für $\Delta t = 500 \mu\text{s}$ bei einer Rotorlage von $\gamma = 0^\circ$ und $\gamma = 180^\circ$

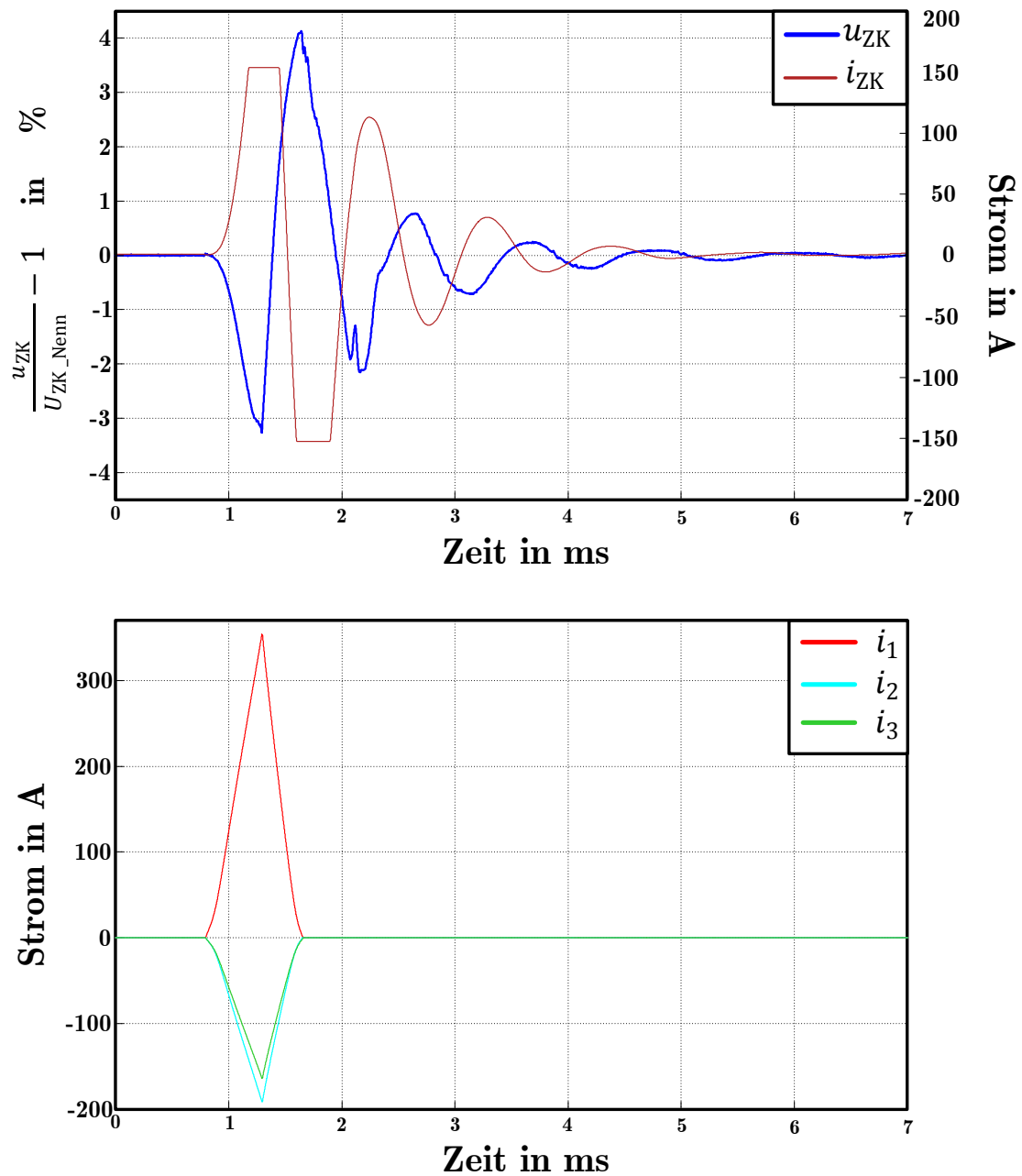


Bild 4.19: Gemessener Verlauf der Zwischenkreisgrößen und der Phasenströme beim Aufschalten eines aktiven Spannungszeigers nach Abb. 4.15 für $\Delta t = 500\mu s$ bei einer Rotorlage von $\gamma = 0^\circ$ mit einem resultierenden $\hat{i}_1 = 370A$ (Der Messbereich von i_{zk} ist bei 150A begrenzt)

Es ergibt sich im Arbeitsbereich AB III eine Induktivitätssituation, die nahezu komplementär zu der Situation im sättigungsdominierten Arbeitsbereich AB I ist.

Dies bestätigt sich auch in der Abb. 3.2. Dort besteht keine Achsensymmetrie zur q-Achse bei $i_{\text{abs}} = 50\text{A}$. Die Unsymmetrie ist sogar deutlich ausgeprägter als bei einem Strombetrag von $i_{\text{abs}} = 370\text{A}$, wobei dort die messbare Stromdifferenz (vgl. Abb. 4.18 unten) aufgrund des insgesamt höheren Stromarbeitspunkts größer ist. Die Ursache hierfür lässt sich über die Magnetisierungskurve des Elektroblechs erklären. Aus Abb. 4.20 geht hervor, dass die relative Permeabilität μ_r eines beispielhaften Elektroblechs über die magnetische Feldstärke zunächst steigt und sich nach einem Maximum wieder verringert. In der Rotorposition $\gamma = 0^\circ$ überlagert sich die durch den Strom zunehmende Feldstärke aus dem Stator mit einer positiven konstanten Feldstärke durch die Permanentmagnete zur Gesamtfeldstärke im Elektroblech. Bei der Rotorposition $\gamma = 180^\circ$ überlagert sich hingegen das Statorfeld mit einer negativen konstanten Feldstärke durch die Permanentmagnete. Daraus ergibt sich, dass in der Rotorposition $\gamma = 180^\circ$ bei gleichem Strom die Gesamtfeldstärke im Elektroblech um den Offset durch die Permanentmagnete gegenüber der Rotorposition $\gamma = 0^\circ$ verringert ist. Aufgrund der verringerten Feldstärke wird dann bei der Aufmagnetisierung in Abb. 4.18 das Maximum der relativen Permeabilität bei der Rotorposition $\gamma = 180^\circ$ zeitlich später durchlaufen als bei der Rotorposition $\gamma = 0^\circ$. Das $\frac{d}{dt}i_1$ aus Abb. 4.18 verhält sich bei konstanter Spannung antiproportional zur Induktivität. Da die Induktivität proportional zur relativen Permeabilität ist, verhält sich das $\frac{d}{dt}i_1$ ebenfalls antiproportional zur relativen Permeabilität. Daraus ergibt sich, dass zu Beginn der Aufmagnetisierung im AB III

$$\frac{d}{dt}i_1(\gamma = 180^\circ) > \frac{d}{dt}i_1(\gamma = 0^\circ) \quad (4.50)$$

gilt. Erst im AB I setzt sich die Sättigung durch, wodurch das μ_r wieder abnimmt. Da das μ_r in der Rotorposition $\gamma = 0^\circ$ dann bereits geringer ist als in der Rotorposition $\gamma = 180^\circ$, kehren sich die Größenverhältnisse in der Ungleichung 4.50 dann um.

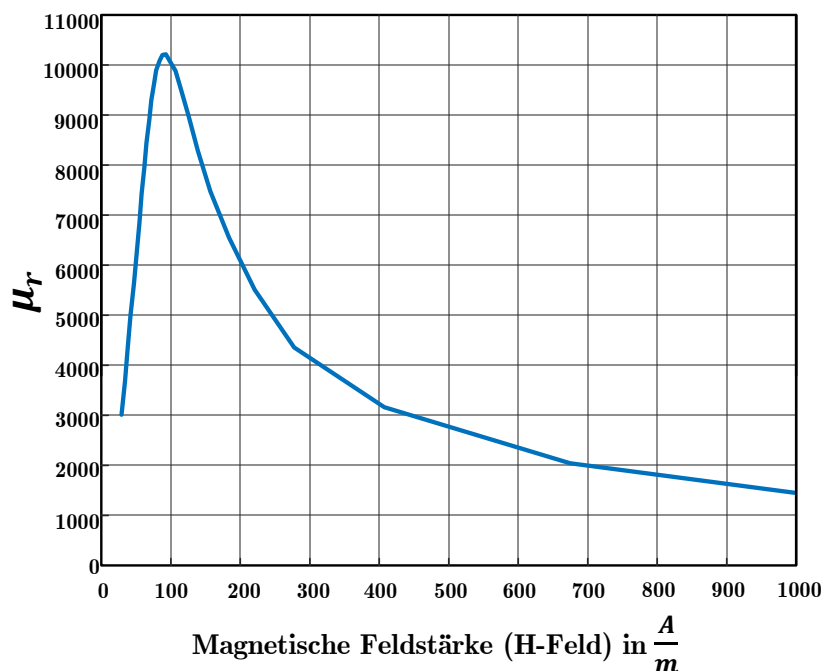


Bild 4.20: Verlauf der relativen Permeabilität eines Elektroblechs [90]

Dieser reproduzierbare Effekt im AB III lässt sich für die Sensierung der eindeutigen Rotorlage in vergleichbarer Güte nutzen wie der Sättigungseffekt im AB I. Da die Stromspitzen im AB III jedoch deutlich geringer sind, lässt sich die Belastung für den Zwischenkreis und die Dauer für die Einschaltzeit reduzieren. Im Arbeitsbereich AB III gilt dann nach Abb. 4.18 für $\hat{i}_1 = i_1(t_2, \gamma = 180^\circ)$. Im Folgenden soll der Arbeitsbereich AB III mit einem Strom von $\hat{i}_1 = 50A$ statt des Sättigungsbereichs zur Sensierung der eindeutigen Rotorposition genutzt werden. Die Belastung für den Zwischenkreis bei einem Stromimpuls mit $\hat{i}_1 = 50A$ ist in Abb. 4.21 dargestellt.

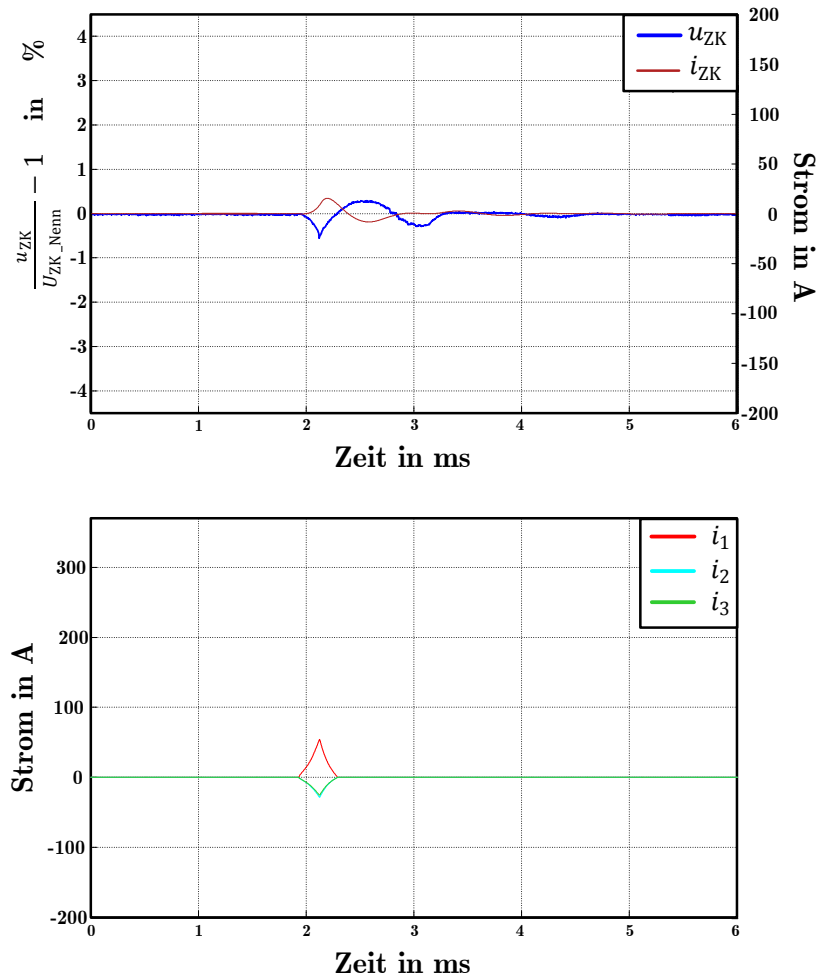


Bild 4.21: Gemessener Verlauf der Zwischenkreisgrößen und der Phasenströme beim Aufschalten eines aktiven Spannungszeigers nach Abb. 4.15 für $\Delta t = 100\mu s$ bei einer Rotorlage von $\gamma = 0^\circ$ mit einem resultierenden $\hat{i}_1 = 50$

Es ist ersichtlich, dass die Zwischenkreisbelastung bei einem Stromimpuls in diesem Arbeitsbereich im Vergleich zu Abb. 4.19 (oben) deutlich kleiner ist. Auch hier ist sicherzustellen, dass bei einer variablen Zwischenkreisspannung der Wert von \hat{i}_1 im Arbeitsbereich AB III bleibt. Jedoch ist im vorliegenden Fall der Arbeitsbereich AB III mit ca. 55A um ca. 45 % breiter als der Arbeitsbereich AB I, was die Robustheit gegenüber Schwankungen in der Zwischenkreisspannung erhöht. Zusätzlich besteht neben der geringeren Zwischenkreisbelastung der Vorteil, dass Systeme die innerhalb ihrer Betriebsstromgrenzen den Sättigungsbereich AB I in nicht ausreichender Weise erreichen können, ebenfalls das hier beschriebene Startverfahren anwenden können.

Für die Ermittlung der eindeutigen Rotorlage durch die Auswertung des zuvor beschriebenen Induktivitätsunterschieds wird nun analog zu der Beschreibung in [6] vorgegangen. Dazu werden nacheinander in allen drei Phasen Spannungsimpulse ausgegeben. Um die Momentenausbildung dabei möglichst gering zu halten, wird die Abfolge so gewählt, dass jeweils nach einem Spannungsimpuls in die positive Richtung, ein Spannungsimpuls in die negative Richtung der jeweiligen Achse erfolgt. Es werden also alle sechs mögliche Spannungszeiger in einer nach Tab. 4.1 festgelegten Reihenfolge aufgeschaltet (vgl. Abb. 4.22). In Abb. 4.23 sind die dazugehörigen sechs Stromantworten bei einem $\hat{i}_1 = 50$ A dargestellt.

Reihenfolge	Spannungszeiger	$S_{H,1}$	$S_{H,2}$	$S_{H,3}$	$S_{L,1}$	$S_{L,2}$	$S_{L,3}$
1.	$\underline{u}_{z,1}$	1	0	0	0	1	1
2.	$\underline{u}_{z,4}$	0	1	1	1	0	0
3.	$\underline{u}_{z,2}$	1	1	0	0	0	1
4.	$\underline{u}_{z,5}$	0	0	1	1	1	0
5.	$\underline{u}_{z,3}$	0	1	0	1	0	1
6.	$\underline{u}_{z,6}$	1	0	1	0	1	0

Tabelle 4.1: Reihenfolge der aufgeschalteten Spannungszeiger (1: Schalter geschlossen; 0: Schalter geöffnet; vgl. Abb. 4.15)

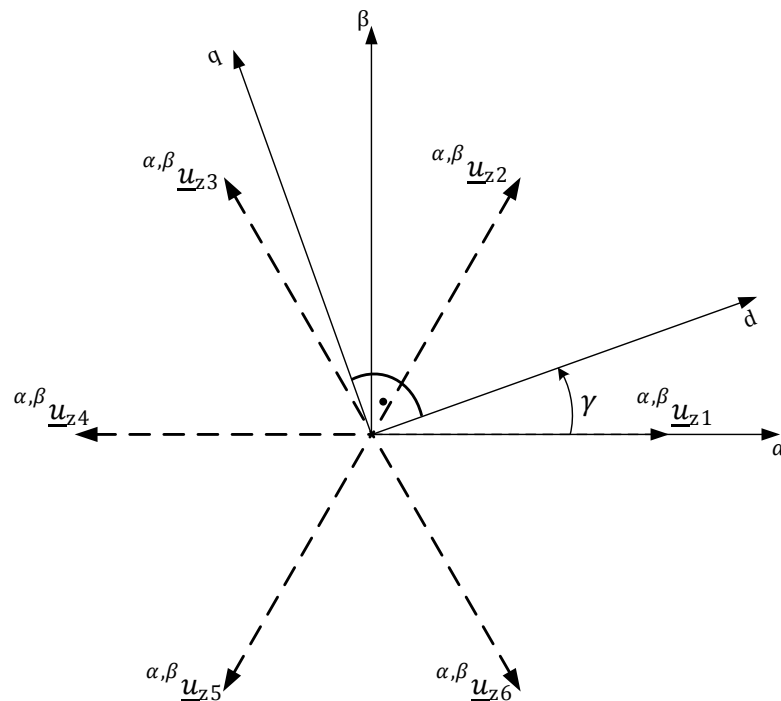


Bild 4.22: Darstellung der sechs möglichen aktiven Spannungszeiger im Koordinatensystem

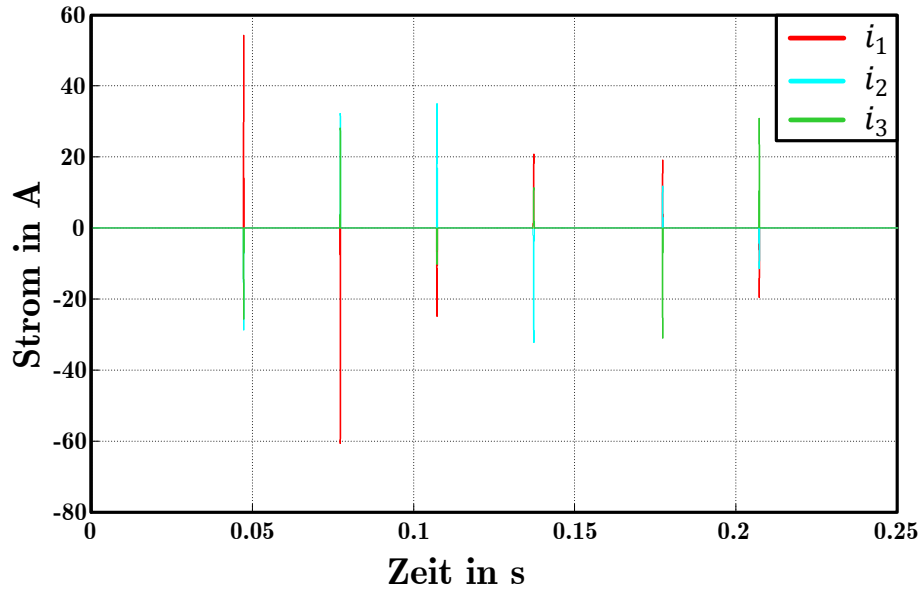


Bild 4.23: Gemessene Stromantworten auf die Spannungsimpulse nach Tab. 4.1 bei $\gamma = 0^\circ$

Die Stromspitzenwerte zum Zeitpunkt t_2 werden dann in jeder Phase über die sechs Stromantworten nach Gl. 4.51 bis Gl. 4.53 aufsummiert.

$$\Delta I_1 = \sum_{n=1}^6 i_1(t_2) \quad (4.51)$$

$$\Delta I_2 = \sum_{n=1}^6 i_2(t_2) \quad (4.52)$$

$$\Delta I_3 = \sum_{n=1}^6 i_3(t_2) \quad (4.53)$$

Dabei ist sicherzustellen, dass bei einer beliebigen Rotorlage in keiner Phase weder der kleinste noch der größte Betrag des Stroms zum Zeitpunkt t_2 den Arbeitsbereich AB III verlässt.

Über die α, β Transformation (vgl. Gl. 2.6) können dann aus Gl. 4.51 bis Gl. 4.53 die Ströme ΔI_α und ΔI_β berechnet werden. Diese sind in Abb. 4.24 über die Rotorlage aufgetragen. Aus Abb. 4.24 (unten) geht hervor, dass jeder Rotorlage, eine eindeutige Kombination aus ΔI_α und ΔI_β zugeordnet werden. Die Berechnung der Rotorlage kann dann nach Gl. 4.54 und entsprechender Zuordnung der Quadranten anhand der Vorzeichen erfolgen.

$$\hat{\gamma} = \arctan\left(\frac{\Delta I_\beta}{\Delta I_\alpha}\right) \quad (4.54)$$

Das Ergebnis der Auswertung nach Gl. 4.54 ist über der Rotorlage in Abb. 4.25 dargestellt. Anhand von Abb. 4.25 zeigt sich, dass der Arbeitsbereich AB III zur Sensierung der eindeutigen Rotorlage im Stillstand genutzt werden kann. Somit ist im Stillstand vor Beginn des Anisotropieverfahrens eine eindeutige Ermittlung der Rotorlage mit geringer Zwischenkreisbelastung möglich.

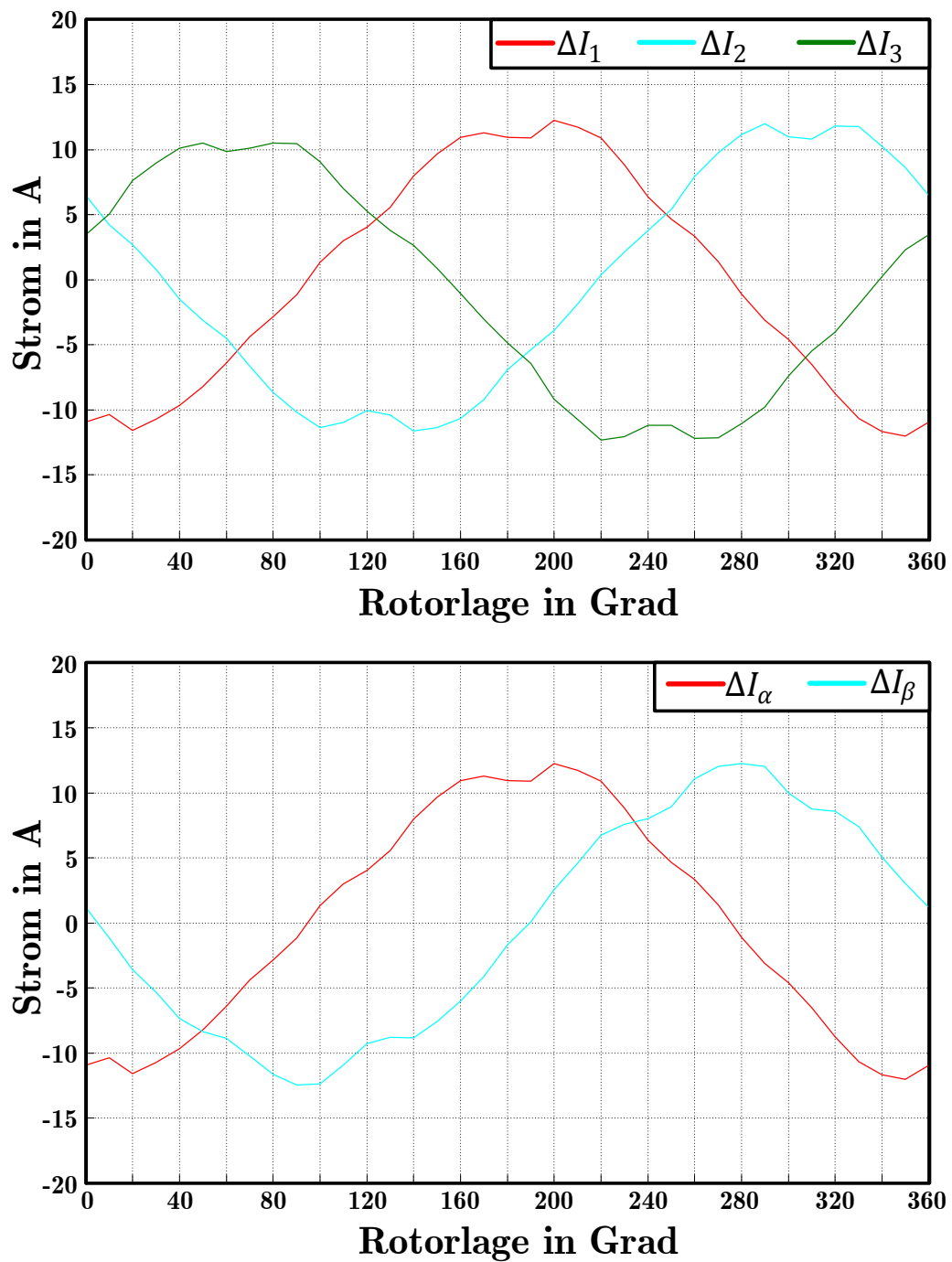


Bild 4.24: Oben: Auswertung der sechs Stromimpulse in Form der Summenströme ΔI_1 , ΔI_2 und ΔI_3 über der Rotorlage bei $\hat{i}_1 = 50$ im Arbeitsbereich III
 Unten: Auswertung der sechs Stromimpulse in Form der Summenströme ΔI_α und ΔI_β über der Rotorlage bei $\hat{i}_1 = 50$ im Arbeitsbereich III

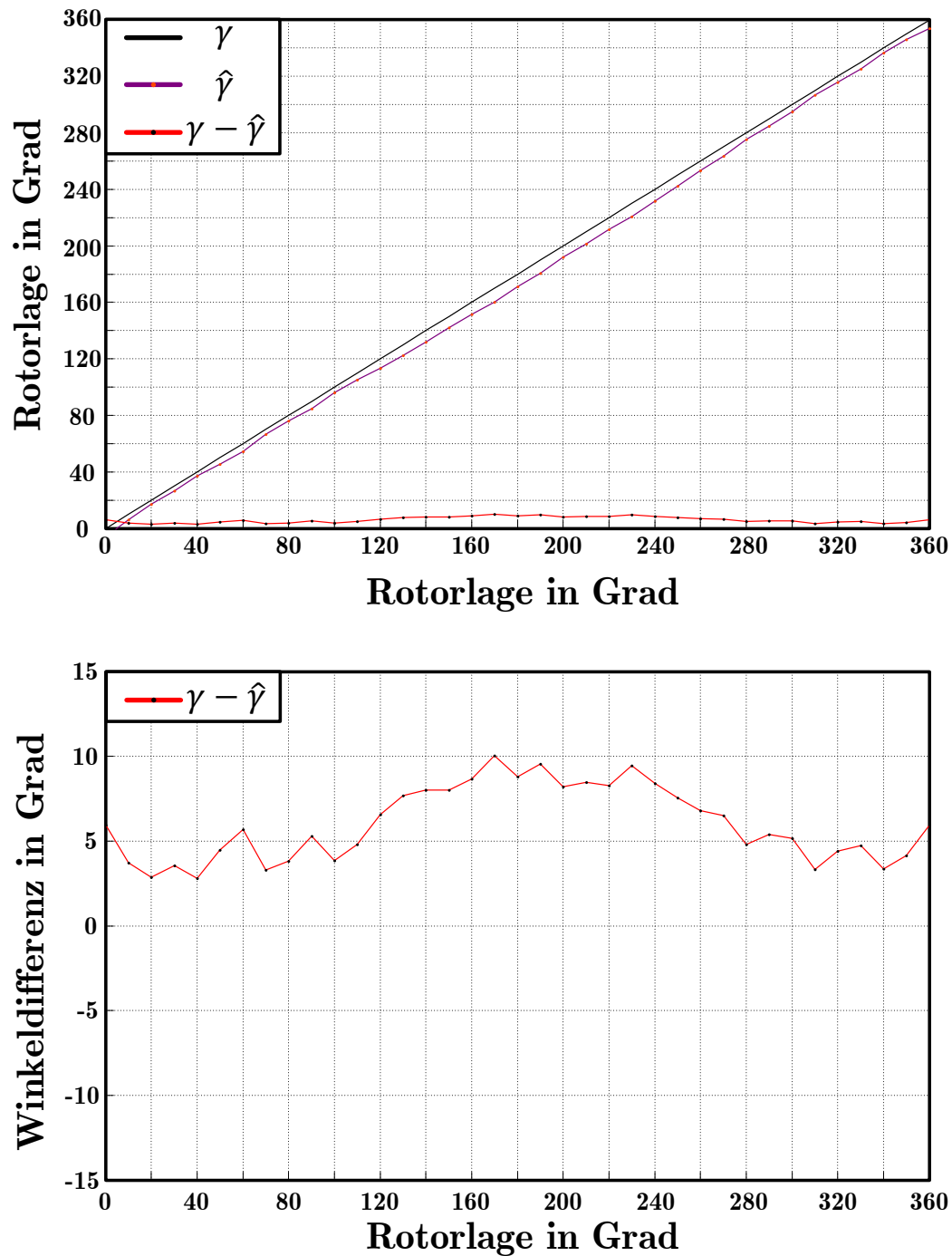


Bild 4.25: Auswertung der Summenströme ΔI_α und ΔI_β bei $\hat{i}_1 = 50$ im Arbeitsbereich III nach Gl. 4.54

4.3 Zusammenfassung des Kapitels

Zu Beginn des Kapitels wurde erläutert, dass es bei Fahrzeugen zweckmäßig sein kann das Schalten der Halbleiter einzustellen, wenn kein Moment von dem Elektromotor gefordert wird. Dies spart Schaltverluste. Daraus ergibt sich die Bedingung, dass der Umrichter nicht nur aus dem Stillstand heraus auf die E-Maschine geschaltet werden muss, sondern dies auch bei einer sich bereits drehenden Maschine vorkommen kann. Damit in beiden Fällen ein definierter Start ohne Einschwingvorgang der Regelung erfolgen kann, muss bereits zu Beginn der Regelung die aktuelle Rotorlage eindeutig bekannt sein.

Die in Kap. 2 und Kap. 3 vorgestellten Verfahren setzen voraus, dass die Regelung aktiv ist bzw. dass der Umrichter aktiv Ströme in der Maschine stellen kann. Bei einem abgeschalteten Umrichter ist dies nicht der Fall, sodass diese Verfahren dann nicht angewendet werden können. Wenn keine zusätzliche Sensorik vorhanden ist und der Rotor nicht frei drehend ausgerichtet werden kann, dann müssen die in diesem Kapitel behandelten sog. Startverfahren verwendet werden. Diese Verfahren müssen dann unmittelbar kurz vor Start des Umrichters in möglichst kurzer Zeit die Rotorlage ermitteln und initial der Regelung zur Verfügung stellen.

Analog zu den Verfahren aus Kap. 2 und Kap. 3 unterscheiden sich die in diesem Kapitel vorgestellten Startverfahren in ihrer Anwendung abhängig davon, ob sich der Rotor dreht oder stillsteht. Im Fahrzeug ist i. d. R. zu jedem Betriebszeitpunkt die Drehzahl des Abtriebs z. B. über die ESP-Sensoren oder die Drehzahlsensoren im Getriebe bekannt. Über die Übersetzung zwischen Elektromotor und Abtriebsseite ist dann auch die Drehzahl des Rotors bekannt. Anhand dieser Information kann dann entschieden werden, ob das Startverfahren nach Kap. 4.1 für eine sich drehende Maschine eingesetzt wird oder im Falle des Stillstands das Startverfahren nach Kap. 4.2 zum Einsatz kommt. Ob und in wieweit sich der Übergangsbereich der beiden Verfahren überschneidet, konnte im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht werden.

Für das Startverfahren bei drehender Maschine erfolgte im Vergleich zur bestehenden Literatur eine relativ detaillierte analytische Untersuchung, um die Vorgänge und die dazugehörigen Vereinfachungen mit den entsprechenden Randbedingungen genau beurteilen zu können. In [87] oder [6] wird vorgeschlagen, dieses Verfahren mit mindesten zwei Stromimpulsen durchzuführen. Es wurde jedoch dargelegt, dass das Startverfahren in einem Fahrzeug auch mit nur einem Stromimpuls ausgeführt werden kann. Dies liegt daran, dass die Drehrichtungsinformation wie zuvor beschrieben über den Abtrieb bereits bekannt ist und somit genutzt werden kann. Wird die Drehrichtungsinformation über den Abtrieb nicht genutzt und stattdessen mit zwei Stromimpulsen gearbeitet, dann stellt sich für die Festlegung des zeitlichen Abstands zwischen den beiden Stromimpulsen die folgende Kompromissfindung ein. Zum einen muss der Abstand zwischen den Stromimpulsen ausreichend lang sein, um eine messbare Differenz zwischen den beiden Rotorlagen zu erzielen. Gleichzeitig darf die Differenz aber nicht größer als 180° werden. Kann die Rotorlage dagegen bereits nach einem Stromimpuls eindeutig ermittelt werden, dann entfällt dieser Umstand, wodurch sich das Startverfahren für eine drehende Maschine vereinfacht und verschnellert. Ab einer gewissen unteren Drehzahl kann das Startverfahren nach Kap. 4.2 nicht mehr eingesetzt werden, da die für den Stromimpuls notwendige EMK nicht mehr in ausreichender Höhe vorhanden ist. Unterhalb dieser Drehzahlgrenze müssen dann andere Startverfahren angewendet werden. Wie bereits beschrieben, können Anisotropieverfahren grundsätzlich und gerade auch im Stillstand eingesetzt werden. Dabei ermitteln sie aber die Rotorlage immer nur zweideutig.

Dies liegt darin begründet, dass sie den Induktivitätsunterschied zwischen Längs- und Querschleife erfassen, der im Wesentlichen dadurch entsteht, dass in Längsrichtung mehr Magnetmaterial mit $\mu_r \approx 1$ im Eisenkreis wirksam ist als in Querrichtung. Dies ist aber unabhängig von der Polung bzw. Orientierung der Magnete, sodass sich nur eine Zweideutigkeit in der Lageermittlung ergibt. Das in Kap. 4.2 vorgestellte Verfahren beruht deshalb auf einem Induktivitätsunterschied, der durch die Orientierung der Magnete verursacht wird. Bisher in der Literatur untersuchte Verfahren nutzen dabei gezielt die Sättigung aus, da in der d-Achse der Eisenkreis durch die Permanentmagnete vormagnetisiert ist und eine weitere Aufmagnetisierung in der positiven d-Achse schneller erreicht wird als in negativer Richtung. Das Ausnutzen der Sättigung setzt voraus, dass innerhalb der Stromgrenzen des Umrichters das Eisen in ausreichender Weise gesättigt werden kann. Weiterhin wurde gezeigt, dass ein entsprechend hoher Impuls nicht unerhebliche Auswirkungen auf den Zwischenkreis haben kann. Dieser müsste dann ebenfalls für diesen Anwendungsfall entsprechend dimensioniert sein. Es konnte im Rahmen der durchgeführten Versuche beobachtet werden, dass sich die Orientierung der Magnete auch schon vor dem Erreichen des Sättigungsbereichs auf die Induktivität auswirkt. Dies kann ebenso genutzt werden, um die Orientierung zu identifizieren, was anhand von Messungen nachgewiesen wurde. Dadurch kann mit deutlich kleineren Stromimpulsen und geringerer Zwischenkreisbelastung das Startverfahren im Stillstand angewendet werden.

5 Fazit

5.1 Zusammenfassung

Das Forschungsfeld der rotorlagegeberlosen Verfahren hat in den letzten Jahrzehnten eine Vielzahl an Verfahrensvorschlägen und Untersuchungen hervor gebracht. Klassische Anwendungsfälle, in denen rotorlagegeberlose Verfahren bereits eingesetzt werden können, sind z. B. Lüfter- und Pumpentriebe [11] oder drehzahlgeregelte Festplattenantriebe [91]. Ausgehend von einem gesteuerten Betrieb ist es dabei oft das Ziel die Maschine zukünftig geregelt betreiben zu können, um den Wirkungsgrad zu steigern. Für den Antriebsstrang in Fahrzeugen sind Momententreue aus dem Stillstand heraus und ein hoher Wirkungsgrad i. d. R. wesentliche Anforderungen, sodass ein gesteuerter Betrieb in diesem Fall keine Option ist. E-Maschinen in der Traktion werden somit traditionell geregelt betrieben. Um zukünftig den Rotorlagegeber auch in Traktionsanwendungen einsparen zu können, müssen auch hier rotorlagegeberlose Regelungsverfahren zur Anwendung kommen. In wieweit sich die bekannten rotorlagegeberlosen Regelungsverfahren für den Einsatz in einer Antriebsstranganwendung einsetzen lassen, ist Gegenstand der Untersuchungen dieser Arbeit gewesen.

In Kap. 2 wurden dazu zunächst zwei vielversprechende EMK basierte Verfahren beschrieben und analysiert. Eine reine theoretische Betrachtung der beiden Verfahren konnte dabei keine eindeutigen Vor- oder Nachteile ausweisen. Mit Hinblick auf eine praktische Umsetzung in einer Antriebsstranganwendung sind jedoch nicht nur theoretische Ergebnisse von Interesse, sondern es sind gerade auch aussagekräftige empirische Resultate sehr bedeutsam. Aus diesem Grund ist es ein genereller Anspruch dieser Arbeit gewesen, die getroffenen Aussagen und die Wirksamkeit der vorgestellten Verfahren unter seriennahen Randbedingungen anhand von praktischen Erprobungen am Prüfstand nachzuweisen.

Dazu wurden die beschriebenen EMK basierten Verfahren auf seriennahen Steuergeräten umgesetzt und in eine für den Antriebsstrang ausgelegte Regelungsstruktur implementiert. Am Prüfstand wurden die EMK Verfahren unter denselben Versuchsabläufen miteinander verglichen. Eine veränderliche Drehzahl und Last resultierte bei beiden Verfahren in einer vergleichbaren Winkelabweichung der geschätzten Rotorlage. Da in der Traktionsanwendung keine Lageregelung vorgesehen ist, beeinträchtigt eine Winkelabweichung die Momententreue. Da Maschinen in Traktionsanwendungen oft in einem weiten Drehzahl- und Lastbereich betrieben werden, wäre eine Korrektur der Winkelabweichungen über Kennfelder mit einem erheblichen Vermessungsaufwand verbunden. Aus diesem Grund wurde eine analytische Korrektur der Winkelabweichungen entwickelt. Dazu wurde zunächst als Ursache für drehzahlabhängige Winkelabweichung das Übertragungsverhalten der EMK Verfahren identifiziert. Da das Übertragungsverhalten aus den analytischen Untersuchungen bekannt ist, konnte dies entsprechend mit dem jeweiligen Phasengang kompensiert werden. Die Wirksamkeit der Kompensationsmethode wurde anhand von Prüfstandsversuchen nachgewiesen.

Die Abhängigkeit der Winkelabweichung von der Last konnte auf die Stromabhängigkeit

der Induktivitäten zurückgeführt werden. Da das vereinfachte Grundwellenmodell nur eine konstante Induktivität berücksichtigt, wurde das bestehende Modell um stromabhängige Induktivitäten in Längs- und Querrichtung erweitert. Durch die entsprechenden Maßnahmen konnten die Einflüsse auf die Winkelabweichungen bei dem EMK basierten Verfahren kompensiert werden. Die Anwendbarkeit der untersuchten Verfahren konnte nachgewiesen werden, wobei sich die grundsätzliche Vergleichbarkeit aus den theoretischen Vorbetrachtungen in den praktischen Untersuchungen bestätigt hat. Die betriebspunktabhängige Winkelabweichung wird in der Literatur zu den EMK basierten Verfahren häufig nicht behandelt, weshalb an dieser Stelle eine genauere Betrachtung erfolgte.

Um auch den geregelten Betrieb bis zum Stillstand zu ermöglichen, wurden in Kap. 3 die anisotropiebasierten Verfahren untersucht. Um zunächst die Maschinenanisotropie berücksichtigen zu können, wurde ein Hochfrequenzmodell eingeführt und darauf hin die rotierende und alternierende Strominjektion inklusive der Demodulationsverfahren dargestellt. Abweichungen der geschätzten Rotorlage zur wahren Rotorlage sind ein unmittelbar mögliches Fehlerszenario der rotorlagegeberlosen Verfahren. Deshalb wurde mit Hinblick auf die Momententreue in Kap. 3.4 der Einfluss von Rotorlagefehlern auf das Drehmoment untersucht. Dabei wurde gezeigt, dass sowohl die Sensitivität als auch das Vorzeichen davon abhängig sind, ob die Maschine mit einer MTPC oder MTPF Strategie betrieben wird.

Um eine hohe Robustheit des Umrichters im Fahrzeug sicherzustellen, ist eine ausreichende Totzeit für das Umschalten der Halbbrücken vorzusehen. Welchen Einfluss dieser nichtlineare Effekt auf die alternierende und rotierende Strominjektion hat, wurde in Kap. 3.5 untersucht. Es wurde gezeigt, dass die Totzeit zwar auf unterschiedliche Weise aber bei beiden Strominjektionen zu periodischen Winkelabweichungen führt. Im Vergleich zur Nulldurchgangserkennung wurde alternativ dazu eine kompakte Kompensationsmethode der Totzeit vorgestellt, die für beide Arten der Strominjektionen eingesetzt werden kann. Die Reduzierung der Winkelabweichungen durch die Kompensationsmethode wurde an praktischen Messungen für beide Strominjektionsverfahren dargestellt.

Im Rahmen der anisotropiebasierten Verfahren wurde ebenfalls dargelegt, dass damit nur eine zweideutige Identifikation der Rotorlage möglich ist und entsprechend initial bereits eine eindeutige Rotorlage vorliegen muss. Die Möglichkeiten der initialen Rotorlageerkennung wurden dazu in Kap. 4 im Rahmen der sog. Startverfahren behandelt. Für den Stillstand und für niedrige Drehzahlen wurde ein Verfahren beschrieben, dass über das Aufschalten aktiver Spannungszeiger und dem daraus resultierenden Stromanstieg die Rotorlage initial und eindeutig ermitteln kann. Typischerweise wird dieses Verfahren mit Stromspitzen im Sättigungsbereich betrieben. Da dies jedoch ein ineffizienter Betriebsbereich ist, werden Umrichter i. d. R. nicht für diesen Betriebspunkt dimensioniert. Im Rahmen der Untersuchungen wurde jedoch ein Bereich identifiziert, der es ermöglicht, auch mit geringeren Stromspitzen die Rotorlage eindeutig zu identifizieren.

Darüber hinaus besteht der Anspruch für Antriebsstranganwendungen, dass der geregelte Betrieb auch mit einer sich bereits drehenden Maschine aufgenommen werden muss. In höheren Drehzahlbereichen besteht dabei die Möglichkeit, den Rotorlagewinkel mit einem beliebigen Wert zu initialisieren und die Sollströme auf null zu setzen. Ein EMK Verfahren und die Regelung würden dann auf die sich drehende Maschine aktiv geschaltet werden und ein Einschwingvorgang würde beginnen. Es wurde gezeigt, dass nach Abklingen des Einschwingvorgangs, die geschätzte Rotorlage mit der wahren Rotorlage übereinstimmt. Dieses Verfahren wurde mit den in Kap. 2 beschriebenen EMK Verfahren erprobt. Dabei wurde gezeigt, dass sich erhebliche Stromamplituden während des Einschwingvorgangs aus-

bilden. Sowohl die Stromamplituden als auch die Dauer des Einschwingvorgangs nehmen mit der Drehzahl zu und können ggf. bei hohen Drehzahlen kritische bis unzulässige Werte erreichen. Daraufhin wurde ein Verfahren vorgestellt, dass durch Aufschalten eines Kurzschlusses die Höhe der Stromamplitude reduzieren kann und nach ca. einem Hundertstel der Einschwingdauer die Rotorlage initial bestimmt hat. Um das Verständnis für die Kurzschlussituation zu fördern und die Randbedingungen für das Verfahren darzulegen, erfolgt eine ausführliche analytische Betrachtung des Verfahrens. Die Wirksamkeit wurde mit praktischen Versuchen bestätigt, wobei spezielle Möglichkeiten des Antriebsstrangs im Fahrzeug ausgenutzt wurden, um das Verfahren weiter zu optimieren. Die Startverfahren aus Kap. 4 können darüber hinaus nicht nur in Rahmen einer rotorlagegeberlosen Regelung angewendet werden, sondern auch genutzt werden wenn als Rotorlagegeber kein Absolutwertgeber, sondern ein Inkrementalgeber verwendet wird. Das ggf. notwendige Anfahren einer Referenzposition könnte mit dem Einsatz der beschriebenen Startverfahren entfallen.

Es hat sich gezeigt, dass sich die aus der Literatur bekannten Ansätze und Verfahren zur rotorlagegeberlosen Regelung grundsätzlich auch für Antriebsstranganwendungen in Fahrzeugen übertragen lassen. Im Rahmen der Untersuchungen wurde einerseits gezeigt, dass die speziellen Möglichkeiten des Fahrzeugantriebsstrangs genutzt werden können, um bestehende Verfahren zu vereinfachen und zu optimieren. Zum Anderen wurden bestehende Verfahren zum Teil so erweitert, dass sich die Optimierungen auch ganz allgemein auf die rotorlagegeberlose Regelung übertragen lassen.

5.2 Ausblick

Die grundsätzliche Einsatzmöglichkeit von rotorlagegeberlosen Verfahren, unter den Randbedingungen eines Fahrzeugantriebsstrangs, mit diversen Optimierungsmöglichkeiten wurde eingehend untersucht. Aufgrund der hohen Sicherheitsanforderung für den Antriebsstrang muss der Einsatz der rotorlagegeberlosen Regelung im Fahrzeug in jeden Betriebspunkt und bei allen möglichen dynamischen Situationen abgesichert sein. Dieses erfordert insbesondere im hoch ausgenutzten Betriebsbereich und an der Dynamikgrenze umfangreiche Erprobungen. Darüber hinaus ist die Entwicklung von Absicherungskonzepten für diverse Fehler- und Ausfallszenarien notwendig. Dieser Umfang konnte im Rahmen der Arbeit nicht mit abgedeckt werden und bleibt somit weiteren Forschungs- bzw. Entwicklungsarbeiten vorbehalten.

Der Übergang zwischen den hier beschriebenen Verfahren wurde mit Rücksicht auf den Umfang der Arbeit nicht untersucht. Obwohl es Arbeiten gibt ([11]) die zeigen, dass mit einem drehzahlabhängigen harten Umschalten zwischen den Verfahren gute Resultate erzielt werden können, müsste dies für eine Antriebsstranganwendung noch einmal explizit überprüft werden. Unter Umständen ist eine fehler-, drehzahl- oder lastabhängige Gewichtung der Schätzwerte in einem Übergangsbereich vorteilhafter.

Bezüglich der Strominjektion für die anisotropiebasierten Verfahren sind die unerwünschten Nebeneffekte wie hochfrequente Schwingungen an der Abtriebswelle und die resultierende Geräuschentwicklung noch kaum berücksichtigt. Dies ist für die Wahrnehmung der Fahrzeuggeräusche durch die Insassen ein speziell für Fahrzeuganwendungen wichtiges Themenfeld und bedarf weiterer Untersuchungen.

Seit vielen Jahren bis heute werden die rotorlagegeberlosen Verfahren erforscht und der Einsatz durch steigende Rechenleistung und verbesserte Stromsensoren grundsätzlich begünstigt.

tigt. Eine dominierende flächendeckende Verbreitung der rotorlagegeberlosen Regelungen lässt sich derzeit jedoch nicht beobachten. Dies gilt insbesondere für Antriebsstranganwendungen in Fahrzeugen. Eine Ursache ist sicherlich, dass sich auch die Rotorlagegeber ebenfalls weiter verbessern. Der Verzicht eines Rotorlagegebers und der damit einhergehende Einsatz einer rotorlagegeberlosen Regelung, amortisiert sich jedoch insbesondere mit den steigenden Stückzahlen. Aktuell weist Vieles daraufhin, dass der Bedarf an elektrifizieren Antriebssträngen zukünftig steigt, was den Einsatz einer rotorlagegeberlosen Regelung im Antriebsstrang generell begünstigt. Um eine rotorlagegeberlose Regelung mit einer hohen Güte und Robustheit unter den hohen Sicherheitsanforderungen des Fahrzeugantriebsstrangs zu ermöglichen, ist auch zukünftig ein umfangreiches und tiefes Verständnis der Verfahren und des jeweiligen Antriebs notwendig. Die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit leisten dazu einen Beitrag.

Literaturverzeichnis

- [1] BRATZEL, S.: *AutomotiveINNOVATIONS Studie: CO2-Bilanz im Vergleich der globalen Hersteller*. Center of Automotive Management (CAM), 2014
- [2] GLUMINEAU, A. ; MORALES, J.: *Sensorless AC Electric Motor Control: Robust Advanced Design Techniques and Applications*. Springer-Verlag, 2015
- [3] SCHRÖDL, M.: *Sensorless control of Permanent Magnet synchronous machines: An overview*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC 04, Riga, 2004
- [4] VAS, P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998
- [5] SCHRÖDL, M.: *Sensorless Control of AC machines*. Fortschritt-Berichte VDI / 21, Nr. 117, 1992
- [6] FRENZKE, T.: *Geberlose Drehmoment-Regelung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen in der Bahntraktion*. Shaker Verlag, 2008
- [7] PAULUS, D. ; STUMPER, J-F. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: *Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-EMF angle without observer*. First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2010
- [8] HU, J. ; WU, B.: *Field oriented control CSI synchronous motor drive without shaft sensors*. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Proceedings of the IEEE-PEDS., 1997
- [9] PERASSI, H.: *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Technische Universität Ilmenau, 2006
- [10] HURST, K.D. ; HABETLER, T.G. ; GRIVA, G.: *Zero-speed tacholeless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:34, Issue:4), 2002
- [11] KIEL, J.: *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*. Universität Paderborn, 2005
- [12] HARNEFORS, L. ; JANSSON, M. ; OTTERSTEN, R.: *Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:50, Issue:1), 2003
- [13] WIEDMANN, K.: *Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen*. Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2012

- [14] HOLTZ, J. ; PAN, H.: *Elimination of saturation effects in sensorless position-controlled induction motors*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:40, Issue:2), 2004
- [15] KWON, T. ; SHIN, M. ; HYUN, D.: *Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer*. IEEE Transactions on Power Electronics (Volume:20, Issue:4), 2005
- [16] ZHANG, Y. ; ZHAO, Z. ; LU, T. ; YUAN, L. ; XU, W. ; ZHU, J.: *A comparative study of Luenberger observer, sliding mode observer and extended Kalman filter for sensorless vector control of induction motor drives*. Energy Conversion Congress and Exposition ECCE. IEEE, 2009
- [17] TEXAS INSTRUMENTS EUROPE: *Sensorless Control with Kalman Filter on TMS320 Fixed-Point DSP (BPRA057)*, 1997
- [18] ALONGE, F. ; D'IPPOLITO, F. ; SFERLAZZA, A.: *Sensorless Control of Induction-Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:61, Issue:3), 2013
- [19] DJELLOULI, T. ; MOULAHOU, S. ; BOUCHERIT, M.: *Sensorless direct torque control for saturated induction motor using extended Kalman filter*. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) and Electromotion Joint Conference, 2011
- [20] SENJYU, T. ; SHINGAKI, T. ; UEZATO, K.: *Sensorless vector control of synchronous reluctance motors with disturbance torque observer*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:48, Issue:2), 2002
- [21] LEE, J. S. ; CHOI, C. ; SOEK, J. ; LORENZ, R.: *Deadbeat-Direct Torque and Flux Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines With Discrete Time Stator Current and Stator Flux Linkage Observer*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:47, Issue:4), 2011
- [22] TOMITA, M. ; SENJYU, T. ; DOKI, S. ; OKUMA, S.: *New Sensorless Control for Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimations*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:45, Issue:2), 1998
- [23] HUH, S. ; LEE, K. ; KIM, D. ; CHOY, I. ; PARK, G.: *Sensorless Speed Control System Using a Neural Network*. International Journal of Control, Automation, and Systems (Volume:3, no.4), 2005
- [24] BEIERKE, S. ; SOROKA, J.C. ; VAS, P.: *DSP-based intelligent motion control*. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 01), Graz, 2001
- [25] ATMEL CORPORATION: *AVR444: Sensorless control of 3-phase brushless DC motors*. Atmel Corporation AVR444, 2005
- [26] NXP SEMICONDUCTOR: *3 Phase Sensorless BLDC Motor Control Using MC9S08MP16*. NXP - Freescale Semiconductor DRM117, 2009

- [27] SCHRÖDL, M.: *Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor*. Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324), 1990
- [28] SCHRÖDL, M.: *Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method*. Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. Thirty-First IAS Annual Meeting (IAS 96), 1996
- [29] PREUSSER, T.: *Sensorless INFORM-Control of Permanent Magnet Synchronous Machines*. EPE Journal (Volume:13, Issue:3), 2003
- [30] HOLTZ, J.: *Sensorless position control of induction motors - an emerging technology*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:45, Issue:6), 1998
- [31] PETROVIC, V. ; STANKOVIC, A.M. ; BLASKO, V.: *Position estimation in salient PM synchronous motors based on PWM excitation transients*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:39, Issue:3), 2003
- [32] KANG, S. ; KIM, J. ; SUL, S.: *Position sensorless control of synchronous reluctance motor using high frequency current injection*. IEEE Transactions on Energy Conversion (Volume:14, Issue:4), 1999
- [33] CHUNG, D. ; KANG, J. ; SUL, S.: *Initial rotor position detection of PMSM at standstill without rotational transducer*. International Conference IEMD. Electric Machines and Drives, 1999
- [34] LORENZ, R.D.: *Sensorless Drive Control Methods for Stable, High Performance, Zero Speed Operation*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC 2000, Kosice, 2000
- [35] HA, J. ; SUL, S.: *Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine*. Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 2000
- [36] DEGNER, M.W. ; LORENZ, R.D.: *Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines*. Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997
- [37] CONSOLI, A.: *Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:37, Issue:2), 2002
- [38] TESKE, N. ; ASHER, G. ; BRADLEY, K. ; SUMNER, M.: *Sensorless Position Control of Induction Machines under Load Conditions*. 8th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 99), Lausanne, 1999
- [39] LINKE, M.: *Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen*. Bergische Universität Wuppertal, 2003
- [40] CORLEY, M. ; LORENZ, R.: *Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:34, Issue:4), 2002

- [41] HA, J. ; SUL, S.: *Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:35, Issue:1), 2002
- [42] BLASCHKE, F. ; BURGT, J. ; VANDENPUT, A.: *Sensorless direct field orientation at zero flux frequency*. Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. Thirty-First IAS Annual Meeting, 2002
- [43] EBBESSON, C.: *Rotary Position Sensors Comparative study of different rotary position sensors for electrical machines used in an hybrid electric vehicle application*. Division of Industrial Electrical Engineering and Automation Faculty of Engineering, Lund University, 2011
- [44] KELLNER, S. L.: *Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen*. Universität Erlangen-Nürnberg, 2012
- [45] IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines; Part I-Acceptance and Performance Testing; Part II-Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis - Redline. In: *IEEE Std 115-2009 (Revision of IEEE Std 115-1995) - Redline* (2010)
- [46] SOLSONA, J. ; VALLA, M.I. ; MURAVCHIK, C.: *On speed and rotor position estimation in permanent-magnet AC drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:47, Issue:5), 2002
- [47] GRIVA, G. ; PROFUMO, F. ; LIAS, C. ; VRANKA, P. ; MAGUREANU, R.: *A unitary approach to speed sensorless induction motor field oriented drives based on various model reference schemes*. IEEE IAS Annual Meeting, San Diego, USA, 1996
- [48] BOLOGNANI, S. ; TUBIANA, L. ; ZIGLIOTTO, M.: *Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:39, Issue:6), 2003
- [49] GRIVA, G. ; FERRARIS, G. ; PROFUMO, P. ; BOJOI, F.: *Luenberger Observer for High Speed Induction Maschine Drives based on a New Pole Placement Method*. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 01), Graz, 2001
- [50] GACHO, J. ; ZALMAN, M.: *Im based Speed Servodrive with Luenberger Observer*. Journal of Electrical Engineering (Volume:61, no.3), 2010
- [51] BRANDSTETTER, P. ; RECH, P. ; SIMONIK, P.: *Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Luenberger Observer*. PIERS Proceedings, Cambridge, 2010
- [52] BASSEL, S.: *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb*. Universität der Bundeswehr Hamburg, 2008
- [53] VOGELMANN, H.: *Die permanenterregte Umrichter gespeiste Synchronmaschine ohne Polradlagegeber als drehzahl geregelter Antrieb*. Universität Karlsruhe, 1986
- [54] HARKE, M.C.: *Fundamental sensing issues in motor control*. University of Wisconsin-Madison, 2006

- [55] HEJNY, R.W.: *Degradation of Dynamic Stiffness at Low Speeds when Using Back-emf Tracking for Closed Loop Speed Control*. University of Wisconsin-Madison, 2008
- [56] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 2009
- [57] TEIGELKÖTTER, J.: *Energieeffiziente elektrische Antriebe*. Springer-Verlag, 2012
- [58] BERNET, S.: *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Springer-Verlag, 2012
- [59] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer-Verlag, 2009
- [60] MEYER, M.: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*. Universität Paderborn, 2010
- [61] GRUNE, R.: *Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen*. Technische Universität Berlin, 2012
- [62] GEMASSMER, T.: *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Karlsruher Institut für Technologie, 2015
- [63] WÜEST, D. ; JENNI, F.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Vieweg+Teubner Verlag, 1995
- [64] ZACH, F.: *Leistungselektronik: Ein Handbuch*. Springer-Verlag, 2009
- [65] MICHEL, M.: *Leistungselektronik: Einführung in Schaltungen und deren Verhalten*. Springer-Verlag, 2011
- [66] TESKE, N.: *Analysis and suppression of high-frequency inverter modulation in sensorless position-controlled induction machine drives*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:39, NO.: 1), 2003
- [67] RASMUSSEN, H. ; VADSTRUP, P. ; BORSTING, H.: *Adaptive sensorless field oriented control of PM motors including zero speed*. Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on (Volume:2), 2004
- [68] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1*. Springer-Verlag, 2014
- [69] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2*. Springer-Verlag, 2014
- [70] ANALOG DEVICES, Inc.: *12-Bit R/D Converter with Reference Oscillator*. Analog Devices, Inc., 2003
- [71] KLEPSCH, T.: *Sensorlose Lageregelung permanenterregter Synchronservomotoren*. RWTH Aachen, 1995
- [72] SAMMOUD, H.: *Sensorreduktion bei der Regelung eines permanenterregten Synchronmotors mit großem Feldschwäcbereich*. Technische Universität Braunschweig, 2002

- [73] HA, J.K. ; SUL, S.K. ; IDEN, K. ; MUROKITA, I. ; SAWAMURA, K.: *Physical Understanding of High Frequency Injection Method to Sensorless Drives of an Induction Machine*. IEEE Tran. On Ind. Appl, 1999
- [74] CONSOLI, A. ; SCARELLA, G.: *A new Zero-Frequency Flux-Position Detection approach for direct-field-oriented-control drives*. Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:36, Issue:3), 2001
- [75] BRIZ, F. ; DIEZ, A. ; DEGNER, M. W.: *Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:36, Issue: 5), 2000
- [76] DEGNER, M. W. ; LORENZ, R. D.: *Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:34 , Issue: 5), 2002
- [77] GUERRERO, J.: *Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:41, Issue: 2), 2005
- [78] CHOI, C.: *Compensation of Zero-Current Clamping Effects for Sensorless Drives Based on High-Frequency Signal Injection*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007
- [79] KONVICNY, P.: *Dead-Time Compensation Method for Vector-Controlled VSI Drives Based on Qorivva Family*. Freescale Semiconductor, Inc., 2014
- [80] PLOTKIN, J. ; HANITSCH, R. ; SCHAEFER, U.: *Aus PWM-Stromrichterspeisung resultierende Drehmomentharmonische*. Institut für Energie und Automatisierungstechnik, Fachgebiet Elektrische Antriebstechnik, TU Berlin,, 2007
- [81] FILKA, R. ; ASHER, G. ; WHEELER, P. ; SILVA, C.: *Analysis of the influence of converter non-linearities on performance of sensorless controlled synchronous PM machine algorithms*. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 03), Toulouse, 2003
- [82] CHAKIROV, R. ; VAGAPOV, Y. ; GAEDE, A.: *Sensorless Detection of Rotor Position of PMBL Motor at Stand Still*. Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science WCECS in San Francisco, USA, 2007
- [83] CARDOLETTI, L. ; CASSAT, A. ; JUFER, M.: *Indirect position detection at standstill for brushless DC and step motors*. Proceedings of Power Electronics and Applications Conference (EPE 89), Aachen, 1989
- [84] MATSUSE, K. ; BABA, T. ; I.MASUKANE ; OHTA, H. ; TSUCHIMOTO, R.: *Position-Sensorless Starting Method and Driving Characteristics of Closed-Slot Small Permanent-Magnet Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:39 , Issue: 2), 2003
- [85] KIEL, J. ; BEINEKE, S. ; BUENTE, A.: *Sensorless torque control of permanent magnet synchronous machines over the whole operation range*. Proceedings of International

- Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC 2002 Conference in Dubrovnik, Croatia, 2002
- [86] SCHRÖDL, M.: *Aufschalten eines Wechselrichters auf eine rotierende Asynchronmaschine mit unbekanntem Magnetisierungszustand*. Electrical Engineering (Volume:78, Issue: 1), 1994
- [87] WEIDAUER, M.: *Drehgeberlose Regelung umrichter gespeister Induktionsmaschinen in der Traktion*. Ruhr-Universität Bochum, 1999
- [88] SCHMIDT, P.B. ; GASPERI, M.L. ; RAY, G. ; WIJENAYAKE, A.H.: *Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine*. IEEE Thirty-Second IAS Annual Meeting (Volume:1),New Orleans, LA, 1997
- [89] KIEHNE, Heinz A.: *Gerätebatterien: Grundlagen und Theorie, aktueller technischer Stand und Entwicklungstendenzen*. expert-Verlag, 2001
- [90] STEEL DIVISION voestalpine: *Electrical steel isovac high-perm 235-35 A Data sheet*. voestalpine AG, 2015
- [91] ABRAMOVITCH, D. ; FRANKLIN, G.: *A brief history of disk drive control*. IEEE Control Systems (Volume:22, Issue:3), 2002