

Drehgeberlose Identifikation der Rotorlage der elektrisch erregten Synchronmaschine in Mittelspannungsantrieben

Von der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät
der Universität Siegen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Simon Peter Feuersänger

aus Duisburg

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel

Tag der mündlichen Prüfung: 09.11.2015

Vorwort

Da mit der Vollendung dieser Dissertation auch ein Abschied für mich am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der Universität Siegen ansteht, möchte ich mich an dieser Stelle bei den verschiedenen Personen bedanken, die mich in den letzten Jahren begleitet haben und zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Zunächst einmal möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas für die Unterstützung und Beratung bei unzähligen Projekten danken. Die Zeit an seinem Lehrstuhl hat mich sehr positiv und nachhaltig geprägt und mir eine solide Basis als Ingenieur gelegt. Dafür bin ich ihm ebenfalls sehr dankbar.

Auch den beiden wissenschaftlichen Mitarbeitern Dipl.-Ing. Henning Zoubek und Dipl.-Ing. Manuel Steinbring, mit denen ich ein Büro geteilt habe, möchte ich danken: für das gute und entspannte Miteinander, die Hilfsbereitschaft aber auch die bereichernden Diskussionen die wir über die verschiedensten Themen der Elektrotechnik hatten.

Herrn Dr.-Ing. Christian Stulz möchte ich ganz besonders sowohl für seine Unterstützung und Geduld während den Messungen am Mittelspannungsantrieb als auch für die praxistauglichen Tipps zur Umsetzung der Verfahren danken. Ohne ihn wäre die Messung am Mittelspannungsantrieb nicht möglich gewesen.

Für das große Interesse an dem Thema und die Bereitschaft sich als Zweitgutachter für diese Arbeit zur Verfügung zu stellen, möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel bedanken.

Meinen Eltern möchte ich dafür danken, dass sie mich seit meiner Kindheit in meinen Stärken und Fähigkeiten ermutigt haben. Ich weiß es sehr zu schätzen, dass sie immer an mich geglaubt haben.

Ein ganz besonderer Dank gilt meiner Frau Anne, die sich in der Zeit, während diese Dissertation entstanden ist, sehr liebevoll und hingebend um unsere beiden kleinen Kinder Marina Gracia und Lilia Gloria gekümmert hat und die sehr harte Zeit nach der Geburt unserer zweiten Tochter gemeistert hat ohne die Liebe zu mir oder ihren Kindern zu verlieren. Ich möchte auch diese Gelegenheit nutzen um meiner Frau zu sagen, dass ich sie über alles liebe und ein sehr glücklicher Ehemann und nun auch glücklicher und überaus stolzer Papa bin.



Simon Feuerhahn

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	1
Inhaltsverzeichnis	3
Formelzeichen und Abkürzungen	5
1 Einleitung	9
2 Regelkonzepte für Synchronmaschinen	10
2.1 Prinzipielle Antriebsstruktur	10
2.1.1 Elektrisch erregte Synchronmaschine	11
2.1.2 Erregereinrichtung	13
2.1.3 Umrichter.....	14
2.2 Raumzeigerdarstellung.....	16
2.2.1 Maschinengleichungen im statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem.....	17
2.2.2 Maschinengleichungen im polradfesten dq-Koordinatensystem	18
2.2.3 Raumzeigermodulation.....	20
2.3 Regelkonzepte	23
2.3.1 Feldorientierte Regelung mit $i_d=0$	23
2.3.2 Feldorientierte Regelung mit $\cos \varphi=1$	26
2.3.3 Direkte Drehmomentregelung (DTC)	28
3 Geberloser Betrieb bei hoher Drehgeschwindigkeit	33
3.1 Strommodell	33
3.2 Spannungsmodell	37
3.2.1 Tiefpassbedämpfung.....	40
3.2.2 Bedämpfung durch PI-Regler.....	42
3.2.3 Skalarprodukt-Bedämpfung	44
3.2.4 Bedämpfung durch das Strommodell	46
3.3 Geberlose Bestimmung des Polradwinkels	47
3.3.1 Model Reference Adaptive System (MRAS).....	48
3.3.2 Beobachter	51
3.4 Fehlerabschätzungen beim geberlosen Betrieb	52
3.4.1 Fehler durch unvollständiges Maschinenmodell.....	53
3.4.2 Parameterfehler im Modell.....	54
3.4.3 Fehlerhafte Modelleingangsparameter	54
4 Identifikation der Anfangsrotorlage	56
4.1 Geberlose Verfahren bei langsamer Drehgeschwindigkeit.....	56
4.1.1 Gesteuerter Betrieb (I/f-Steuerung).....	57
4.1.2 Asynchroner Hochlauf.....	60
4.1.3 Einprägung hochfrequenter Signale	62
4.1.4 Alaküla Methode (Testsignaleinprägung in der Feldwicklung).....	65
4.2 Verfahren zur Identifikation der Anfangsrotorlage.....	66
4.2.1 Ausrichtung des Rotors	66
4.2.2 Erregerstromverfahren.....	67
4.3 Anforderungen an die neue Methode	67
4.4 Verfahren mit niederfrequenten Spannungspulsen	69
4.4.1 Frequenzgang der Synchronmaschine.....	69

4.4.2	Auswertung des Feldstroms	76
4.4.3	Überlegungen zum Testsignal	79
4.4.4	Modulationsverfahren.....	81
4.4.5	Indikatorgrößen	89
4.4.6	Identifikation der Rotorlage	93
4.4.7	Messergebnisse.....	100
4.4.8	Identifikationslauf bei Inbetriebnahme.....	115
4.5	Zusammenfassung	124
5	Geberloses Verfahren für niedrige Drehgeschwindigkeiten.....	126
5.1	Mögliches Testsignal.....	126
5.2	Identifikationsverfahren	128
5.2.1	Korrektur des Spannungsmodells.....	131
5.2.2	Winkelkorrektur.....	134
5.3	Einprägung des Testsignals	136
5.3.1	Testsignalparameter.....	136
5.3.2	DMCC – Stromhystereseregler	137
5.3.3	Generierung der Sollwerte.....	139
5.4	Fehlerquellen und praktische Probleme	142
5.4.1	Sättigungskopplung beider Achsen	142
5.4.2	Störsignale bei bürstenloser Erregung.....	145
5.5	Messergebnisse.....	151
5.5.1	Testsignalqualität.....	151
5.5.2	Identifikationslauf.....	153
5.5.3	Stationäres Verhalten.....	154
5.5.4	Reversiervorgang.....	157
5.5.5	Schaltfrequenz	158
5.6	Zusammenfassung	160
6	Zusammenfassung	161
7	Abstract.....	162
8	Literaturverzeichnis	163
9	Anhang	174

Formelzeichen und Abkürzungen

Allgemeines:

In dieser Arbeit wird in allen Formeln das SI-Einheitensystem verwendet. Um jedoch insbesondere bei Messergebnissen eine Relation zu den Maschinennennwerten zu erhalten, werden die Größen in den Diagrammen in der Regel auf deren Nennwerte bezogen (z.B. i_d/\hat{I}_N). Die in den Diagrammen dargestellten Werte sind somit gleich den Werten der jeweiligen Größe im, in der Regelungstechnik gebräuchlichen, per-unit-System.

Sofern nicht explizit erwähnt, werden alle Wicklungsgrößen als bereits über das Verhältnis der Windungszahlen auf die Statorwindungszahl der Maschine umgerechnet angesehen.

Raumzeigergrößen werden in der Regel komponentenweise ausgeschrieben (z.B. u_α oder i_d), sodass ohne zusätzliche Notation direkt ersichtlich ist, um welche Größe es sich handelt und in welchem Koordinatensystem diese dargestellt wird.

Verkettete magnetische Flüsse (Formelzeichen Ψ) werden der Einfachheit halber im Text als „Fluss“ bezeichnet.

Nennwerte	
Formelzeichen	Beschreibung
f_N	Nennstatorfrequenz
I_N	Nennstatorstrom (Effektivwert)
\hat{I}_N	Amplitude des Nennstatorstroms $\hat{I}_N = \sqrt{2} \cdot I_N$
I_{fN}	Nennfeldstrom jedoch auf die Windungszahl der Statorseite der Synchronmaschine umgerechnet
M_N	Nenndrehmoment
n_N	Nenndrehgeschwindigkeit
P_N	Nennleistung
S_N	Nennscheinleistung
U_N	Nennstatorspannung (Außenleiterspannung, Effektivwert)
\hat{U}_{1N}	Amplitude der Nennstatorspannung (Leiter zu Neutralpunktspannung) $\hat{U}_{1N} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_N$
$U_{E1,N}$	Nennspannung der Erregermaschine bei bürstenloser Erregung (Effektivwert, Leiter zu Neutralpunktspannung)
$U_{DC,N}$	Nennzwischenkreisspannung
$\cos \varphi_N$	Nennwert des Grundswingungsleistungsfaktors
Ψ_{1N}	Nennstatorfluss

Physikalische Größen	
Formelzeichen	Beschreibung
C	Kapazität
i / I	Strom (Momentanwert / Effektivwert oder Gleichgröße)
L	Induktivität
M	Drehmoment
n	Drehgeschwindigkeit
P	Leistung
R	Elektrischer Widerstand
S	Scheinleistung
u / U	Spannung (Momentanwert / Effektivwert oder Gleichgröße)
Y	Admittanz
Z	Impedanz
τ	Zeitkonstante
ω	Winkelgeschwindigkeit
Ψ	Verketteter magnetischer Fluss (im Text „Fluss“ genannt)

Indizes für physikalische Größen	
Formelzeichen	Beschreibung
1	Statorgröße
C	Canay-Induktivität
d	Statorgröße im polradfesten Koordinatensystem in der d-Achse (in Richtung des Polrads)
D	Größe der Dämpferwicklung im polradfesten Koordinatensystem in der d-Achse (in Richtung des Polrads)
E	Größe der Erregereinrichtung/ Erregermaschine
f	Größe der Feldwicklung (im polradfesten Koordinatensystem)
h	Hauptfluss oder Hauptinduktivität
I	Durch das Strommodell errechnete Größe
N	Nennwert
$Puls$	Komponente einer Statorgröße in Richtung des eingprägten Testsignals
q	Statorgröße im polradfesten Koordinatensystem in der q-Achse (senkrecht zum Polrad)
Q	Größe der Dämpferwicklung im polradfesten Koordinatensystem in der q-Achse (senkrecht zum Polrad)
t	Statorgröße im statorflussfesten Koordinatensystem in der t-Achse (senkrecht zum Statorfluss)
U	Statorgröße in Wicklung U oder durch das Spannungsmodell errechnete Größe
V	Statorgröße in Wicklung V
W	Statorgröße in Wicklung W
α	Statorgröße im statorfesten Koordinatensystem in der α -Achse (in Richtung der Spulenachse U)
β	Statorgröße im statorfesten Koordinatensystem in der β -Achse (senkrecht zur Spulenachse U)

μ	Magnetisierungsstrom
σ	Streuinduktivität
Ψ	Statorgröße im statorflussfesten Koordinatensystem in der Ψ -Achse (in Richtung des Statorflusses)

Winkel

Sofern nicht anders angegeben sind alle Winkel als elektrische Winkel zu verstehen!

Formelzeichen	Beschreibung
ε	Winkel zwischen der d-Achse und eingepprägtem Testsignal
φ	Phasenverschiebungswinkel: Winkel zwischen den Nulldurchgängen der Grundschwingungen von Statorstrom und -spannung
φ_{i1}	Winkel zwischen α -Achse und dem Statorstromraumzeiger
$\varphi_{\Psi 1}$	Winkel zwischen α -Achse und dem Statorflussraumzeiger
γ	Winkel zwischen α -Achse und dem Polrad
γ_{err}	Winkel zwischen den jeweiligen Spulen U der Rotor- und Statorwicklung der Erregermaschine
γ_{Fehler}	Winkel zwischen identifizierter und tatsächlicher Polradlage
γ_i	Durch ein Identifikationsverfahren identifizierte Polradlage
γ_{mech}	Mechanischer Rotorwinkel
γ_{Puls}	Winkel zwischen α -Achse und eingepprägtem Testsignal
$\Delta\gamma$	Winkel zwischen eingepprägtem Testsignal und Polrad
θ	Motorischer Lastwinkel: Winkel zwischen Statorfluss und Polrad

Größen zur Beschreibung des Erregersystems

Formelzeichen	Beschreibung
f_{E1}	Statorfrequenz der Erregermaschine
f_{E2}	Frequenz der Rotorströme der Erregermaschine
$i_{E1,U}$,	Statorströme der jeweiligen Phasen der Erregermaschine
$i_{E1,V}$,	
$i_{E1,W}$	
$i_{E2,U}$,	Rotorströme der jeweiligen Phasen der Erregermaschine
$i_{E2,V}$,	
$i_{E2,W}$	
i_f	Feldstrom, auf die Statorseite der Synchronmaschine transformiert
i_f^r	Feldstrom (untransformiert, so wie er in der Wicklung fließt)
i_f^i	Reproduziertes Feldstromsignal, auf die Statorseite der Synchronmaschine transformiert
s_E	Schlupf der Erregermaschine
p_{err}	Polpaarzahl der Erregermaschine
γ_{err}	Winkel zwischen den jeweiligen Spulen U der Rotor- und Statorwicklung der Erregermaschine

Sonstige Rechengrößen und Parameter	
Formelzeichen	Beschreibung
e	Regelabweichung
g	Verstärkungsfaktor (gain)
h	Hystereseband
j	Imaginäre Zahl ($j^2 = -1$)
K, k	Konstante, Parameter
p_{ψ_i}	Skalarprodukt zwischen Statorfluss und -strom
T	Periodendauer oder Regler- bzw. Filterparameter
\ddot{u}_{res}	Resultierendes Übersetzungsverhältnis zwischen Stator der Synchronmaschine und Stator der Erregermaschine
λ	Bezogene Einschaltdauer eines Schaltzustandes
Λ_s	Statorstromindikator (Stillstandsmethode)
Λ_f	Feldstromindikator (Stillstandsmethode)
χ	Indikatorgröße (Methode bei niedriger Drehgeschwindigkeit)
χ_{Flt}	Gefilterte Indikatorgröße (Methode bei niedriger Drehgeschwindigkeit)

Sonstiges	
Formelzeichen	Beschreibung
x^*	Sollwert der Größe „ x “
\underline{x}	Komplexe Größe (Raumzeiger)
\underline{x}^K	Konjungeniert komplexe Größe

Abkürzungen	
Abkürzung	Beschreibung
CSI	Current Source Inverter
DFLC	Direct Flux Linkage Control
DMCC	DFLC Modulator based Current Control
DTC	Direct Torque Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
INFORM	Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement
LCI	Load Commutated Inverter
MRAS	Model Reference Adaptive System
NP	Neutraler Punkt
NPC	Neutral Point Clamped
VSI	Voltage Source Inverter

1 Einleitung

Die klassische Aufgabe eines elektrischen Antriebs, nämlich hochdynamisch und präzise ein gefordertes Drehmoment an der Welle zur Verfügung zu stellen und gleichzeitig den Magnetisierungszustand der Maschine zu regeln, kann mit den bereits seit Jahrzehnten angewandten und bekannten Regelverfahren sowie mit der entsprechenden Leistungselektronik bei dem Großteil aller industriellen Anwendungen zufriedenstellend gelöst werden. Eines der wichtigsten heute in der Antriebstechnik zu lösenden Probleme ist die Steigerung der Zuverlässigkeit des Antriebssystems. Fällt die empfindlichste Teilkomponente in diesem System aus, führt dies in der Regel zu dem Ausfall des gesamten Antriebs. Eine entsprechende Redundanz einzelner Komponenten ist kostspielig, oft nicht trivial und wird meist nur in Anwendungen eingesetzt, bei denen ein Totalausfall verheerende Folgen hätte. Beispiele hierfür sind Schiffsantriebe oder Antriebe in Kernkraftwerken.

Zu den empfindlichen Komponenten eines drehzahlvariablen, elektrischen Antriebs gehören unter anderen die mechanischen Sensoren zur Messung der Winkelposition der Maschinenwelle. Diese in der Regel als Inkremental- oder Absolutwertgeber sowie Resolver ausgeführten Sensoren liefern die für die Regelung der Maschine notwendige Information zur aktuellen Lage der Welle. Sie gelten als besonders sensibel, da sie je nach Messprinzip empfindlich auf Verunreinigungen, z.B. durch Öl, mechanische Vibrationen oder Stöße sowie elektrische Störfelder, reagieren. Da diese Sensoren an der Maschinenwelle befestigt werden, sind sie jedoch der oftmals rauen Prozessumgebung ausgesetzt.

Im Zuge der Zuverlässigkeitserhöhung sind Regelungskonzepte der Maschine wünschenswert, die nicht von den empfindlichen Sensoren abhängig sind. Inzwischen sind eine Vielzahl von diesen sogenannten drehgeberlosen Regelverfahren bekannt, die eine Berechnung bzw. Schätzung der Rotorposition anhand der Motorströme und –spannungen erlauben [Pac-11], [Hol-05]. Beinahe alle dieser Verfahren wurden für Niederspannungsmaschinen oder genauer gesagt für Asynchronmaschinen und permanent erregte Synchronmaschinen konzipiert. Im Bereich der Mittelspannungsantriebe, also bei Antrieben sehr großer Leistung ab einigen Megawatt, werden allerdings auch elektrisch erregte Synchronmaschinen eingesetzt. Bei diesem Maschinentyp scheitern jedoch insbesondere die Verfahren zur Detektion der Rotorlage im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich sowie im Stillstand, sodass vor allem das Beschleunigen aus dem Stillstand ohne Winkelsensor oft nicht möglich ist.

Um die wünschenswerte erhöhte Zuverlässigkeit der drehgeberlosen Regelverfahren auch in Mittelspannungs-Synchronantrieben einsetzen zu können, wurden in dieser Doktorarbeit Maschineneffekte untersucht, die auch im Stillstand sowie bei kleinen Drehgeschwindigkeiten die Ermittlung der Polradlage ohne mechanischen Sensor erlauben. Auf dieser Grundlage wurden zwei Identifikationsverfahren, sowohl für die Initialpolradlage als auch für den niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich, entwickelt. Beide Verfahren sind insbesondere für den Einsatz in industriellen Mittelspannungsumrichtern geeignet und wurden an diesen getestet. Da die Verfahren auf grundlegenden Effekten von elektrisch erregten Synchronmaschinen beruhen, lassen sie sich bei einer Vielzahl dieser Maschinen anwenden.

2 Regelkonzepte für Synchronmaschinen

Die beiden wichtigsten Zustandsgrößen einer rotierenden elektrischen Maschine sind ihr magnetischer Fluss und das von ihr entwickelte innere Drehmoment. Durch die Regelung dieser beiden Größen kann einerseits die effiziente Ausnutzung der Maschine sichergestellt werden und andererseits auf die mechanischen Größen wie Rotorposition oder Drehgeschwindigkeit Einfluss genommen werden.

Im Gegensatz zur fremderregten Gleichstrommaschine, bei der der magnetische Fluss und das Drehmoment jeweils separat über den Feld- bzw. den Ankerstrom eingestellt werden, sind die Verhältnisse bei einer Drehstrommaschine komplizierter. Hier kann der gleiche Strom in einer Phase je nach Zustand der Maschine sowohl zur Feldbildung oder Feldschwächung als auch zum Antriebs- oder Bremsmoment beitragen. Aus diesem Grund sind geeignete Regelkonzepte notwendig, die in der Lage sind aufgrund von Maschinenmodellen die beiden Effekte voneinander zu entkoppeln. Im Folgenden werden die für diese Dissertation bedeutenden Verfahren für die Regelung von Synchronmaschinen vorgestellt.

Bevor allerdings über die möglichen Regelverfahren der Synchronmaschine gesprochen wird, werden zunächst die grundlegenden Komponenten eines Synchronmaschinen-Antriebs vorgestellt und auch die mathematischen Grundlagen zur Darstellung der Maschinengrößen angesprochen.

2.1 Prinzipielle Antriebsstruktur

Als elektrischen Antrieb versteht man nicht nur die elektrische Maschine als solches, bei der letztendlich elektrische Energie in mechanische umgewandelt wird, sondern vielmehr die Einheit von allen Komponenten die notwendig sind um diese Maschine auch zu betreiben. Dazu zählen neben der Synchronmaschine als solches auch die Erregereinrichtung, der statorseitige Umrichter, sämtliche Messeinrichtung für Regelungs- oder Schutzzwecke sowie alle zusätzlichen Hilfsantriebe, beispielsweise für die Kühlung oder für den Druckaufbau der Lager [Wal-81]. Die für die Regelung der Maschine bedeutenden Komponenten sind in Abbildung 2.1 zu erkennen [Stu-10].

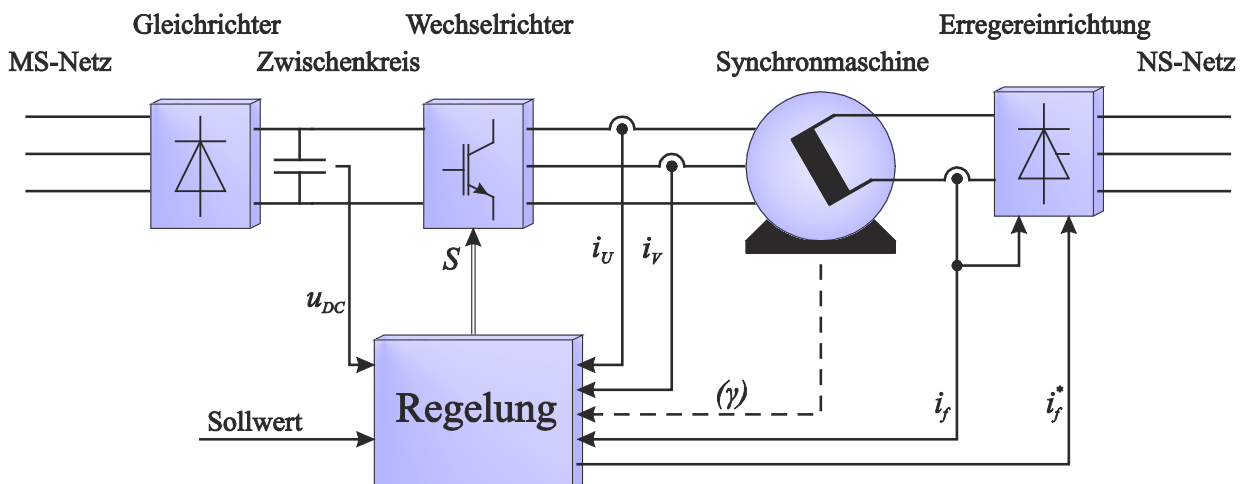


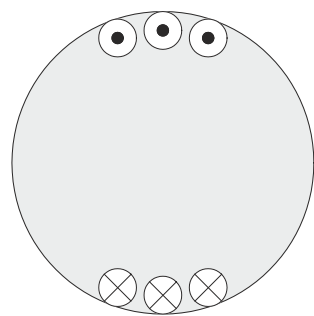
Abbildung 2.1 Schematische Struktur eines Synchronmaschinen-Antriebs

Im Folgenden soll kurz auf die einzelnen Elemente des Antriebs eingegangen werden, wobei ein generelles Verständnis des Lesers zu den jeweiligen Elementen vorausgesetzt wird. Für detailliertere Betrachtungen der Komponenten möchte ich auf die Literaturverweise aufmerksam machen.

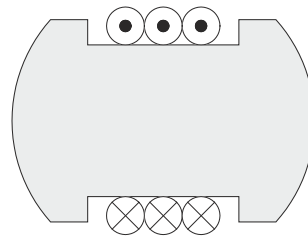
2.1.1 Elektrisch erregte Synchronmaschine

Elektrisch erregte Synchronmaschinen werden üblicherweise bei Anwendungen mit hoher Leistung, beispielsweise im Megawatt-Bereich, eingesetzt. Einer der Gründe warum in diesem Leistungsbereich bevorzugt dieser Maschinentyp und nicht die Asynchronmaschine verwendet wird, ist der, dass bei der Synchronmaschine der Luftspalt größer gewählt werden kann. Dies ist möglich, da die Magnetisierung der Maschine vom Rotor aus erfolgt. Dies hat insbesondere bei großen Maschinen konstruktive Vorteile. Weiterhin entstehen im Vergleich zur Asynchronmaschine weniger Verluste im Rotor, welches dessen Kühlung vereinfacht und ebenfalls größere Bauleistungen begünstigt [Stu-10]. Mittlerweile eröffnen sich jedoch auch andere Anwendungsgebiete für elektrisch erregte Synchronmaschinen, vor allem in der Traktion bzw. der Elektromobilität. In diesen Anwendungen wird vor allem der große Feldschwächebereich der Synchronmaschine ausgenutzt [RCP-06], [MA-10].

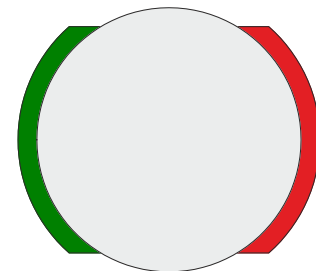
Synchronmaschinen können in verschiedenen Bauformen ausgeführt sein: Vollpoläufer, Schenkelpolläufer oder Permanentmagnet-Synchronmaschinen.



a) Vollpolläufer



b) Schenkelpolläufer



c) Permanentmagnet-SM

Abbildung 2.2 Bauformen der Synchronmaschine

Vollpolmaschinen (Abbildung 2.2a) haben einen massiven Rotor und werden vorwiegend zwei- oder vierpolig ausgeführt. Sie finden ihren Einsatz vorzugsweise bei schnelldrehenden Maschinen, bis hin zu den größtmöglichen Bauleistungen.

Schenkelpolmaschinen weisen hingegen häufig eine höhere Polpaarzahl auf und werden entsprechend auch für niedrig drehende Maschinen eingesetzt. Der Aufbau des Rotors ist hierbei komplizierter. In der Niederspannungstechnik wird beinahe ausschließlich der permanent erregte Synchronmaschinentyp eingesetzt. Durch die Seltenen-Erden-Magneten ist dieser allerdings besonders kostenintensiv. In letzter Zeit wird jedoch auch dieser Maschinentyp in dem Bereich der Mittelspannungsantriebe interessant. Der Aufbau des Stators ist bei den verschiedenen Maschinentypen prinzipiell identisch. [Stu-10], [MP-05]

Die permanenterregete Maschine unterscheidet sich dabei maßgeblich von den beiden anderen Varianten, nämlich den elektrisch erregten Maschinen. Die letztgenannten, elektrisch erregten Maschinen, werden üblicherweise mit einer Dämpferwicklung ausgeführt, während diese bei permanenterregeten Maschinen nicht vorhanden ist. Bei netzbetriebenen Synchronmaschinen ist die Dämpferwicklung für die Dämpfung von Schwingungen zuständig, die durch transiente Vorgänge hervorgerufen werden. Bei umrichter gespeisten Maschinen ist dieser Effekt nicht mehr notwendig, da die Regelung solche Schwingungen bereits unterbindet [Stu-10]. Es werden dennoch nahezu alle elektrisch erregten Synchronmaschinen für den Umrichtereinsatz ebenfalls mit einer Dämpferwicklung ausgestattet, da diese die wirksame elektrische Zeitkonstante in der Statorwicklung deutlich reduziert und somit das Drehmoment mit einer höheren Dynamik eingepreßt werden kann [BM-93], [RBA-12]. Bei permanenterregeten Maschinen wird auf die Dämpferwicklung verzichtet, da diese zum einen ausschließlich mit einem Umrichter betrieben werden und zum anderen die elektrische Zeitkonstante der Statorwicklung, zumindest bei Niederspannungsmaschinen, ausreichend klein ist.

Ein weiterer Unterschied beider Maschinentypen ist ihr Sättigungsverhalten. Bei elektrisch erregten Maschinen kann die Hauptinduktivität relativ stark in die Sättigung getrieben werden und der Sättigungszustand ist stark vom aktuellen Betriebspunkt abhängig. Dies liegt daran, dass der Luftspalt der Maschine verhältnismäßig klein ist. Bei permanenterregeten Maschinen ist dies anders, da die Permanentmagneten sich aus magnetischer Sicht wie ein sehr großer Luftspalt verhalten. Die Sättigungseinflüsse können bei einigen dieser Maschinen gänzlich vernachlässigt werden. Diese Unterschiede führen dazu, dass sich auch die üblichen Regelkonzepte für diese Maschinen zum Teil stark voneinander unterscheiden (vergleiche 2.3.1). Insbesondere hat sich gezeigt, dass sich die Mehrzahl der Verfahren zur geberlosen Identifikation der Rotorlage für die permanenterregete Maschine nicht auf elektrisch erregte Maschinen anwenden lässt [FP-12a]. Die genauen Gründe werden ausführlich im Abschnitt 4.1 und 4.2 besprochen. Während für die permanent erregte Maschine bereits eine Vielzahl an Verfahren zum geberlosen Betrieb der Maschine veröffentlicht wurde, gibt es für die elektrisch erregte Maschine mit Dämpferkäfig kaum Verfahren. Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Dissertation ausschließlich auf diese elektrisch erregten Synchronmaschinen mit Dämpferkäfig eingegangen. Es wird an dieser Stelle jedoch auf die Literatur zur geberlosen Regelung der permanenterregeten Maschine hingewiesen:

Verfahren die den geberlosen Betrieb bei hohen Drehgeschwindigkeiten der permanenterregeten Maschine sicherstellen, werden in [CL-08], [BG-08], [QD-08] vorgestellt. Verfahren für den niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich wurden von [Sch-91], [Hol-06], [LKH-02] behandelt. Weiterhin sind in [NIM-99], [PPT-03], [Hol-06] Methoden zur Identifikation der Anfangsrotorlage beschrieben. Geberlose Regelverfahren für die bisher nicht erwähnte synchrone Reluktanzmaschine sind in [Mor-07], [Kil-02], [ML-94], [AEL-94] zu finden.

2.1.2 Erregereinrichtung

Die Art und Weise wie der Feldstrom in die entsprechende Wicklung eingeprägt wird, entscheidet auch über das dynamische Verhalten der Maschine [Bin-12]. Bei direkt erregten Maschinen (Abbildung 2.3a) befinden sich Schleifringe am Rotor, sodass die Feldwicklung über entsprechende Bürsten aus elektrischer Sicht direkt vom Stator aus zugänglich ist. Hierbei lässt sich der Feldstrom relativ leicht durch eine entsprechende Erregereinrichtung einstellen. Nachteilig sind jedoch die verschleißbehafteten Bürsten, weshalb diese Art der Erregung hauptsächlich bei Anwendungen die eine hohe Dynamik fordern, eingesetzt wird. Bei bürstenlos erregten Maschinen (Abbildung 2.3b) wird der Feldstrom hingegen induktiv, also berührungslos auf den Rotor übertragen. Dafür ist auf derselben Maschinenwelle eine weitere, sogenannte Erregermaschine, angebracht. Bei dieser Maschine handelt es sich im Prinzip um eine doppelt gespeiste Asynchronmaschine, wobei an den Rotorwicklungen eine Diodengleichrichterbrücke angeordnet ist, die wiederum die Gleichspannung für die Feldwicklung liefert. Das Problem von schleifenden Teilen tritt hierbei demnach nicht auf. Allerdings kann bei dieser Anordnung keine hoch dynamische Regelung des Feldstroms realisiert werden, da zusätzlich die relativ große Streuinduktivität der Erregermaschine überwunden werden muss. Bürstenlos erregte Maschinen werden deshalb vorzugsweise bei Anwendungen mit geringen oder moderaten Anforderungen an das dynamische Verhalten eingesetzt.

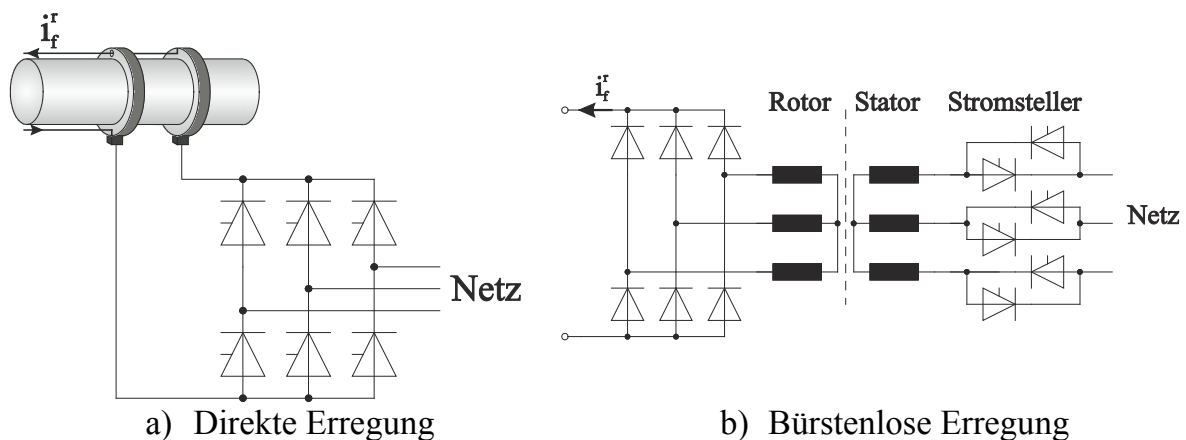


Abbildung 2.3 Erregereinrichtungen

In beiden Fällen wird der Feldstrom in der Regel über Thyristor-Stromrichter eingestellt. Im Fall mit direkter Erregung wird eine B6-Thyristorschaltung verwendet, im Fall der bürstenlosen Erregung wird ein Thyristor-Drehstromsteller eingesetzt. Im letzteren Fall (b) ist der Feldstrom nicht direkt zugänglich und kann dementsprechend nicht gemessen werden. Allerdings, kann dieser Anhand der Statorströme des Erregersystems rekonstruiert werden. Über die genaue Rekonstruktion und die daraus entstehenden Probleme wird an späterer Stelle, im Abschnitt 5.4.2, nochmals eingegangen.

Der Vollständigkeit halber soll hier noch erwähnt werden, dass es eine weitere Variante der Erregermaschine zur bürstenlosen Erregung gibt. Auf dem Stator der Erregermaschine kann nämlich auch eine einzelne, mit Gleichstrom durchflossene

Wicklung angebracht sein. Die Erregermaschine ist in diesem Fall als Außenpol-Synchronmaschine ausgeführt [Bin-12]. Diese Art der Erregung eignet sich allerdings nicht für drehzahlvariable Antriebe, weil damit kein Feldstrom im Stillstand in die Maschine eingeprägt werden kann.

2.1.3 Umrichter

Das Anwendungsgebiet der Synchronmaschine ist vielfältig und reicht von Anwendungen die nur einen Betrieb bei konstanter Drehgeschwindigkeit erfordern, über Anwendungen mit variabler Drehgeschwindigkeit, allerdings geringen Anforderungen an die Dynamik wie beispielsweise bei Lüftern, Pumpen oder Schiffsantrieben bis hin zu komplizierteren Anwendungen, mit entsprechend höheren Anforderungen an das dynamische Verhalten, wie beispielsweise in Walzwerken oder Förderanlagen.

Je nach Anforderung an den Antrieb, wird die Maschine entweder direkt am Netz betrieben, also lediglich mit einer Vorrichtung die das Anlaufen und Synchronisieren der Maschine mit dem Netz sicherstellt, oder mit Hilfe eines Umrichters gespeist.

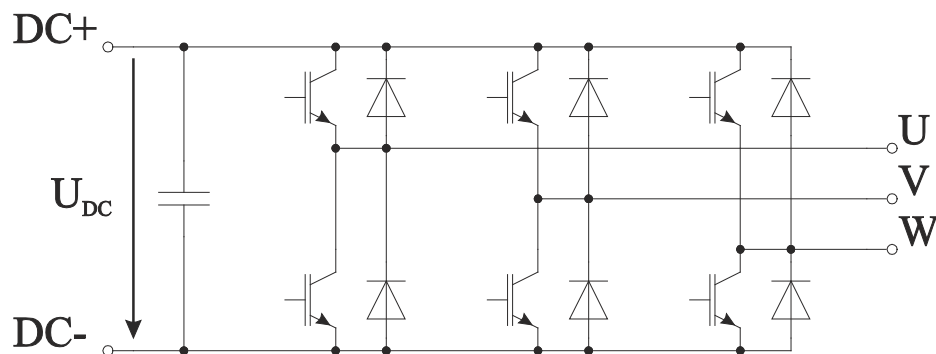
Der Begriff „Umrichter“ fasst alle Komponenten zusammen, die für die Energieumwandlung aus dem Spannungssystem des Netzes zum erzeugten Spannungssystem an der Maschine notwendig sind. Insbesondere zählt hierzu der Zwischenkreis sowie der Wechselrichter, der mit dem Stator der Maschine verbunden ist. Als Eingangsstufe wird in der Regel ein ungesteuerter Diodengleichrichter verwendet. Rückspeisefähige Umrichter werden jedoch auch mit zwei Wechselrichtern, für die Maschine sowie für das Netz, ausgestattet.

Als Umrichter wird entweder ein Stromzwischenkreisumrichter (**CSI**, **C**urrent **S**ource **I**nverter) oder ein Spannungszwischenkreisumrichter (**VSI**, **V**oltage **S**ource **I**nverter) eingesetzt. Die Ansteuerung und letztendlich das Betriebsverhalten beider Umrichterarten unterscheidet sich enorm. Stromzwischenkreisumrichter basieren in der Regel auf Thyristor-Halbleitern. Bei der häufig in Synchronantrieben verwendeten Variante des Lastgeführten Umrichters (**LCI**, **L**oad **C**ommutated **I**nverter), wird die Kommutierung der Halbleiter des Maschinenwechselrichters durch die übererregt betriebene Synchronmaschine sichergestellt [Sch-12]. Diese Art der Umrichter werden vorzugsweise für Antriebe sehr großer Leistung eingesetzt, bei der keine besonderen Anforderungen an die Dynamik gestellt werden. Stromzwischenkreisumrichter werden in dieser Dissertation im Folgenden nicht weiter betrachtet, stattdessen wird sich die Arbeit auf Antriebe mit Spannungszwischenkreisumrichter beschränken. Hierbei werden abschaltbare Leistungshalbleiter, wie beispielsweise IGBTs (**I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) oder IGCTs (**I**ntegrated **G**ate **C**ommutated **T**hystistor), eingesetzt.

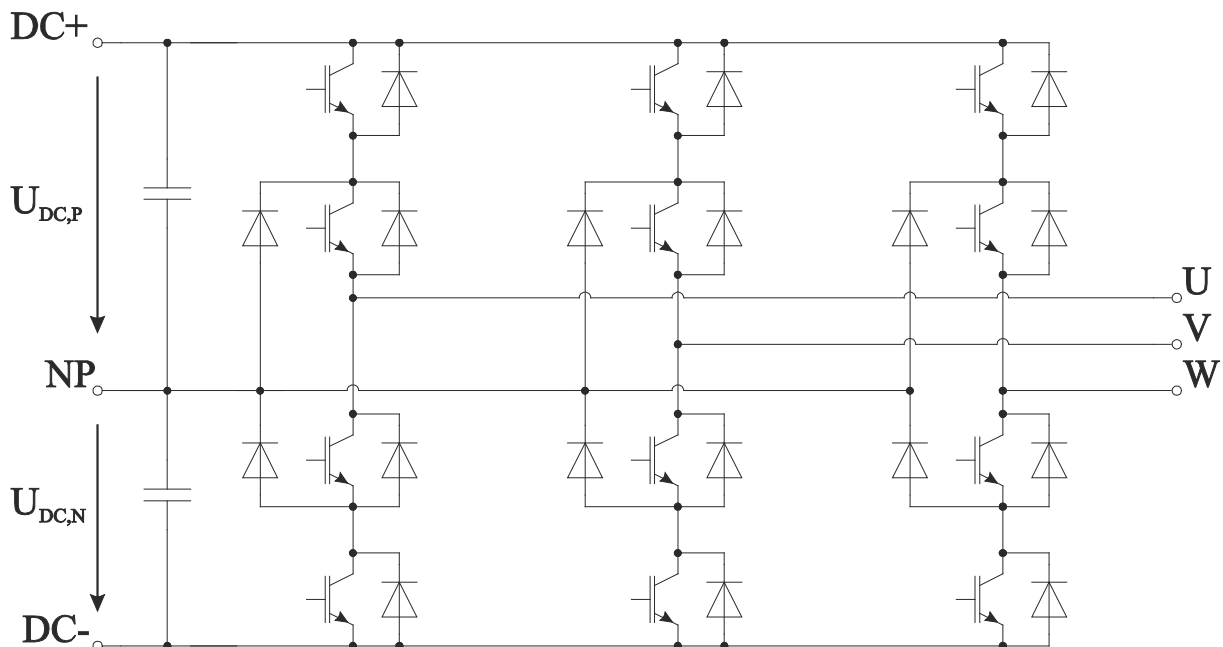
Spannungszwischenkreisumrichter lassen sich weiterhin in der Anzahl an schaltbaren Spannungsniveaus des verwendeten Wechselrichters klassifizieren. In der Niederspannungstechnik wird beinahe ausschließlich der 2-Punkt-Wechselrichter wie in Abbildung 2.4a eingesetzt, während in Mittelspannungsantrieben vorwiegend Wechselrichter mit größerer Anzahl an Spannungsniveaus verwendet werden. Hierbei kann die relativ große Spannung im Gleichspannungszwischenkreis gleichmäßig auf die einzelnen Halbleiter aufgeteilt werden, sodass die nicht triviale Reihenschaltung der Leistungshalbleiter zur Spannungsaufteilung vermieden werden kann. Des Weiteren bieten diese Wechselrichter gegenüber dem 2-Punkt-Wechselrichter den

Vorteil, dass die Ausgangsspannung bei gleicher Schaltfrequenz deutlich geringere harmonische Anteile enthält und somit auch die Stromqualität deutlich besser ist. Generell gibt es eine Vielzahl von möglichen Schaltungstopologien zur Erzeugung mehrerer Spannungsniveaus. Eine Übersicht der aktuellen Topologien findet Sie in [AHR-10].

Da in dieser Dissertation die gerberlose Regelung der Maschine im Vordergrund steht, wird sich im Folgenden nur auf den meistgebräuchlichsten Typ, den sogenannten 3-Punkt-NPC-Wechselrichter (Neutral Point Clamped), beschränkt. Prinzipiell lassen sich die hier beschriebenen Methoden aber auch auf jedem anderen Wechselrichtertyp realisieren. Bei der 3-Punkt-NPC-Wechselrichtervariante kann jede Phase entweder mit dem Oberen, dem Unteren oder dem sogenannten Neutralen-Punkt des Zwischenkreises verbunden werden.



a) 2- Punkt-Wechselrichter



b) 3-Punkt-NPC-Wechselrichter

Abbildung 2.4 Spannungszwischenkreiswechselrichter

Alle Spannungszwischenkreiswechselrichter haben gemeinsam, dass durch den Schaltzustand der einzelnen Halbleiter direkt die Spannung an den Maschinenklemmen vorgegeben werden kann. Für Schutzzwecke und zur Regelung der Maschine werden

des Weiteren die beiden Spannungen des Zwischenkreises sowie die Phasenströme gemessen.

2.2 Raumzeigerdarstellung

Die Raumzeigerdarstellung ist eine effektive Methode um Dreiphasensysteme, wie in diesem Fall sowohl den Ausgang des Umrichters als auch die Synchronmaschine, zu modellieren [Spä-73], [Leo-96]. Die theoretischen Grundlagen wurden bereits vor mehreren Jahrzehnten in [Ste-67], [Kov-84] und [Ser-86] detailliert beschrieben.

Der Raumzeiger ist als eine komplexe Größe definiert, die jeweils die Momentanwerte der einzelnen Phasengrößen zusammenfasst. Aus diesem Grund eignet sich die Raumzeigerdarstellung der Maschinengrößen auch für dynamische Betrachtungen und ist nicht, wie beispielsweise die Zeigerdarstellung der Wechselstromlehre, nur auf stationäre Vorgänge beschränkt. Der Raumzeiger einer beliebigen Größe in einem Dreiphasensystem lässt sich folgendermaßen aus den einzelnen Phasengrößen berechnen:

$$\underline{r}(t) = \frac{2}{3} \left(r_U(t) + r_V(t) \cdot \underline{a} + r_W(t) \cdot \underline{a}^2 \right) \quad (2.1)$$

$$\underline{a} = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.2)$$

mit:

$r_U(t), r_V(t), r_W(t)$	Momentanwerte einer elektrischen oder magnetischen Größe eines Dreiphasensystems in den entsprechenden Phasen U, V und W
\underline{a}	Drehoperator

Der Raumzeiger wird somit aus den Momentanwerten der einzelnen Phasen gebildet, wobei die räumliche Anordnung der Spulenwicklung (Phase U bei 0° , Phase V bei 120° und Phase W bei 240° , elektrische Winkel) berücksichtigt werden. Der Raumzeiger kann prinzipiell für jede elektrische oder magnetische Größe, wie beispielsweise die Ströme, Spannungen oder Flüsse, errechnet werden.

Der auf diese Weise erhaltene Raumzeiger kann als ein Vektor betrachtet werden, der zum Beispiel im Falle des Flussraumzeigers auf den momentanen Maximalwert der Grundschiwingung der Flussdichtewelle am Umfang der Maschine zeigt. Prinzipiell könnte die Maschine demnach auch mit Vektoren beschrieben werden, welches jedoch deutlich unübersichtlicher ist und zu komplexeren mathematischen Ausdrücken führt.

Der Faktor $2/3$ in (2.2) sorgt für eine Skalierung des Raumzeigers, sodass z.B. im Falle eines symmetrischen, sinusförmigen Drehstromsystems in der Maschinenwicklung, der Betrag des Stromraumzeigers gleich der Amplitude der einzelnen Phasenströme wird. Bei einem symmetrischen Drehstromsystem mit der Frequenz f , beschreibt die Trajektorie des Stromraumzeigers in der komplexen Ebene einen Kreis, der mit derselben Frequenz f durchlaufen wird und den Radius der Amplitude der Ströme hat.

Solange die Maschinenwicklung im Dreieck geschaltet ist oder bei einer Sternschaltung ohne angeschlossenen Neutralleiter gilt, dass die Summe aller drei

Phasengrößen an den Wicklungen gleich null ist (2.3). In diesem Fall können sowohl der Raumzeiger aus den Phasengrößen sowie die Phasengrößen aus dem Raumzeiger ohne Informationsverlust errechnet werden.

$$r_U(t) + r_V(t) + r_W(t) = 0 \quad (2.3)$$

Weiterhin erlaubt die Raumzeigermethode die Modellierung der Maschine in unterschiedlichen Koordinatensystemen. Die in dieser Arbeit gebräuchlichsten Koordinatensysteme werden im Folgenden vorgestellt.

2.2.1 Maschinengleichungen im statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem

Im statorfesten Koordinatensystem wird die reelle Achse der Raumzeigerebene als α -Achse bezeichnet und liegt auf der Achse der Spule U der Maschine. Die dazu orthogonale Achse, also die imaginäre Achse, wird konsequenterweise als β -Achse bezeichnet. Für die Berechnung des Raumzeigers einer beliebigen Größe im statorfesten Koordinatensystem, kann die bereits oben genannte Formel (2.1) verwendet werden. Im Folgenden werden jedoch meist die einzelnen Komponenten des Raumzeigers aufgeführt, da somit sofort ersichtlich ist, für welches Koordinatensystem diese gültig sind. Die beiden Komponenten „ α “ und „ β “ lassen sich für eine beliebige Größe direkt von dem komplexen Raumzeiger ablesen:

$$r_\alpha = \operatorname{Re}\{\underline{r}\} \quad (2.4)$$

$$r_\beta = \operatorname{Im}\{\underline{r}\} \quad (2.5)$$

Für den oben besprochenen Fall, dass die Summe aller Phasengrößen null ist (2.3), können die einzelnen Raumzeigerkomponenten auch nach folgender Beziehung aus den Phasengrößen bestimmt werden:

$$r_\alpha = r_U \quad (2.6)$$

$$r_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(r_V - r_W) = \frac{1}{\sqrt{3}}(2r_V + r_U) \quad (2.7)$$

Die Indizes „ α “ und „ β “ werden im Folgenden immer für eine Statorgröße im statorfesten Bezugssystem verwendet. Die Spannungsgleichungen für die Statorwicklung lassen sich wie folgt aufstellen:

$$u_\alpha = R_1 i_\alpha + \frac{d\Psi_\alpha}{dt} \quad (2.8)$$

$$u_\beta = R_1 i_\beta + \frac{d\Psi_\beta}{dt} \quad (2.9)$$

mit:

u_α, u_β α - bzw. β -Komponente des Statorspannungsraumzeigers

i_α, i_β α - bzw. β -Komponente des Statorstromraumzeigers

Ψ_α, Ψ_β α - bzw. β -Komponente des Statorflussraumzeigers

R_1 Wicklungswiderstand der Statorwicklung

2.2.2 Maschinengleichungen im polradfesten dq-Koordinatensystem

Insbesondere zum Aufstellen der Strom-Flussbeziehungen macht es Sinn, ein weiteres Koordinatensystem, nämlich das polradfeste dq-System einzuführen (vergleiche Abbildung 2.5). Die Buchstaben „d“ und „q“ stehen dabei für „direct-“, und „quadrature Axis“.

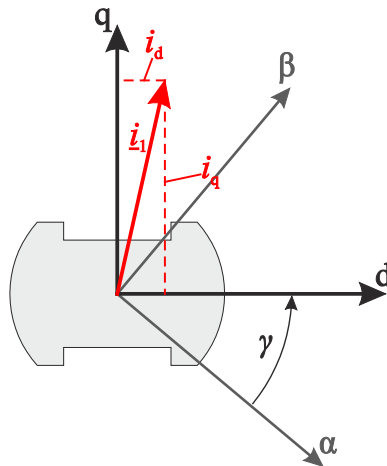


Abbildung 2.5 Polradfestes Koordinatensystem

Um die Raumzeiger vom statorfesten Koordinatensystem in das rotierende, polradfeste Koordinatensystem und umgekehrt zu transformieren, werden die Raumzeiger entsprechend in der komplexen Ebene gedreht:

$$\underline{r}_{dq} = \underline{r}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.10)$$

$$\underline{r}_{\alpha\beta} = \underline{r}_{dq} \cdot e^{j\gamma} \quad (2.11)$$

mit:

$\underline{r}_{\alpha\beta}$ Beliebiger Raumzeiger im statorfesten Koordinatensystem

\underline{r}_{dq} Beliebiger Raumzeiger im polradfesten Koordinatensystem

γ Polradwinkel: Elektrischer Winkel zwischen Polrad (Achse der Feldspule) und Achse der Spule U

Oder in Komponentenschreibweise:

$$r_d = r_\alpha \cdot \cos(\gamma) + r_\beta \cdot \sin(\gamma) \quad (2.12)$$

$$r_q = -r_\alpha \cdot \sin(\gamma) + r_\beta \cdot \cos(\gamma) \quad (2.13)$$

$$r_\alpha = r_d \cdot \cos(\gamma) - r_q \cdot \sin(\gamma) \quad (2.14)$$

$$r_\beta = r_d \cdot \sin(\gamma) + r_q \cdot \cos(\gamma) \quad (2.15)$$

Die Indizes „d“ und „q“ werden im Folgenden immer für eine Statorgröße im polradfesten Koordinatensystem verwendet. Beispielsweise ist die Größe i_d eine Komponente des Statorstroms in polradfesten Koordinaten.

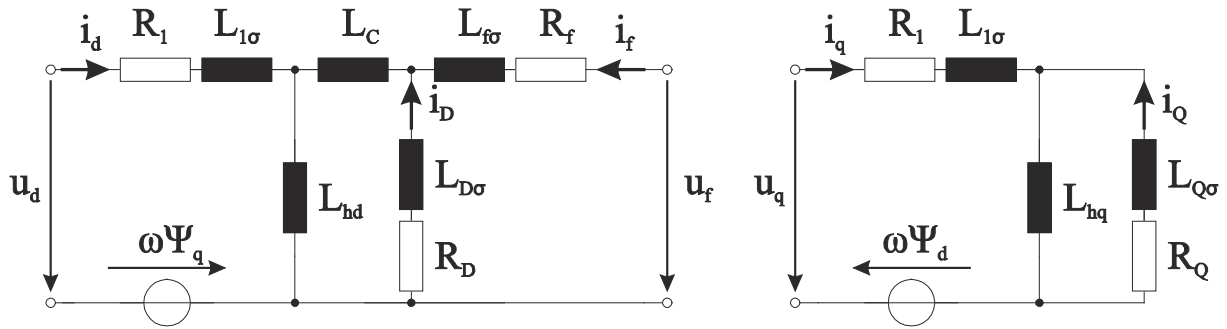


Abbildung 2.6 Ersatzschaltbild der Synchronmaschine im polradfesten Koordinatensystem

Abbildung 2.6 zeigt das Ersatzschaltbild der Maschine im polradfesten Koordinatensystem. Die Indizes „D“ und „Q“ bezeichnen die Dämpferwicklungen jeweils in der d- und q-Achse des Koordinatensystems. L_C ist die Canay-Induktivität, die die gemeinsame Kopplung zwischen Feldkreis und Dämpferwicklung beschreibt [Can-69]. Die mit dem Index „f“ bezeichneten Größen beziehen sich auf die Feldwicklung. Alle im Ersatzschaltbild zu sehenden Größen sind, bezogen auf die Übersetzungsverhältnisse, bereits als auf die Statorseite transformiert zu betrachten. Werden die tatsächlich in den Wicklungen fließenden Ströme betrachtet, wird explizit darauf hingewiesen. Aus dem Ersatzschaltbild lassen sich auch folgende Fluss- und Spannungsgleichungen ableiten [Kau-99], [BM-93]:

Flussgleichungen:

$$\Psi_{hd} = L_{hd}(i_d + i_D + i_f) \quad (2.16)$$

$$\Psi_{hq} = L_{hq}(i_q + i_Q) \quad (2.17)$$

$$\Psi_d = L_{1\sigma}i_d + \Psi_{hd} \quad (2.18)$$

$$\Psi_q = L_{1\sigma}i_q + \Psi_{hq} \quad (2.19)$$

$$\Psi_f = L_{f\sigma}i_f + L_C(i_f + i_D) + \Psi_{hd} \quad (2.20)$$

$$\Psi_D = L_{D\sigma}i_D + L_C(i_f + i_D) + \Psi_{hd} \quad (2.21)$$

$$\Psi_Q = L_{Q\sigma}i_Q + \Psi_{hq} \quad (2.22)$$

Spannungsgleichungen:

$$u_d = R_1 i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q \quad (2.23)$$

$$u_q = R_1 i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d \quad (2.24)$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \quad (2.25)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (2.26)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (2.27)$$

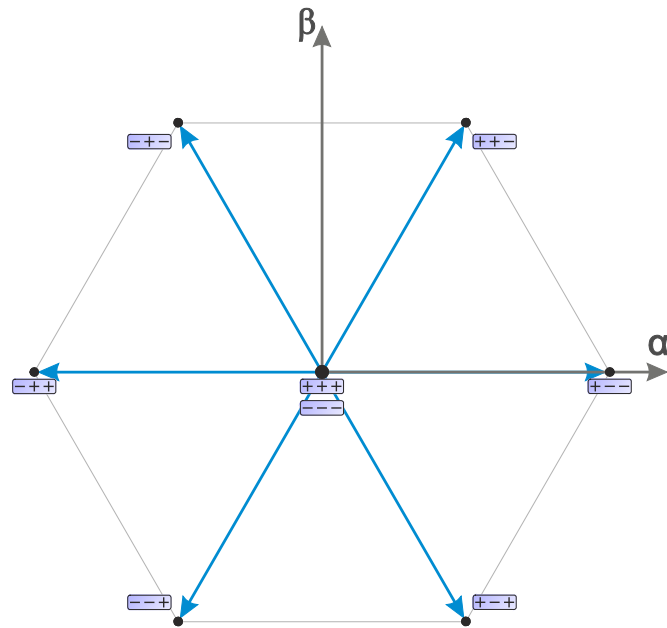
2.2.3 Raumzeigermodulation

Mit Hilfe der Raumzeigertheorie lässt sich ebenfalls ein Modulationsverfahren für den statorseitigen Wechselrichter beschreiben. Hierbei ist es zunächst interessant, die resultierenden Spannungsraumzeiger zu jedem möglichen Wechselrichterschaltzustand zu ermitteln. Bei dem in Abbildung 2.4 dargestellten 2-Punkt-Wechselrichter kann in jeder Phase entweder der obere oder der untere Transistor eingeschaltet werden. Für den gesamten Wechselrichter ergeben sich demnach 2^3 , also acht Schaltzustände. Jeder Schaltzustand sorgt für unterschiedliche Statorspannungen an den Maschinenklemmen, sodass für jeden Schaltzustand ein Raumzeiger bestimmt werden kann. Die möglichen Raumzeiger sind in Abbildung 2.7 zu sehen. Für den 3-Punkt-Wechselrichter gilt ähnliches: Hier kann eine Phase entweder mit dem positiven, dem negativen oder dem neutralen Potential des Zwischenkreises verbunden werden. Es ergeben sich folglich 3^3 , also bereits 24 Schaltzustände.

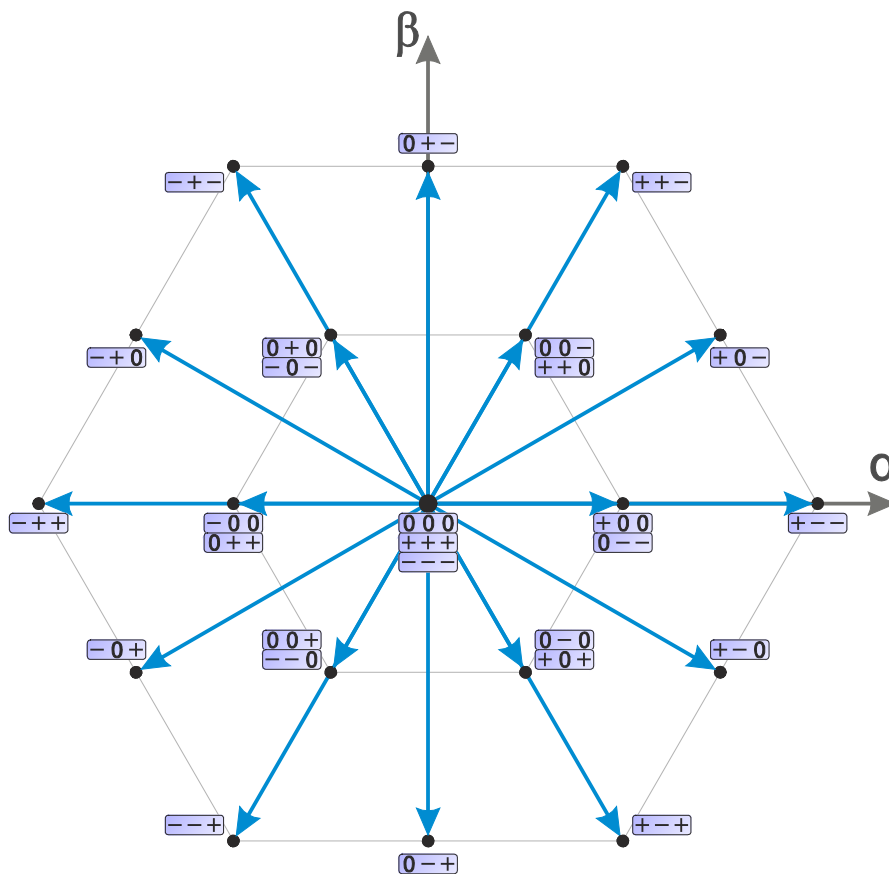
Im Weiteren wird folgende Notation zur Beschreibung eines Schaltzustandes verwendet: „+“ wenn die entsprechende Phase mit dem positiven Zwischenkreispotential verbunden ist, „0“ wenn diese mit dem neutralen Punkt und „-“ wenn diese mit dem negativen Potential verbunden ist. Beim 3-Punkt-Wechselrichter müssen die jeweils beiden oberen Schalter eingeschaltet werden, um den Zustand „+“ zu erhalten. Für den Zustand „0“ müssen die beiden Mittleren und für den Zustand „-“ die beiden unteren Transistoren eingeschaltet werden. Um einen gesamten Schaltzustand zu definieren, werden die drei Zustände der einzelnen Phasen in der Reihenfolge „UVW“ nebeneinander geschrieben: Der Schaltzustand „+-0“ bedeutet also, dass Phase U mit dem oberen Potential, Phase V mit dem Unteren und Phase W mit dem neutralen Punkt verbunden ist.

Offensichtlich gibt es bei beiden Wechselrichtern redundante Schaltzustände, also unterschiedliche Zustände die allerdings den gleichen Spannungsraumzeiger zur Folge haben. Durch eine geeignete Wahl der redundanten Zustände kann beispielsweise Einfluss auf das Potential des neutralen Punkts [PRS-05] oder die Gleichtaktspannung [WL-10] genommen werden. An dieser Stelle soll jedoch nur die prinzipielle Funktionsweise der Raumzeigermodulation aufgezeigt werden, und dies auch nur für den einfacheren Fall des 2-Punkt-Wechselrichters. Für eine tiefergehende Betrachtung der Raumzeigermodulation, insbesondere für den 3-Punkt-Wechselrichter wird auf die Literatur hingewiesen: [SCH-99], [CB-99].

Möchte man einen Statorspannungsraumzeiger mit dem Wechselrichter erzeugen, der nicht exakt den „natürlichen Raumzeigern“ des Wechselrichters, also den in Abbildung 2.7 gezeigten, entspricht, dann müssen verschiedene Schaltzustände in schneller Abfolge hintereinander geschaltet werden. Der Momentanwert des erzeugten Raumzeigers entspricht dabei zwar nie dem Sollwert, allerdings kann der Mittelwert des so erzeugten Raumzeigers theoretisch stufenlos eingestellt werden. Dies ist die Grundidee der Raumzeigermodulation.



a) 2- Punkt-Wechselrichter



b) 3-Punkt-NPC-Wechselrichter

Abbildung 2.7 Mögliche Spannungsraumzeiger beim 2-Punkt und 3-Punkt Wechselrichter

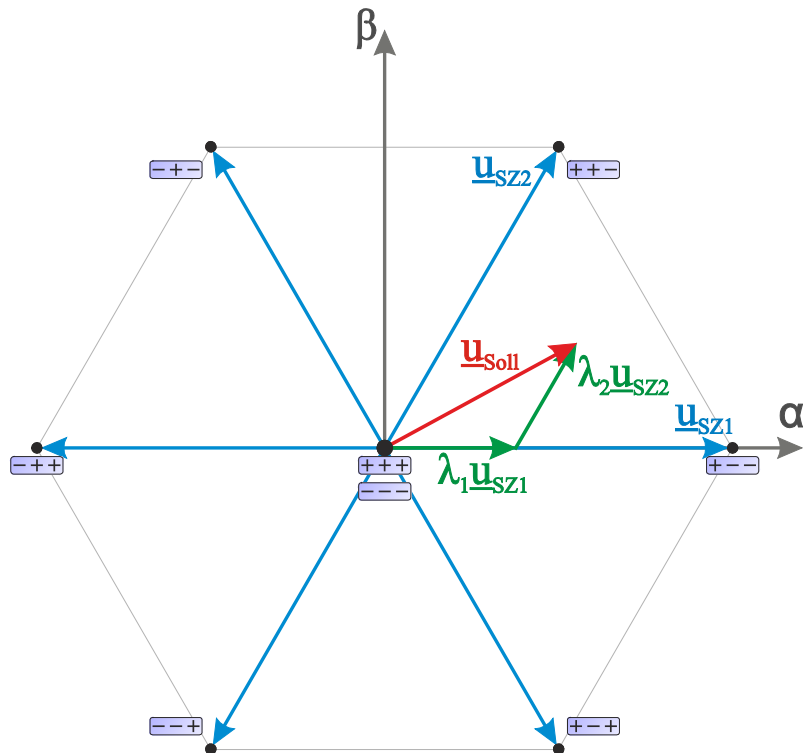


Abbildung 2.8 Veränderung des im Mittel erzeugten Raumzeigers durch Schalten von benachbarten Raumzeigern

Abbildung 2.8 zeigt beispielsweise die Erzeugung eines Soll-Raumzeigers \underline{u}_{Soll} der zwischen den Schaltzuständen „+-“ und „++“ des 2-Punkt-Wechselrichters liegt. Um diesen zu erzeugen werden innerhalb einer Modulationsperiode die beiden so genannten aktiven Schaltzustände „+-“ und „++“ sowie einer der Nullspannungsraumzeiger „+++“ bzw. „---“ geschaltet. Je nach bezogener Einschaltdauer der einzelnen Schaltzustände λ_1 und λ_2 lässt sich der im Mittel erzeugte Spannungsraumzeiger \underline{u}_{Soll} einstellen:

$$\lambda_i = \frac{T_i}{T}, \quad i=1..8 \quad (2.28)$$

$$\underline{u}_{Soll} = \lambda_i \cdot \underline{u}_{SZ,i} + \lambda_{i+1} \cdot \underline{u}_{SZ,i+1} \quad (2.29)$$

mit:

λ_i	Bezogene Einschaltdauer des Schaltzustands „i“
T_i	Einschaltdauer des Schaltzustands „i“
T	Modulationsperiodendauer
\underline{u}_{Soll}	Im Mittel erzeugter Sollspannungsraumzeiger
$\underline{u}_{SZ,i}$	Spannungsraumzeiger vom Schaltzustand „i“

Liegt der zu erzeugende Raumzeiger zwischen anderen aktiven Raumzeigern, so werden entsprechend andere Schaltzustände für die Bildung des Sollraumzeigers verwendet.

Da für diese Arbeit eine etwas modifizierte Version der Raumzeigermodulation verwendet wurde, wird diese nochmals detaillierter im späteren Abschnitt 4.4.4 beschrieben.

2.3 Regelkonzepte

Nun werden die geläufigsten, und für diese Dissertation entscheidenden, Regelkonzepte für die Synchronmaschine vorgestellt. In der Regel wird bei Antrieben eine Kaskadenregelung vorgesehen, also die Verschachtelung verschiedener Regler mit unterschiedlicher Dynamik. Im Falle eines drehgeschwindigkeitsgeregelten Antriebs erzeugt beispielsweise der Drehgeschwindigkeitsregler den Sollwert für den Drehmomentregler. Falls weiterhin die Position der Maschine geregelt werden soll, wird ein weiterer Regler (nämlich der Lageregler) zu der Struktur hinzugefügt, der nun den Drehgeschwindigkeitssollwert erzeugt. Somit ist es möglich, alle Zustände getrennt voneinander zu behandeln. Beispielsweise können auf diese Art und Weise Grenzen im Sollwertkanal für das Drehmoment oder die Drehgeschwindigkeit implementiert werden. Bei der Kaskadenregelung muss nun der innere Regelkreis, in diesem Fall der Drehmomentregler, eine deutlich höhere Dynamik als der äußere Regelkreis, beispielsweise der Drehgeschwindigkeitsregelkreis, aufweisen, damit die beiden Kreise als entkoppelt betrachtet werden können.

Der Schwerpunkt dieser Dissertation liegt im drehgeberlosen Betrieb der Maschine. Wie sich im Folgenden zeigen wird, müssen für den Fluss- und Drehmomentregelkreis einige Zustandsgrößen der Maschine bekannt sein, die im Falle ohne Geber alleine durch Maschinenmodelle errechnet werden müssen. Die Funktionsweise dieser Regler sollte also immer im Zusammenhang mit den später vorgestellten Maschinenmodellen zur geberlosen Regelung betrachtet werden, da unterschiedliche Regelungsstrategien sich auf unterschiedliche Zustandsgrößen der Maschinen stützen.

Ist jedoch eine funktionierende Drehmoment- und Flussregelung vorhanden, so kann unabhängig von der gewählten Regelungsstrategie der Drehgeschwindigkeitsregler nach demselben Prinzip entworfen werden. Beim Betrachten der Probleme im geberlosen Betrieb, hat der Drehgeschwindigkeitsregler dementsprechend eine untergeordnete Rolle. Obwohl bei dem Leser ein generelles Verständnis der Kaskadenregelung vorausgesetzt wird, wird im Folgenden nicht weiter auf den Drehgeschwindigkeitsregelkreis eingegangen, es werden vielmehr die möglichen Strategien zur Regelung des Drehmoments und des Maschinenflusses vorgestellt.

2.3.1 Feldorientierte Regelung mit $i_d=0$

Eine Möglichkeit das Drehmoment sowie den Fluss der Maschine zu regeln, bietet die sogenannte feldorientierte Regelung, die bereits 1972 in [Bla-72] vorgestellt wurde. Hierbei werden die Statorströme der Maschine geregelt, um dadurch letztendlich den gewünschten Maschinenzustand zu erhalten. Wird eine schnelle Stromregelung vorausgesetzt, kann man auch von einer Stromeinspeisung der Maschine sprechen.

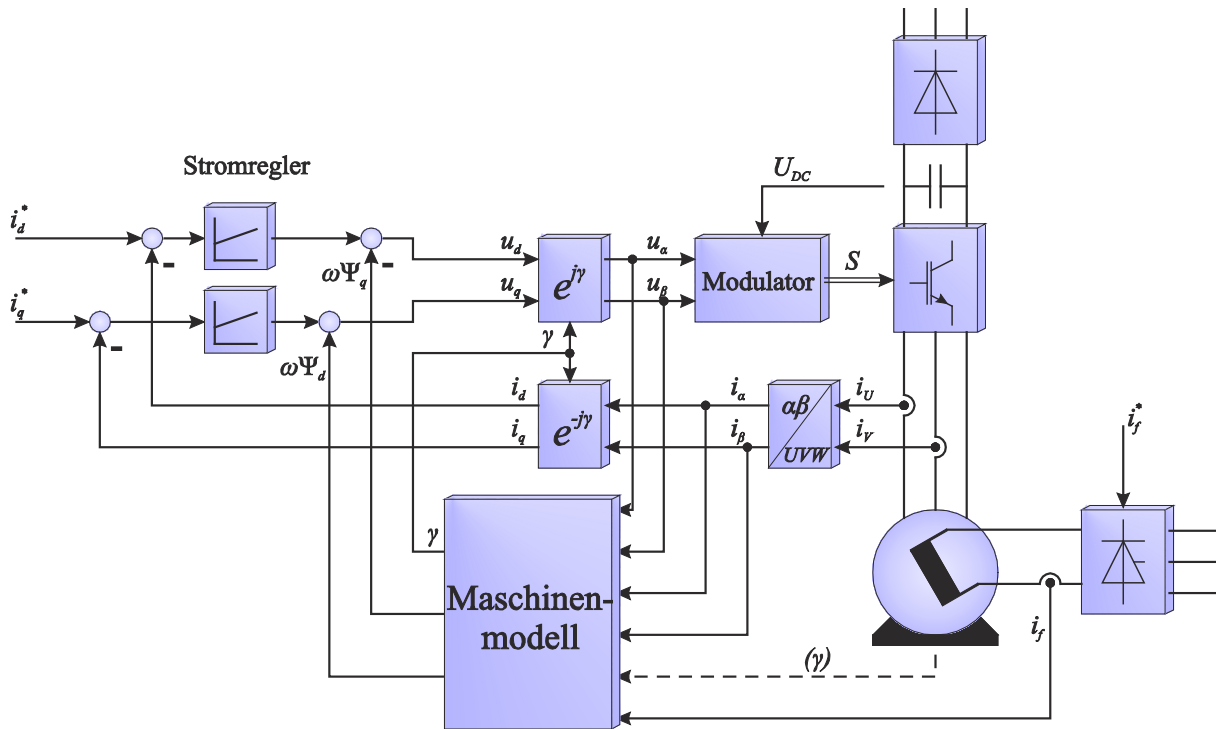


Abbildung 2.9 Struktur der feldorientierten Regelung

Abbildung 2.9 zeigt die grundlegende Struktur der feldorientierten Regelung der Synchronmaschine. Die von dem Stromregler ausgegebenen Sollspannungen werden dabei durch einen Modulator in entsprechende Schaltbefehle der einzelnen Halbleiter übersetzt. Als Modulationsverfahren kommt die bereits in 2.2.3 beschriebene Raumzeigermodulation oder eine sinusbewertete Pulsweitenmodulation in Frage.

Üblicherweise wird die Stromregelung in dem polradfesten, also rotierenden Koordinatensystem (dq-Koordinaten) ausgeführt. Somit können die beiden Stromregler für die d- und q- Achsen an die zum Teil unterschiedlichen Parameter in den beiden Maschinenachsen angepasst werden. Für die Transformation von den messbaren statorfesten Größen ($\alpha\beta$ -System) in das rotierende System (dq-System) muss die Polradlage γ bekannt sein. Die Beschaffung dieses Winkels ohne die Verwendung eines mechanischen Sensors ist ein wesentlicher Teil dieser Arbeit.

Die grundlegende Idee bei der feldorientierten Regelung ist die Entkopplung der Wirkung des Statorstroms auf den Magnetisierungszustand sowie das Drehmoment der Maschine. Für die Annahme, dass die Hauptinduktivität der Maschine winkelunabhängig ist, also für $L_{hd}=L_{hq}=L_h$, lässt sich die allgemein gültige Drehmomentgleichung der Maschine (2.30) in die Form in (2.31) vereinfachen, wenn zusätzlich der Einfluss der Dämpferwicklung vernachlässigt wird (z.B. im stationären Betrieb).

$$M = \frac{3p}{2} \operatorname{Im}[\Psi_1^K \cdot i_1] = \frac{3p}{2} (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (2.30)$$

$$M = \frac{3p}{2} L_h i_f i_q, \quad \text{für } L_{hd}=L_{hq}=L_h, \text{ stationärer Betrieb} \quad (2.31)$$

In diesem Fall lässt sich das Drehmoment direkt durch die Stromkomponente des Statorstroms i_q einstellen. Durch die andere Komponente i_d sowie durch den Feldstrom lässt sich hingegen der Magnetisierungszustand beeinflussen.

Neben der Forderung, das gewünschte Drehmoment bereit zu stellen, ist es weiterhin notwendig den Fluss auf seinem Nennwert zu halten bzw. in der Feldschwächung diesen auf einen geforderten Wert zu reduzieren. Da sowohl die Stromkomponente i_d als auch der Feldstrom den Magnetisierungszustand beeinflussen, erhält man einen zusätzlichen Freiheitsgrad. Die wahrscheinlich einfachste Art und Weise der feldorientierten Regelung, die vor allem bei permanent erregten Maschinen sehr populär ist, ist die Regelung mit einem konstanten Sollwert $i_d^*=0$. Bei elektrisch erregten Maschinen kann der Feldstrom nun dazu verwendet werden, den Maschinenfluss auf dem geforderten Wert zu halten. Abbildung 2.10 zeigt beispielsweise die resultierenden Raumzeiger bei zwei verschiedenen Betriebspunkten unter Verwendung dieses Verfahrens.

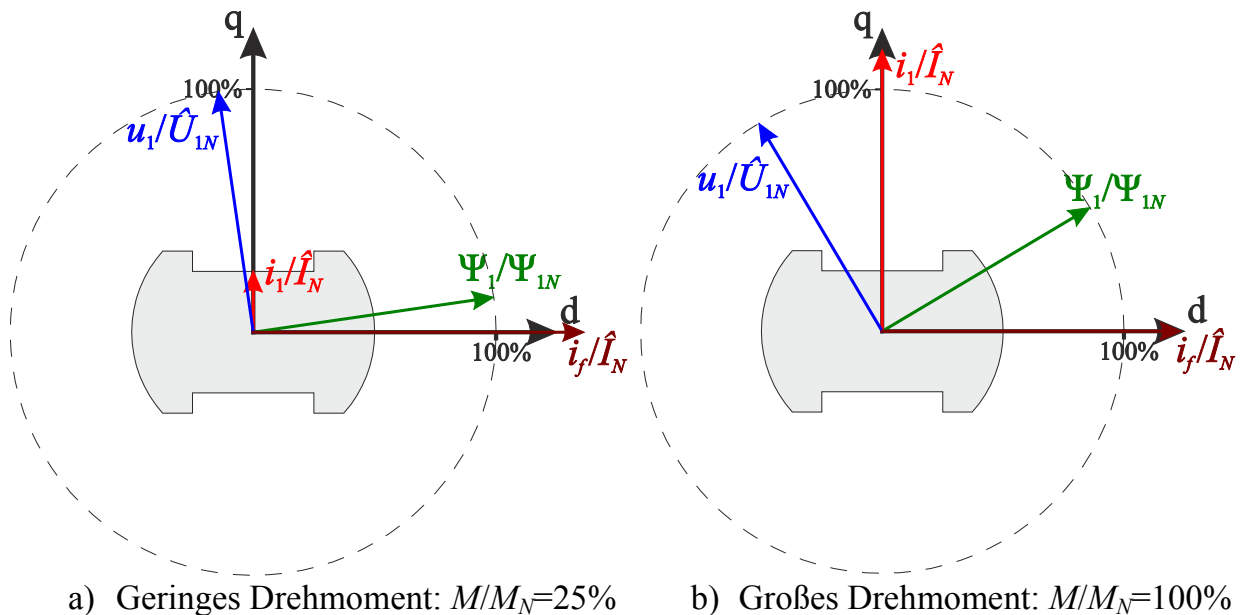


Abbildung 2.10 Maschinengrößen bei Regelung mit $i_d=0$ und $\Psi_1 = \Psi_{1N}$, $n/n_N=100\%$ Maschine 5 (siehe Anhang), Sättigung berücksichtigt

Die Eigenschaft, dass die Hauptinduktivität winkelnunabhängig ist, trifft jedoch nur auf sehr wenige elektrisch erregte Maschinen zu. Des Weiteren ist die Hauptinduktivität stark sättigungsabhängig, sodass die Gleichung (2.31) bei diesen Maschinen nicht mehr angewandt werden kann. Die grundsätzliche Idee, dass das Drehmoment proportional zu der Stromkomponente i_q ist, gilt in diesem Fall nicht mehr.

Abbildung 2.10b zeigt beispielsweise die resultierenden Größen bei der Regelung mit $i_d=0$ für eine Schenkelpolmaschine mit $L_{hd} \neq L_{hq}$. Auffallend ist, dass zur Erzeugung des Nenndrehmoments bereits ein Statorstrom größer als der Nennstrom notwendig ist. Die Maschine wird mit dieser Regelungsstrategie folglich nicht optimal betrieben.

Generell lässt sich sagen, dass dieses Verfahren mit $i_d=0$ vor allem bei Maschinen mit $L_{hd}=L_{hq}$ sinnvoll ist. Insbesondere wird es bei permanenterregten Maschinen eingesetzt.

2.3.2 Feldorientierte Regelung mit $\cos \varphi=1$

Eine für elektrisch erregte Synchronmaschinen bessere Variante der feldorientierten Regelung ergibt sich, wenn die Stromsollwerte nicht im polradfesten dq-Koordinatensystem vorgegeben werden, sondern stattdessen im statorflussfesten Ψt -Koordinatensystem (siehe Abbildung 2.11) [BWW-72], [BM-93], [ISI-07], [JR-11]. Dieses System ist so definiert, dass die Ψ -Achse in die Richtung des Statorflussraumzeigers $\underline{\Psi}_1$ zeigt. Es handelt sich also genau wie bei dem dq-Koordinatensystem um ein mit dem Drehfeld rotierendes System. Die Stromkomponente i_Ψ trägt in diesem System zur Flussbildung bei, während die Stromkomponente i_t proportional zum Drehmoment ist [Stu-10] (Die in der Literatur übliche Notation „f“ der Achse in Statorflussraumzeigerichtung wurde hier nicht übernommen um Verwechslungen mit dem Feldstrom zu vermeiden). Die allgemeingültige Drehmomentgleichung in (2.30) lässt sich unter Verwendung dieses Koordinatensystems wie folgt umschreiben:

$$M = \frac{3p}{2} |\underline{\Psi}_1| \cdot i_t \quad (2.32)$$

Im Gegensatz zu Gleichung (2.31) ist diese Gleichung (2.32) allgemein gültig, das heißt auch während transients Vorgänge.

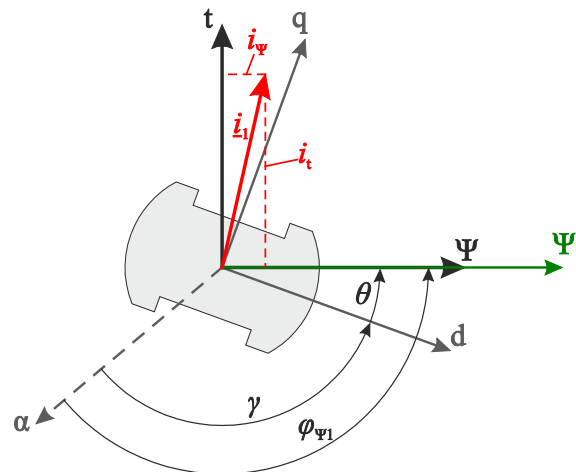


Abbildung 2.11 Statorflussfestes Koordinatensystem

Der Transformationswinkel für dieses Koordinatensystem ist demnach gleich dem Winkel des Statorflussraumzeigers, welcher hier mit φ_{Ψ_1} bezeichnet wird. Dieser kann durch die im nachfolgenden Kapitel 3 vorgestellten Maschinenmodelle ermittelt werden. Der Winkel zwischen der polradfesten d-Achse und dem Statorflussraumzeiger ist der Lastwinkel θ .

$$\theta = \varphi_{\Psi_1} - \gamma \quad (2.33)$$

Der Lastwinkel θ wird in dieser Dissertation demnach durch die Winkeldifferenz des Statorflussraumzeigers $\underline{\Psi}_1$ zum Polrad definiert und nicht, wie in älteren Veröffentlichungen üblich, über die Statorspannung \underline{u}_1 . Somit kann das Drehmoment einerseits mit Hilfe des Lastwinkels errechnet werden, ohne dass es wie bei der klassischen Definition zu einem Fehler aufgrund des vernachlässigten Stator-

widerstandes kommt. Andererseits werden die Probleme im Stillstand umgangen, bei der die induzierte Spannung vollständig verschwindet. Unter praktischen Gesichtspunkten ist der Unterschied im Betrag des Winkels beider Definitionen, zumindest bei höheren Drehgeschwindigkeiten, marginal und verschwindet vollständig, wenn der Statorwiderstand zu null angenommen wird. Weiterhin ergibt sich nach dieser Definition ein positiver Lastwinkel bei positivem Drehmoment.

In diesem Koordinatensystem, kann der Sollwert für i_t demnach direkt über das geforderte Drehmoment ermittelt werden. Der Statorfluss kann genau wie in der vorherigen Variante unter 2.3.1 durch die jeweils andere Komponente des Statorstroms (hier i_ψ) sowie durch den Feldstrom i_f eingestellt werden. Wird nun allerdings die Stromkomponente i_ψ auf null geregelt, so ist der Statorstrom immer senkrecht zum Statorflussraumzeiger, welches gleichbedeutend ist zu einem Betrieb mit einem Grundschiebungsfaktor von $\cos \varphi=1$. Der Feldstrom könnte nun dazu eingesetzt werden um den Betrag des Statorflusses zu regeln.

Diese Art der Regelung hat den Vorteil, dass sowohl der Umrichter als auch die Maschine optimal ausgenutzt werden. Abbildung 2.12 zeigt den Vergleich zwischen der vorherigen Methode mit $i_d=0$ und dieser Methode mit $\cos \varphi=1$, wenn das Nenndrehmoment gefordert wird.

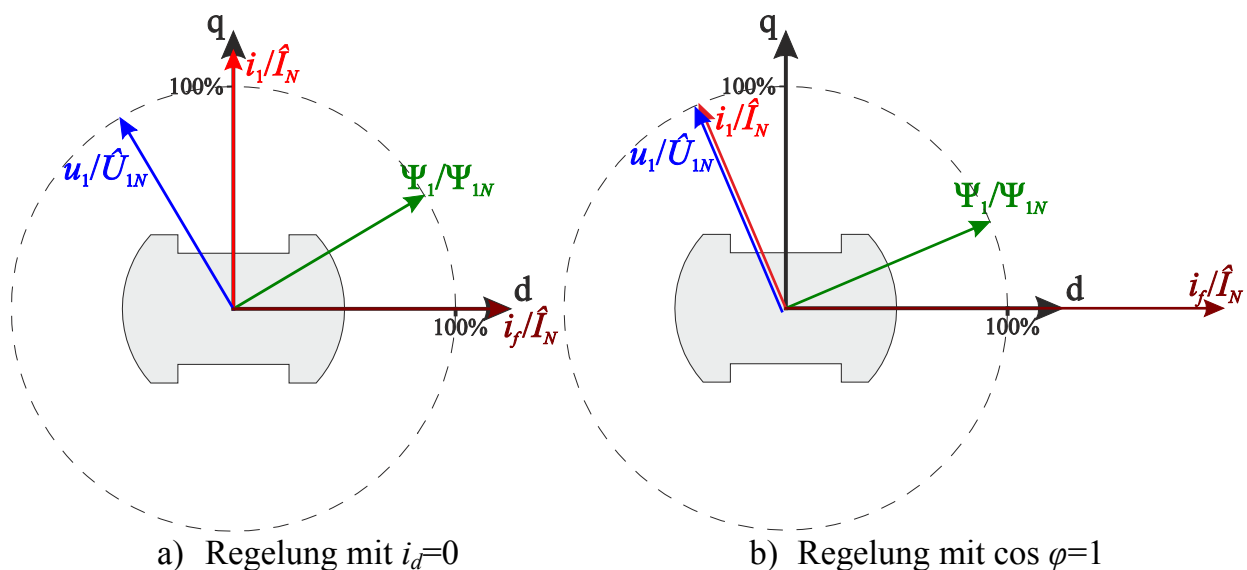


Abbildung 2.12 Vergleich zwischen den beiden Regelverfahren

$M/M_N=100\%$, $n/n_N=100\%$,

Maschine 5 (siehe Anhang), Sättigung berücksichtigt

Offensichtlich stellt sich beim Betrieb mit $\cos \varphi=1$ ein kleinerer Statorstrom ein, welches den Vorzug dieser Methode verdeutlicht. Obwohl der Feldstrom bei dieser Methode deutlich größer ausfällt, sind die gesamten Stromwärmeverluste der Maschine (Statorwicklung und Feldwicklung) häufig ebenfalls geringer als beim Betrieb mit $i_d=0$.

Letztendlich sei noch angemerkt, dass es sich bei der praktischen Implementierung dieses Verfahrens empfiehlt, die jeweiligen Funktionen des Feldstroms i_f und des Stroms i_ψ zu vertauschen: also den Betrag des Flusses durch i_ψ einzustellen, und den Leistungsfaktor durch den Feldstrom zu regeln. Dies liegt daran, dass der Statorstrom

wesentlich dynamischer geregelt werden kann als der Feldstrom. Bei Drehmoment-sprüngen bricht auf dieser Weise der Statorfluss nicht so stark ein, welches wesentlich wichtiger ist, als den Grundswingungsleistungsfaktor konstant zu halten. Im stationären Betrieb stellen sich gleiche Verhältnisse ein.

Des Weiteren sei angemerkt, dass die eigentlichen Stromregler auch nach wie vor im dq-System ausgeführt werden können. Die Sollwerte müssen zwar dementsprechend zwischen beiden rotierenden Systemen umgerechnet werden, dafür können die Stromregler besser auf die unterschiedlichen Maschinenachsen angepasst werden.

2.3.3 Direkte Drehmomentregelung (DTC)

Bei den zuvor behandelten Regelverfahren wird also zunächst der messbare Statorstrom geregelt, wodurch Einfluss auf das Drehmoment und den Statorfluss genommen werden kann. Die direkte Drehmomentregelung (**DTC**, **D**irect **T**orque **C**ontrol) [TO-89] verfolgt allerdings einen anderen Ansatz. Hierbei wird das erzeugte Drehmoment sowie der Statorfluss durch entsprechende Modelle ermittelt und diese Größen nun geregelt. Die entsprechenden Modelle zur Identifikation des Statorflusses werden detailliert im folgenden Kapitel 3 beschrieben. Ist der Statorfluss bekannt, lässt sich das aktuelle Drehmoment auf einfache Weise bestimmen:

$$M = \frac{3p}{2} \operatorname{Im}[\underline{\Psi}_1^k \cdot \underline{i}_1] = \frac{3p}{2} (\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha) \quad (2.34)$$

In der Vergangenheit haben sich verschiedene Varianten der direkten Drehmomentregelung herausgebildet. Der prinzipielle Unterschied ist der, ob für die Regelung ein Modulationsverfahren eingesetzt wird oder ob ein Hystereseregler angewandt wird. In dieser Arbeit wird ausschließlich das klassische und kommerziell eingesetzte Verfahren mit Hystereseregler betrachtet. Weitere Informationen über die Modulatorbasierte DTC-Regelung sind in [CKS-12], [SKR-07] und [XWD-13] zu finden.

Bei der hier betrachteten Variante ohne Modulator muss die Regelung demnach direkt die Schaltzustände der einzelnen Leistungshalbleiter ausgeben. In diesem Abschnitt soll nun die grundsätzliche Wirkungsweise des Verfahrens an einem 2-Punkt-Wechselrichter erläutert werden. Die zwar ähnliche aber etwas komplexere Realisierung dieses Verfahrens für einen 3-Punkt-Wechselrichter kann in [Stu-10] nachgelesen werden. Die Reglerstruktur des DTC-Verfahrens ist in Abbildung 2.13 zu sehen.

Wichtiger Bestandteil der Regelung sind demnach die beiden Hystereseregler für das Drehmoment sowie den Statorfluss als auch die DTC-Auswahltabelle. Der Grundgedanke bei der DTC-Regelung ist der, dass genau der Schaltzustand des Wechselrichters gewählt wird, der für die Reduktion des Fluss- sowie Drehmomentfehlers sorgt.

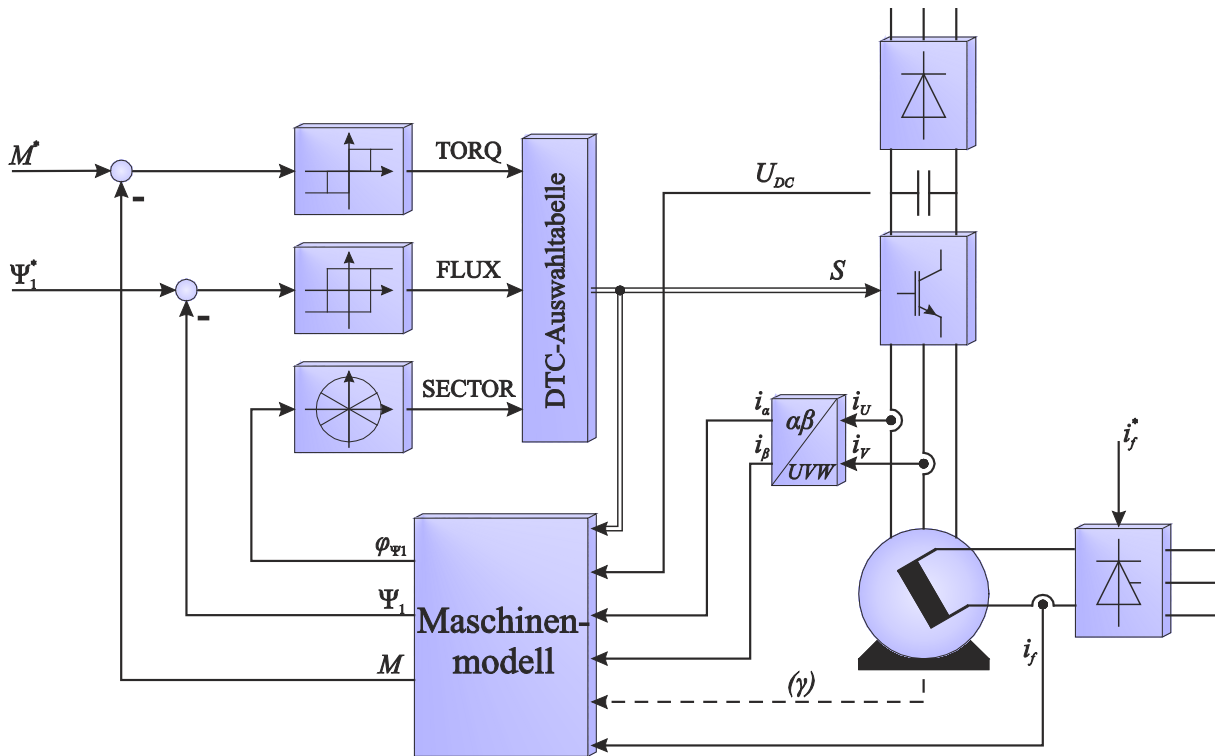


Abbildung 2.13 Struktur der direkten Drehmomentregelung

Formt man die Spannungsgleichung der Statorwicklung in (2.35) um, so erhält man direkt die Beziehung in (2.36), also die Änderung des Statorflussraumzeigers in Abhängigkeit von der Statorspannung. Der Term $R_1 i_1$ ist in der Regel sehr gering, sodass die vereinfachte Aussage getroffen werden kann, dass der Statorflussraumzeiger direkt durch die angelegte Spannung beeinflusst werden kann. Soll der Betrag des Statorflussraumzeigers beispielsweise erhöht werden, so muss folglich der Schaltzustand so gewählt werden, dass der resultierende Statorspannungsraumzeiger in Richtung des Statorflussraumzeigers liegt.

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad (2.35)$$

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \cdot \underline{i}_1 \quad (2.36)$$

Um die Steuervorschrift für das Drehmoment herzuleiten, bedient man sich der Gleichung (2.37), die man durch Umformen aus der bereits oben erwähnten Drehmomentgleichung (2.34) erhält.

$$M = \frac{3p}{2L_{1\sigma}} \operatorname{Im}[\underline{\Psi}_1 \cdot \underline{\Psi}_h^k] = \frac{3p}{2L_{1\sigma}} \Psi_1 \Psi_h \cdot \sin(\varphi_{\Psi_1} - \varphi_{\Psi_h}) \quad (2.37)$$

mit:

φ_{Ψ_1} Winkel zwischen α -Achse und Statorflussraumzeiger

φ_{Ψ_h} Winkel zwischen α -Achse und Hauptflussraumzeiger

Offensichtlich hängt das Drehmoment der Maschine von dem Winkel zwischen dem Stator- und Hauptflussraumzeiger ab. Nun wird angenommen, dass sich der Statorfluss dynamisch durch das Anlegen einer Spannung an die Statorwicklung verändern lässt, während der Hauptfluss aufgrund der Dämpferwicklung relativ träge ist und eher an den Rotor gebunden ist. Demnach lässt sich in guter Näherung sagen, dass der Winkel zwischen beiden Flüssen, und somit das Drehmoment, geändert werden kann, indem der Statorflussraumzeiger gedreht wird. Dies wird erreicht, indem man einen Wechselrichter-Schaltzustand wählt, der einen rechtwinklig zum Statorflussraumzeiger stehenden Spannungsraumzeiger zur Folge hat.

Je nach aktueller Lage des Statorflussraumzeigers beeinflussen die Spannungsraumzeiger der möglichen Schaltzustände demnach entweder das Drehmoment oder den Betrag des Statorflussraumzeigers. Teilt man die Spannungsebene in vier Quadranten abhängig von der Lage des Statorflussraumzeigers auf, so lässt sich für jeden Quadranten angeben, wie der jeweilige Spannungsraumzeiger in diesem Quadrant die beiden Zustände beeinflusst.

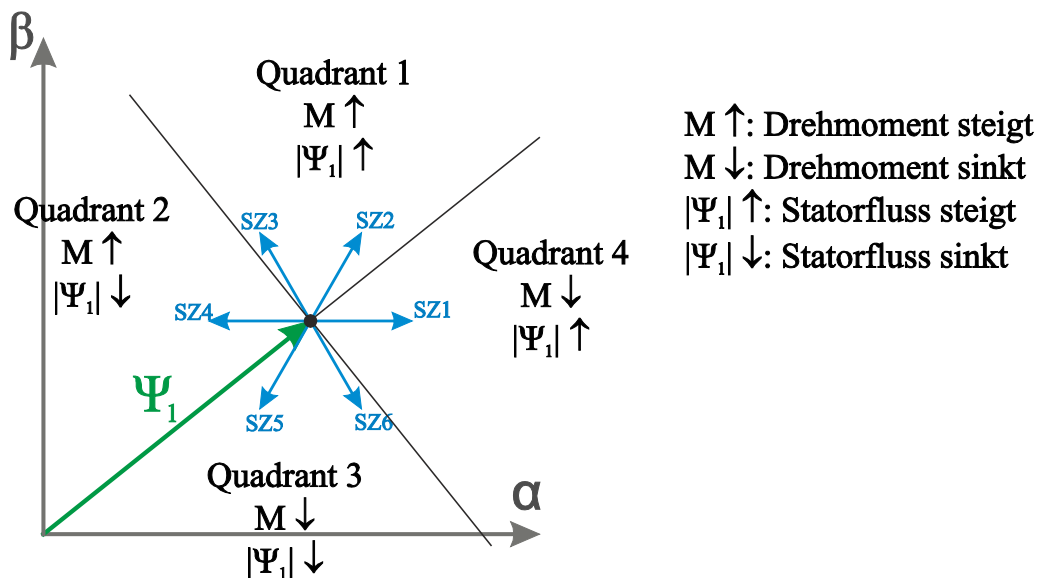


Abbildung 2.14 Beeinflussung des Statorflusses und des Drehmoments durch die verschiedenen Schaltzustände

Nun wird durch die beiden Hystereseregler entschieden, ob ein Schaltzustand zum Erhöhen oder Verringern des Drehmoments oder des Flusses geschaltet werden muss oder ob ein Nullspannungsraumzeiger angelegt wird, der keine bzw. nur eine geringe Änderung des Zustandes bewirkt.

Der Drehmomentregler wird dabei so ausgeführt, dass er die drei Zustände -1, 0 oder +1 in Abhängigkeit der Reglerabweichung annehmen kann (vergleiche Abbildung 2.15a). Der Flussregler kann die Ausgänge +2 und +1 sowie -2 und -1 ausgeben. Seine Struktur ist in Abbildung 2.15b gezeigt. Im Folgenden werden die Bezeichnungen „TORQ“ und „FLUX“ für den Zustand des Drehmoment- bzw. Flussreglers verwendet.

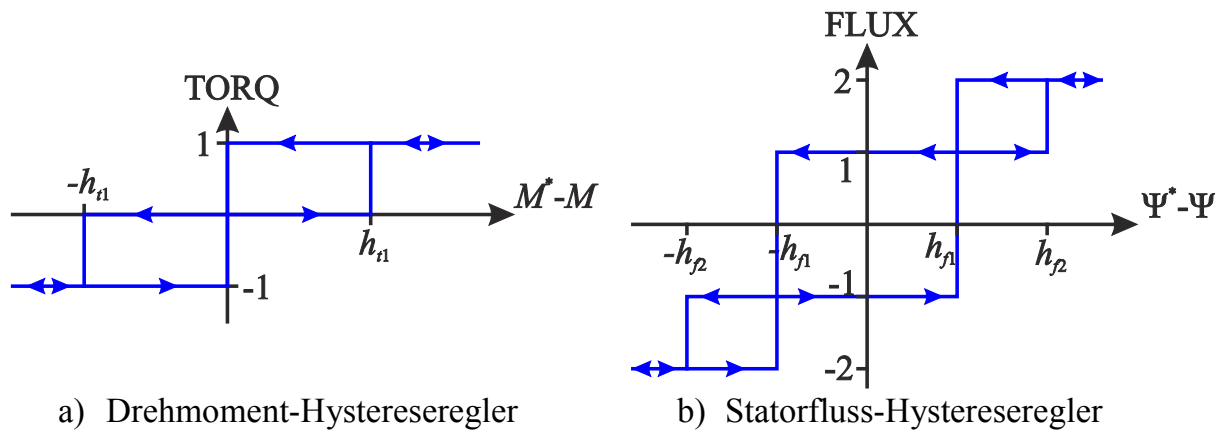


Abbildung 2.15 Hystereseregler

Da der gleiche Wechselrichter-Schaltzustand je nach Lage des Statorflussraumzeigers eine unterschiedliche Auswirkung hat, wird die komplexe Ebene in sechs Sektoren, wie in Abbildung 2.16 dargestellt, aufgeteilt.

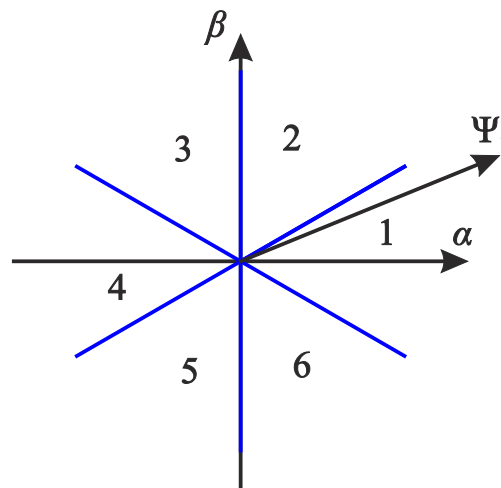


Abbildung 2.16 Einteilung der Raumzeigerebene in Sektoren

Je nachdem in welchem Sektor sich der Statorflussraumzeiger gerade befindet, wird in Abhängigkeit der Ausgänge der beiden Hystereseregler der entsprechende Schaltzustand gewählt.

Tabelle 2.1 zeigt beispielhaft die Auswahl des Schaltzustandes, wenn sich der Statorflussraumzeiger im Sektor 1 befindet. Für alle weiteren Sektoren müssen die aktiven Schaltzustände in der Tabelle angepasst werden. [Stu-10]

TORQ	FLUX	Schaltzustand
0	-1 oder +1	0 oder 7 (+++ oder ---)
0	+2	1 (+--)
0	-2	4 (-++)
+1	>0	2 (++-)
+1	<0	3 (-+-)
-1	>0	6 (+-+)
-1	<0	5 (--+)

Tabelle 2.1: Schaltzustände in Abhängigkeit der Reglerzustände in Sektor 1 [Stu-10]

Die oben beschriebenen Hystereseregler werden digital, beispielweise in einem digitalen Signalprozessor (DSP), ausgeführt. Üblicherweise werden kurze Abtastzeiten (beispielsweise $25\mu\text{s}$) verwendet, welches zu einer schnellen Reaktion der Regler führt.

Durch die beschriebene Reglerstruktur wird demnach sowohl das Drehmoment als auch der Betrag des Statorflussraumzeigers durch Anlegen einer entsprechenden Statorspannung gewährleistet. Der noch übrige Freiheitsgrad, also die Wahl des Feldstroms, wird dazu verwendet, den Grundschiebungsfaktor auf den Wert $\cos \varphi=1$ zu regeln. Im stationären Zustand stellen sich, zumindest bei Betrachtung der Grundschiebungen, die gleichen Verhältnisse wie bei der unter 2.3.2 beschriebenen feldorientierten Regelung mit $\cos \varphi=1$ ein.

Die grundsätzlichen Unterschiede zu der zuvor beschriebenen feldorientierten Regelung lassen sich kurz zusammenfassen:

a) Schaltfrequenz:

Die feldorientierte Regelung stützt sich auf einen Modulator, der üblicherweise eine konstante Schaltfrequenz liefert. Diese Schaltfrequenz ist deutlich im Spektrum der Statorströme sichtbar.

Im Gegensatz dazu, liefern die Hystereseregler der direkten Drehmomentregelung eine variable Schaltfrequenz. Die Hysteresebänder werden allerdings dynamisch an den derzeitigen Betriebszustand der Maschine angepasst, sodass die Schaltfrequenz im Mittel nicht unzulässig hoch wird. Durch die variable Schaltfrequenz enthält der Statorstrom ein Frequenzgemisch.

b) Geregelte Größen:

Die feldorientierte Regelung regelt die direkt messbaren Statorströme um das Drehmoment und den Fluss einzustellen.

Bei der direkten Drehmomentregelung werden die beiden aus Modellen gewonnenen Größen „Drehmoment“ und „Statorflussbetrag“ geregelt. Die Ströme der Maschine stellen sich entsprechend ein.

c) Bezugssystem:

Die Stromregler bei der feldorientierten Regelung, oder zumindest die Stromsollwerte, werden in einem rotierenden Koordinatensystem ausgeführt bzw. vorgegeben. Bei der Variante mit $i_d=0$ wird dafür die Polradlage, bei der Variante mit $\cos \varphi=1$ die Lage des Statorflussraumzeigers, als Transformationswinkel benötigt.

Die direkte Drehmomentregelung wird ausschließlich im statorfesten $\alpha\beta$ -System ausgeführt, wozu demnach kein Transformationswinkel notwendig ist. Allerdings ist die Information des Statorflussraumzeigers notwendig, sodass beide Verfahren demnach auf entsprechende Maschinenmodelle angewiesen sind.

3 Geberloser Betrieb bei hoher Drehgeschwindigkeit

Je nach verwendetem Regelkonzept für die Maschine müssen verschiedene Maschinengrößen bekannt sein. Beispielsweise muss im Fall der direkten Drehmomentregelung der Statorflussraumzeiger bekannt sein. Bei der feldorientierten Regelung ist je nach Bezugssystem der Polradwinkel oder die Winkellage des Statorflussraumzeigers notwendig. Mit Ausnahme des Polradwinkels, der im Fall des Betriebs mit einem Geber mechanisch gemessen werden kann, müssen die Winkellagen der verschiedenen Flüsse aus entsprechenden Maschinenmodellen gewonnen werden. Im geberlosen Betrieb dürfen sich die Modelle dabei lediglich auf die elektrisch messbaren Größen, wie die Ströme und Spannungen, stützen um den magnetischen Fluss zu errechnen.

Letztendlich ist es demnach das verwendete Maschinenmodell, welches die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der geberlosen Regelung bestimmt. Versagt das Maschinenmodell, indem es falsche Informationen zum derzeitigen Maschinenfluss liefert, so kann auch die unterlagerte Drehmoment- und Flussregelung nicht mehr die geforderten Sollwerte einhalten. Bei kleinen Abweichungen der Identifikation zum tatsächlichen Maschinenfluss ergeben sich auch nur kleine Abweichungen vom geforderten Drehmoment und Fluss. Bei größerer Abweichung kann es jedoch auch zur Beschleunigung in die entgegengesetzte Richtung oder zu extremen Drehmomentpendelungen kommen. Es ist demnach entscheidend, die Funktionsweise des Maschinenmodells und insbesondere die zulässigen Betriebsbedingungen für das entsprechende Modell zu kennen. In diesem Kapitel werden nun zunächst die beiden möglichen Modelle zur Berechnung des Maschinenflussraumzeigers anhand der elektrischen Größen beschrieben und ihre Grenzen aufgezeigt.

3.1 Strommodell

Möchte man den magnetischen Fluss bei einer Spule ohne direkte Messung des Magnetfeldes bestimmen, so kann man sich einer der beiden physikalischen Effekte, die den Zusammenhang zwischen den elektrischen Größen und dem magnetischen Fluss beschreiben, bedienen.

Zunächst einmal entsteht durch eine stromdurchflossene Wicklung eine magnetische Durchflutung, welche die Ursache für das Zustandekommen der magnetischen Feldstärke und letztendlich für den magnetischen Fluss in der Spule ist. Vernachlässigt man jegliche Sättigungseffekte, so besteht zwischen dem Strom i_L durch die Wicklung und dem magnetischen Fluss Ψ_L der Wicklung ein proportionaler Zusammenhang mit der Induktivität L als Proportionalitätskonstante (3.1).

$$\Psi_L(t) = L \cdot i_L(t) \tag{3.1}$$

Andererseits bewirkt jede Änderung des magnetischen Flusses durch die Wicklung auch eine induzierte Spannung an der Wicklung (3.2). Durch Integration der induzierten Spannung an der Wicklung (3.3) kann demnach ebenfalls auf den magnetischen Fluss geschlossen werden.

$$u_L(t) = \frac{d\Psi_L(t)}{dt} \quad (3.2)$$

$$\Psi_L(t) = \int u_L(t) dt \quad (3.3)$$

Nun unterscheidet man zwei Modelle, das Strommodell und das Spannungsmodell, je nachdem auf welche Weise der Maschinenfluss bestimmt wird.

Bei dem in diesem Kapitel beschriebenen Strommodell wird der Maschinenfluss nach dem ersten Effekt, also auf Grundlage der Maschinenströme und Induktivitäten, bestimmt. Da die Maschine unterschiedliche Induktivitäten in der d- und q-Achse aufweist wird das Strommodell sinnvollerweise im rotorfesten Koordinatensystem gerechnet. Es müssen demnach die gemessenen Statorströme in das rotorfeste Koordinatensystem umgerechnet werden, wozu die Information der Rotorlage notwendig ist. Ohne weitere Maßnahmen ist bei diesem Modell demnach ein mechanischer Winkelsensor notwendig, sodass dieses Verfahren alleine betrachtet nicht für den geberlosen Betrieb geeignet ist. Es wird jedoch in Kombination mit dem im nachfolgenden beschriebenen Spannungsmodell verwendet, um auch im geberlosen Betrieb zusätzliche Informationen zum Zustand der Maschine zu erhalten.

Das Strommodell arbeitet auf der Grundlage der in Abschnitt 2.2.2 eingeführten Flussgleichungen (2.16)-(2.22) und Spannungsgleichungen für den Dämpferkäfig (2.26)-(2.27). Dabei sind die gemessenen Statorströme, der Feldstrom sowie der Polradwinkel die Eingangsgrößen des Modells. Alle Gleichungen lassen sich auch aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.1 ableiten.

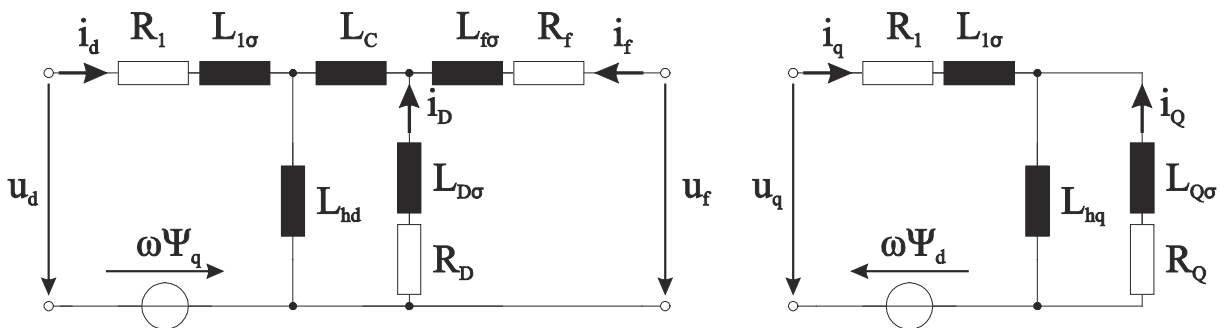


Abbildung 3.1 Ersatzschaltbild der Synchronmaschine

Abbildung 3.2 zeigt das entsprechende Blockschaltbild zu dem Gleichungssystem in 2.2.2.

Der grundsätzliche Vorteil des Strommodells, bezogen auf das im Nachfolgenden beschriebene Spannungsmodell, ist seine Unabhängigkeit von der Maschinendrehgeschwindigkeit bzw. Frequenz. Dies erlaubt die Verwendung des Modells in jedem Drehgeschwindigkeitsbereich, insbesondere im Stillstand. Andererseits ist die Vielzahl an Parametern auffällig, die zur Berechnung des Statorflusses notwendig sind. Hierbei werden bereits sechs der insgesamt sieben Induktivitäten aus dem Ersatzschaltbild sowie die Widerstände der Dämpferwicklung benötigt. Obwohl die Ersatzschaltbilddaten bei größeren Maschinen in der Regel vorhanden und ausreichend präzise sind, können sich insbesondere bei der Hauptinduktivität größere Ungenauigkeiten ergeben, da hierbei die Sättigung der Maschine berücksichtigt werden muss.

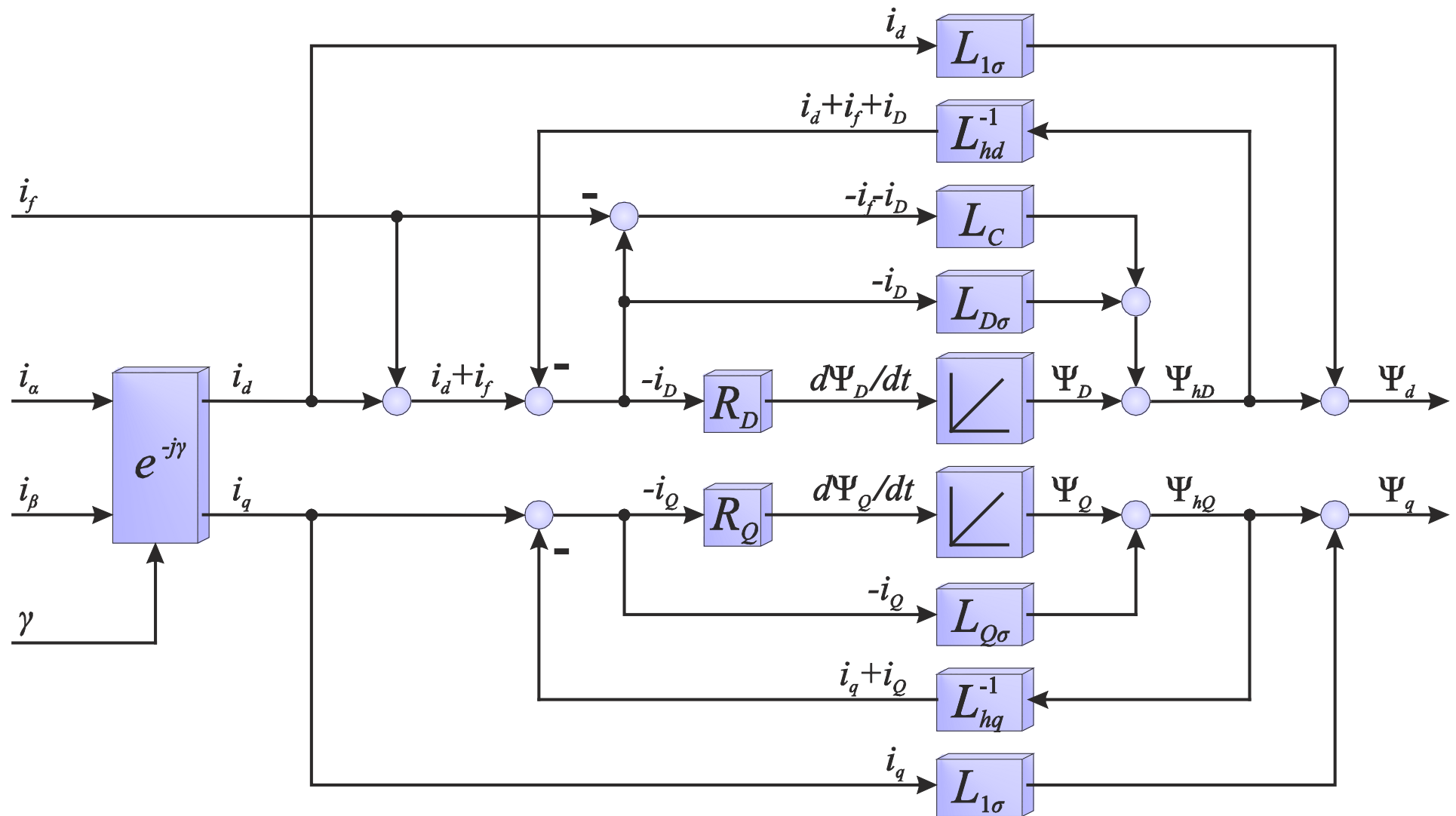


Abbildung 3.2

Blockschaltbild des Strommodells

Die getrennte Darstellung der beiden Komponenten der Hauptinduktivität L_{hd} und L_{hq} im Ersatzschaltbild in Abbildung 3.1 suggeriert zwar eine vollständige Entkopplung beider Achsen, jedoch sättigt die Hauptinduktivität immer als Ganzes und nicht komponentenweise. Eine Erhöhung des Magnetisierungsstroms in nur einer Achse führt demnach zu Sättigungseffekten in beiden Komponenten der Hauptinduktivität, also in beiden Achsen [MW-90]. Um diese Eigenschaft der Maschine im Strommodell zu berücksichtigen, muss sowohl für die Induktivität L_{hd} als auch für L_{hq} jeweils eine maschinenspezifische, zweidimensionale Sättigungstabelle angelegt werden: $L_{hd}(i_{\mu d}, i_{\mu q})$ und $L_{hq}(i_{\mu d}, i_{\mu q})$. Die beiden Magnetisierungsströme $i_{\mu d}$ und $i_{\mu q}$ setzen sich dabei aus den entsprechenden Wicklungsströmen zusammen:

$$i_{\mu d} = i_d + i_f + i_D \quad (3.4)$$

$$i_{\mu q} = i_q + i_Q \quad (3.5)$$

Die Schwierigkeit besteht nun darin, die Werte der beiden zweidimensionalen Sättigungstabellen zu bestimmen. Aus dem Leerlaufversuch der Maschine lässt sich zwar die Induktivität L_{hd} in Abhängigkeit von dem Strom in der d-Achse $i_{\mu d}$ bestimmen, allerdings nur, wenn die q-Achse stromlos ist (Leerlauf). Man erhält also eine Spalte der Sättigungstabelle für die d-Achse: $L_{hd}(i_{\mu d}, i_{\mu q}=0)$. Die anderen Spalten sowie die Sättigungscharakteristik der q-Achse sind messtechnisch schwierig zu ermitteln und werden oftmals nicht vom Hersteller der Maschine mitgeliefert [Kau-99]. In diesen Fällen werden die restlichen Werte der Tabellen mit Standardwerten aus den vorhandenen Messwerten interpoliert. Der aus dem Strommodell berechnete Maschinenfluss kann aus diesem Grund insbesondere bei gesättigter Maschine von dem tatsächlichen Fluss abweichen. Abbildung 3.3 zeigt beispielhaft die Werte der beiden Sättigungstabellen für „Maschine 1“ (siehe Anhang).

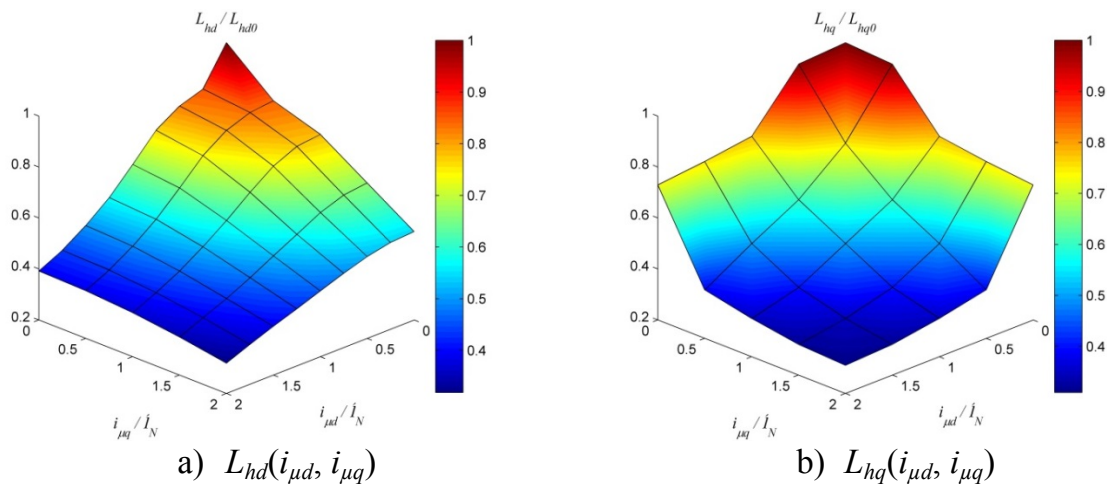


Abbildung 3.3 Sättigungstabelle für das Strommodell

Aufgrund der angesprochenen Problematik gilt das Strommodell als eher ungenau. Deshalb wird die Verwendung dieses Modells so weit wie möglich vermieden. Vielmehr wird das Strommodell bei der elektrisch erregten Synchronmaschine als Korrektur oder Ergänzung zu dem Spannungsmodell eingesetzt. Im Stillstand oder bei langsamer Drehgeschwindigkeit versagt allerdings das Spannungsmodell, sodass sich hier auf das Strommodell gestützt werden muss.

3.2 Spannungsmodell

Wie bereits erwähnt wurde, kann durch die Integration der induzierten Spannung an der Statorwicklung ebenfalls auf den Statorflussraumzeiger geschlossen werden. Jedoch setzt sich die Statorspannung sowohl aus der induzierten Spannung ($d\Psi/dt$) als auch aus dem Spannungsabfall über dem Wicklungswiderstand zusammen (3.6)-(3.7).

$$u_\alpha(t) = R_1 \cdot i_\alpha(t) + \frac{d\Psi_\alpha(t)}{dt} \quad (3.6)$$

$$u_\beta(t) = R_1 \cdot i_\beta(t) + \frac{d\Psi_\beta(t)}{dt} \quad (3.7)$$

Für die Ermittlung des Flusses muss demnach der Spannungsabfall in der Wicklung im Modell berücksichtigt werden, wozu zusätzlich zu der Statorspannung auch der Strom in der Statorwicklung als Eingangsgröße des Spannungsmodells benötigt wird. Das resultierende Blockschaltbild ist in Abbildung 3.4 zu sehen.

Die Struktur des Spannungsmodells scheint zunächst trivial zu sein, da nur der leicht messbare Statorwiderstand als einziger Maschinenparameter notwendig ist, keinerlei Rückkopplungen in dem Modell vorhanden sind und keine Koordinatentransformation durchgeführt wird. Dennoch birgt die offene Integration einige Probleme die in jedem Fall berücksichtigt werden müssen.

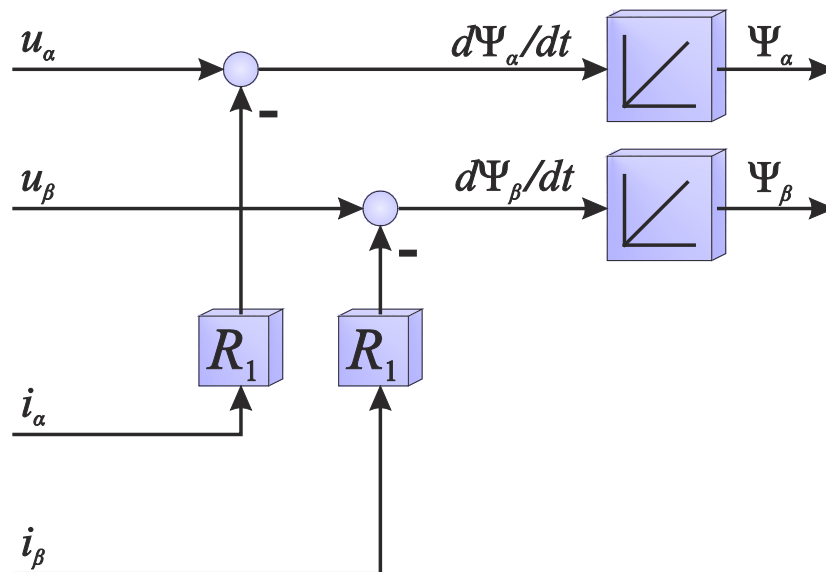


Abbildung 3.4 Blockschaltbild des Spannungsmodells

Für die präzise Bestimmung des Maschinenflusses müssen die induzierten Spannungen ebenfalls sehr exakt bestimmt worden sein. Bei hoher Drehgeschwindigkeit stellt dies kein Problem dar, weil der Flussraumzeiger sich ebenfalls mit hoher Frequenz kontinuierlich dreht. Das bedeutet, dass die Änderung des Flusses, also folglich die induzierte Spannung, sehr groß ist (3.8)-(3.12).

$$\underline{\Psi}_1 = \Psi_1 \cdot e^{j\omega t} \quad (3.8)$$

$$\Psi_\alpha = \Psi_1 \cdot \cos(\omega t) \quad (3.9)$$

$$\Psi_\beta = \Psi_1 \cdot \sin(\omega t) \quad (3.10)$$

$$\frac{d\Psi_\alpha}{dt} = -\omega\Psi_1 \cdot \sin(\omega t) \quad (3.11)$$

$$\frac{d\Psi_\beta}{dt} = \omega\Psi_1 \cdot \cos(\omega t) \quad (3.12)$$

Im Bereich der Nenndrehgeschwindigkeit ist die induzierte Spannung in der Statorwicklung oft um Größenordnungen höher als der Spannungsabfall über dem Wicklungswiderstand, sodass auch bei Vernachlässigung des Spannungsabfalls am Widerstand kaum Ungenauigkeiten in der Flussbestimmung auftreten würden. Anders sieht dies bei äußerst kleiner Drehgeschwindigkeit und insbesondere im Stillstand aus. Vor allem bei großer Belastung und demnach hohem Statorstrom liegt der Spannungsabfall über dem Wicklungswiderstand in derselben Größenordnung wie die nun sehr geringe induzierte Spannung oder übersteigt diese sogar.

Jegliche Ungenauigkeiten im gemessenen Statorstrom, in der Statorspannung oder in dem modellierten Statorwiderstand, führen demnach sofort zu einem ungenauen identifizierten Statorfluss. Da ein integraler Zusammenhang zwischen der Spannung und dem Fluss besteht, können geringfügige Fehler in der Spannung bei den tiefen Frequenzen zu extremen Fehlern im Fluss führen. Im Stillstand spitzt sich dieses Problem zu, da die Änderung des Statorflusses, zumindest auf die Grundschwingung bezogen, verschwindet. Sobald jedoch aufgrund von unvermeidbaren Modellfehlern eine von null verschiedene induzierte Spannung identifiziert wurde, wird der identifizierte Fluss wegdriften.

Letztendlich handelt es sich bei dem hier beschriebenen Problem nicht etwa um ein Software-Problem oder ein Problem der Messtechnik, sondern um die grundsätzliche physikalische Eigenschaft zwischen der induzierten Spannung und dem magnetischem Fluss. Durch eine Erhöhung der Messgenauigkeit und präzisere Modellparameter würde lediglich die Drift des Flusses reduziert, sodass das Modell möglicherweise auch noch bei etwas kleinerer Drehgeschwindigkeit betrieben werden könnte - das grundsätzliche Problem kann dadurch jedoch nicht gelöst werden.

Erfahrungsgemäß kann bei üblichen Antriebskonfigurationen das Spannungsmodell bei einer Maschinendrehgeschwindigkeit von über 3% der Nenndrehgeschwindigkeit dauerhaft sicher betrieben werden. Ein schnelles Durchfahren des niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereichs ist ebenfalls möglich, da die Drift des Flusses relativ langsam vonstattengeht.

Bei der offenen Integration im Spannungsmodell tritt noch ein weiteres Problem auf: Aufgrund von Unzulänglichkeiten der Messtechnik sind die Messsignale von analogen Größen immer geringfügig offset-behaftet. Im Falle des Spannungsmodells werden die induzierten Spannungen jedoch aus gemessenen Größen ermittelt, sodass auch diese offset-behaftet sind. Durch die offene Integration führt dieser Gleichanteil im Signal zu einem kontinuierlichen Anstieg des identifizierten Flusses, sodass dieser auch bei hoher Drehgeschwindigkeit der Maschine wegdriftet (Abbildung 3.5).

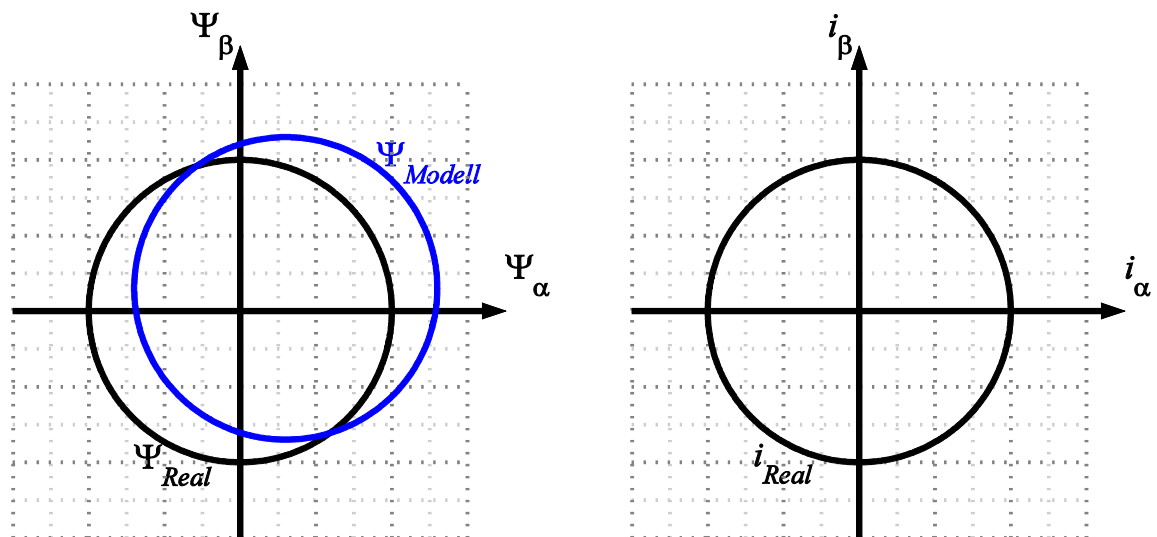


Abbildung 3.5 Flussdrift beim Spannungsmodell ohne Flussregelung

Die in Abbildung 3.5 zu sehende Exzentrizität des identifizierten Flusses Ψ_{Modell} tritt allerdings nur dann auf, wenn der Fluss nicht direkt geregelt wird. Also beispielsweise bei der feldorientierten Regelung, bei denen die Ströme geregelt werden und demnach auf einer Kreisbahn um den Ursprung herum gehalten werden. In diesem Fall liegt auch der Mittelpunkt des tatsächlichen Flusses Ψ_{Real} im Ursprung des Koordinatensystems.

Wird allerdings der Maschinenfluss, oder genauer gesagt, der identifizierte Maschinenfluss Ψ_{Modell} geregelt, so ergibt sich ein grundsätzlich anderes Verhalten. Nun wird der Modellfluss durch die Regelung auf einer Kreisbahn, deren Mittelpunkt im Ursprung liegt, vorgegeben. Die Drift des Spannungsmodells ist dadurch allerdings nicht verschwunden. Die beiden Mittelpunkte der tatsächlichen Flusstrajektorie und die des identifizierten Flusses sind nach wie vor verschoben. Dies hat zur Folge, dass nun der tatsächliche magnetische Fluss exzentrisch ist, welches ebenfalls zu einer Exzentrizität im Statorstrom führt (Abbildung 3.6).

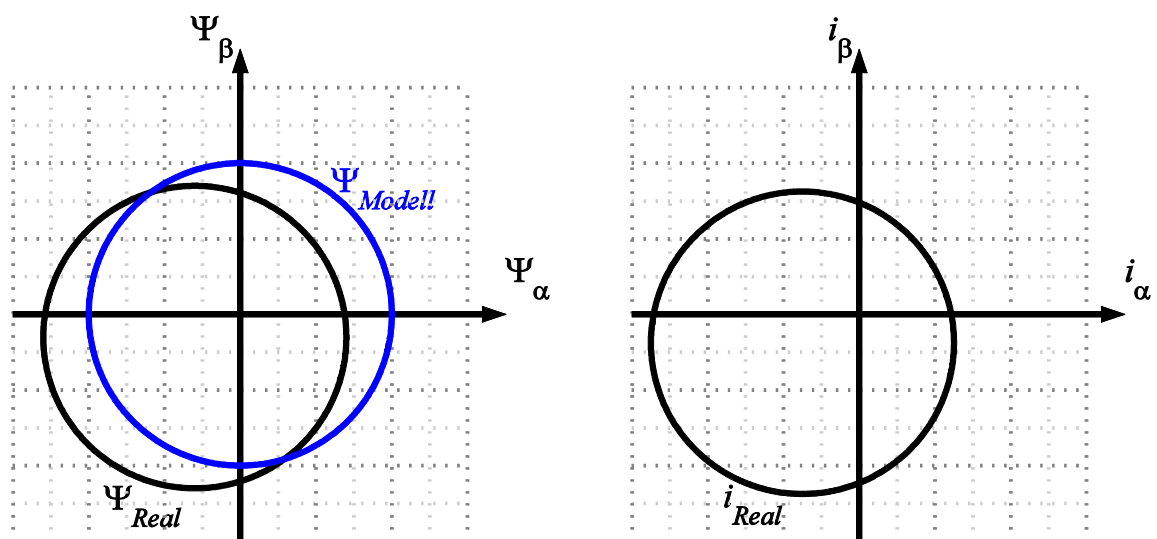


Abbildung 3.6 Flussdrift beim Spannungsmodell mit Flussregelung

In beiden Fällen müssen Maßnahmen gegen die Drift getroffen werden, da die Information aus dem Spannungsmodell ansonsten unbrauchbar ist. Im Folgenden werden nun einige gängige Methoden zur Eliminierung der Drift vorgestellt.

3.2.1 Tiefpassbedämpfung

Eine einfache Möglichkeit die Drift des Integrators zu verhindern ist die Rückführung des Integratorausgangs auf dessen Eingang mittels einer konstanten Verstärkung $1/\tau$ (Abbildung 3.7a). Die so erhaltene Struktur entspricht einem Tiefpass erster Ordnung mit der Zeitkonstanten τ (Abbildung 3.7b).

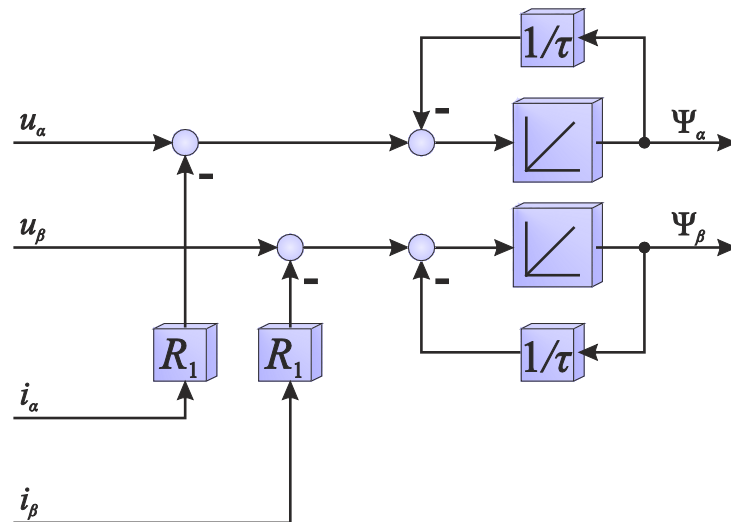
Vergleicht man die Frequenzgänge in Abbildung 3.8 der hier vorgestellten Abwandlung des Spannungsmodells und der Originalversion mit offener Integration, so erkennt man, dass beide Varianten identisches Verhalten für hohe Frequenzen aufweisen. Bei niedrigen Frequenzen, also unterhalb der Knickfrequenz des Tiefpasses, bleibt jedoch eine endliche Verstärkung im Gegensatz zu der Variante mit offener Integration. Dies hat zur Folge, dass ein Spannungs-Offset nicht wie bei der ungedämpften Variante bis unendlich wegdriftet, sondern nur zu einem konstanten Fehler in der Flussbestimmung führt.

Die bleibende Verstärkung bei Frequenz null ist dabei abhängig von der Filterzeitkonstante τ des Tiefpasses. Wird beispielsweise $\tau=1\text{s}$ gewählt (rote Kurve in Abbildung 3.8), so ergibt sich bereits eine Verstärkung bei Frequenz null von $1\text{Vs}/\text{V}$. Demnach führt ein Spannungs-Offset von lediglich 1V zu einem Fehler im Fluss von 1Vs , welches etwa dem Nennfluss bei einer 400V , 50Hz Maschine entspricht. Erlaubt man einen maximalen Winkelfehler des identifizierten Flusses aufgrund der Tiefpassnäherung des Integrators von 10° , so kann das Spannungsmodell bei $\tau=1\text{s}$ nur bei Frequenzen oberhalb von 1Hz betrieben werden, darunter ist der Winkelfehler deutlich größer (vergleiche Abbildung 3.8).

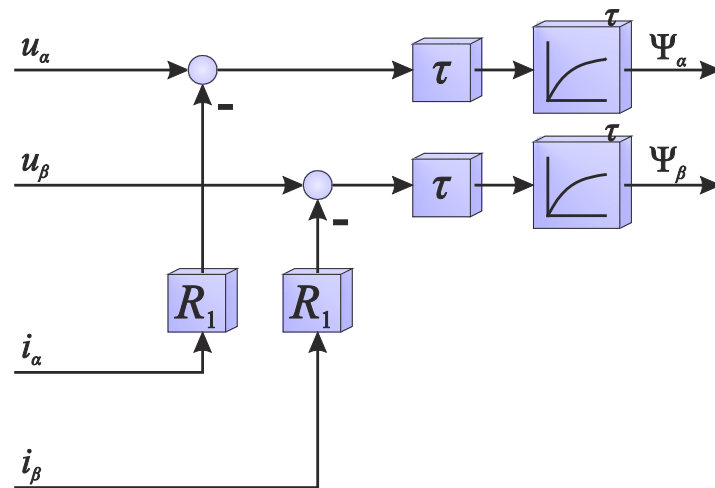
Soll die Offset-Bedämpfung verstärkt werden, so muss die Filterzeitkonstante τ weiter reduziert werden. Bei $\tau=0,1\text{s}$ (grüne Kurve in Abbildung 3.8) ist die Verstärkung bei Frequenz null bereits um den Faktor zehn kleiner als im vorherigen Fall, allerdings kann das Modell nun erst ab Frequenzen oberhalb von 10Hz verwendet werden.

Es muss demnach ein Kompromiss zwischen der minimal zulässigen Frequenz, bzw. Drehgeschwindigkeit des Modells, und der Offset-Bedämpfung gefunden werden.

Es sei angemerkt, dass der durch die Dämpfung entstandene Winkelfehler durch geeignete Methoden in gewissen Grenzen korrigiert werden kann [LGW-07].



a) Rückführung mit konstanter Verstärkung $1/\tau$



b) Äquivalentes Blockschaltbild mit einem Tiefpass anstelle des Integrators

Abbildung 3.7 Blockschaltbild der Tiefpassbedämpfung

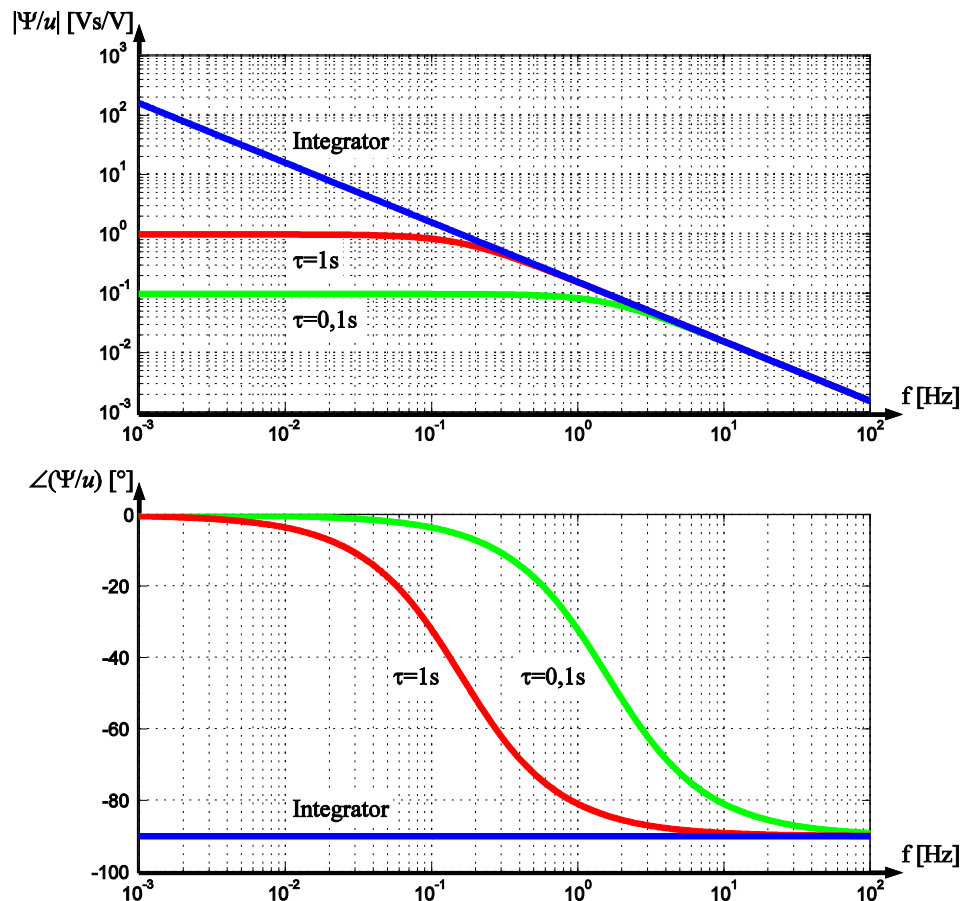


Abbildung 3.8 Frequenzgang der Tiefpassbedämpfung

3.2.2 Bedämpfung durch PI-Regler

Der Nachteil bei der Variante mit Tiefpassbedämpfung kann umgangen werden, wenn statt einer Rückführung mit konstanter Verstärkung eine Rückführung mit Proportional-Integrale-Verhalten (PI) angewandt wird (Abbildung 3.9).

Bei dieser Variante verschwindet die Verstärkung des Modells bei Frequenz null gänzlich, sodass die Eckfrequenz weiter reduziert werden kann (Abbildung 3.10). Nachteilig ist allerdings, dass das nun entstandene System prinzipiell schwingungsfähig ist. Die Wahl der Parameter k_V und T_N sollten demnach mit Bedacht und unter Berücksichtigung der weiteren Zeitkonstanten des Systems gewählt werden.

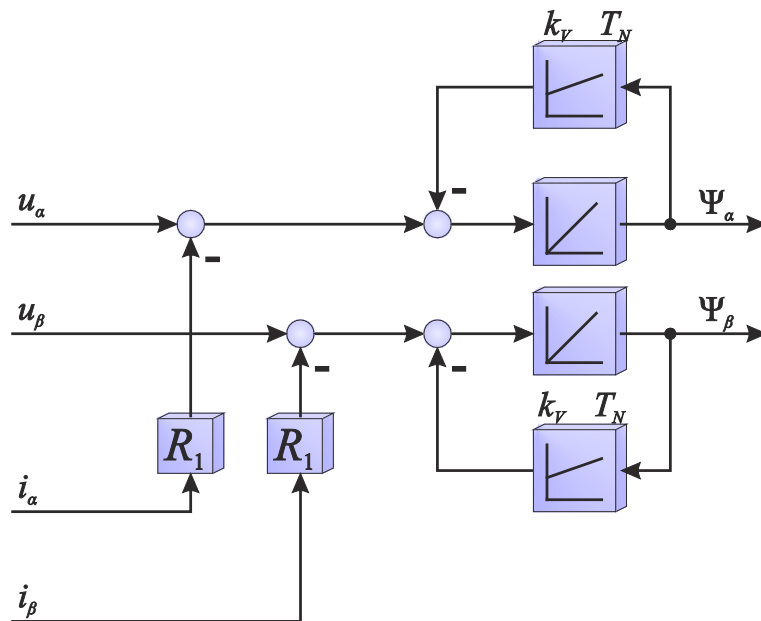


Abbildung 3.9 Blockschaltbild der PI-Bedämpfung

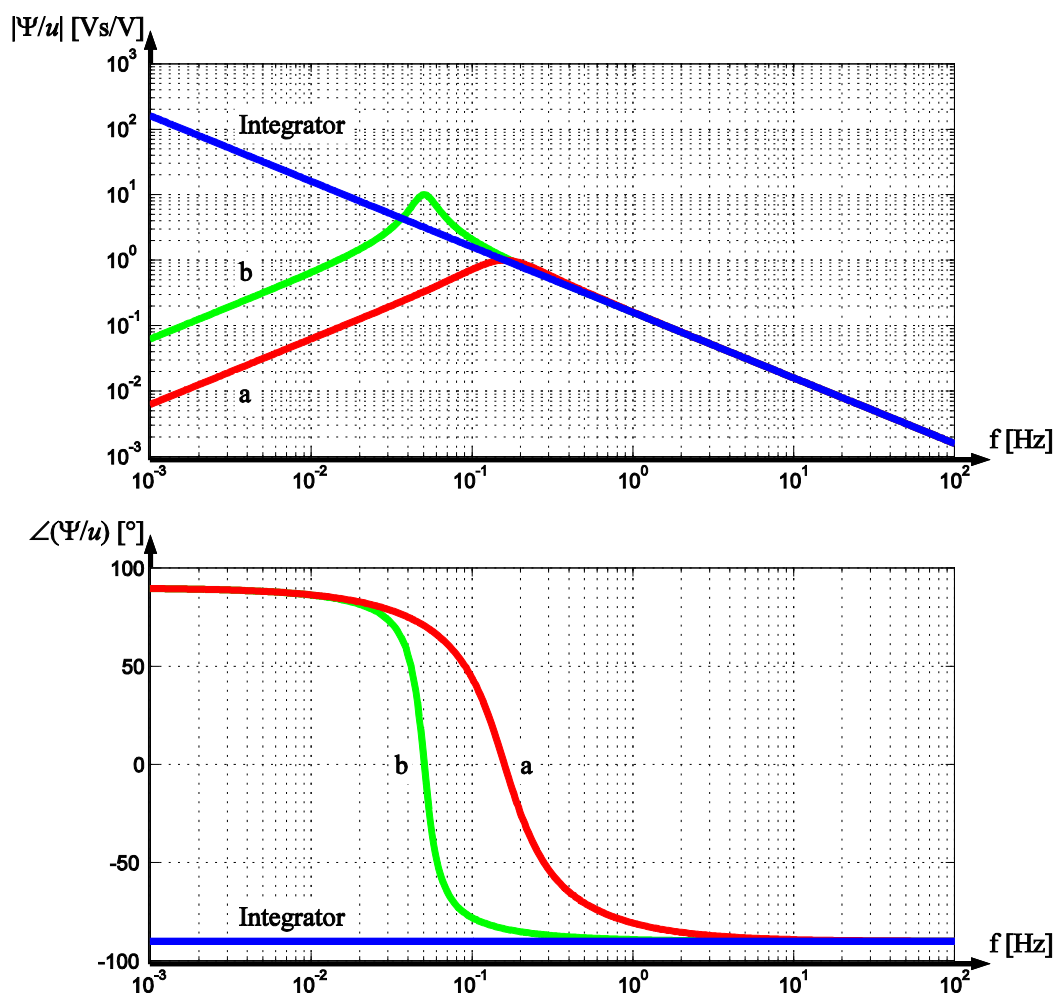


Abbildung 3.10 Frequenzgang der PI-Bedämpfung

- a) $k_V=1,0$ 1/s $T_N=1,0$ s
 b) $k_V=0,1$ 1/s $T_N=1,0$ s

3.2.3 Skalarprodukt-Bedämpfung

Die beiden bisher vorgestellten Verfahren zur Offset-Bedämpfung lassen sich zwar mit den bereits angesprochenen Einschränkungen bei einem Regelverfahren ohne direkte Flussregelung (vergleiche Abbildung 3.5) einsetzen. Sie scheitern allerdings, wenn der Fluss, bzw. der identifizierte Fluss, bereits durch die Regelung auf einer Kreisbahn ohne Exzentrizität gehalten wird (Abbildung 3.6).

Die grundsätzliche Idee bei den bisherigen Verfahren ist nämlich die Exzentrizität des modellierten Statorflussraumzeigers zu eliminieren, jedoch nicht explizit die Drift zwischen realem Fluss und modelliertem Flussraumzeiger zu unterbinden. Der reale Flussraumzeiger würde also nach wie vor wegdriften, während der identifizierte Flussraumzeiger zentriert bleibt.

Um das Spannungsmodell auch bei einem Regelverfahren, das die Flüsse vorgibt, einsetzen zu können, müssen für die Bedämpfung des Modells weitere Größen mit berücksichtigt werden. Es liegt nahe, die ohnehin für die Regelung gemessenen Ströme der Statorwicklung zu verwenden, da diese mit dem realen Fluss der Maschine gekoppelt sind. Liegt Exzentrizität bei dem Statorflussraumzeiger vor, so wird auch der gemessene Statorstromraumzeiger exzentrisch sein (Abbildung 3.6). Die Information über den Mittelpunkt der Trajektorie des Statorstromraumzeigers kann also für die Korrektur des Spannungsmodells verwendet werden.

In [Nie-99] wird ein Verfahren vorgestellt, dass zunächst das Skalarprodukt p_{Ψ_i} des geschätzten Statorflussraumzeigers $\underline{\Psi}_{Modell}$ und des Statorstromraumzeigers \underline{i}_l berechnet (3.13).

$$p_{\Psi_i} = \Psi_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + \Psi_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad (3.13)$$

Weiterhin wird der tiefpassgefilterte Wert des Skalarproduktes $p_{\Psi_i,flt}$ benötigt. Die Filterzeitkonstante des Tiefpassfilters τ muss dabei deutlich größer als die Periodendauer des Drehfeldes sein. In Abbildung 3.11 ist die Winkelabhängigkeit des Skalarproduktes p_{Ψ_i} zu sehen. Bei symmetrischen Strömen ergibt sich ein konstantes Skalarprodukt.

Die beiden Korrekturfaktoren für das Spannungsmodell $k_{\Psi_{\alpha}}$ und $k_{\Psi_{\beta}}$ können nach folgender Beziehung ermittelt werden:

$$k_{\Psi_{\alpha}} = k_{\Psi} \left(p_{\Psi_i} - p_{\Psi_i,flt} \right) \Psi_{\alpha} \quad (3.14)$$

$$k_{\Psi_{\beta}} = k_{\Psi} \left(p_{\Psi_i} - p_{\Psi_i,flt} \right) \Psi_{\beta} \quad (3.15)$$

mit:

k_{Ψ} Faktor für die Dämpfung

Die Korrekturfaktoren werden, wie in dem entsprechenden Blockschaltbild in Abbildung 3.12, auf die induzierten Spannungen vor der offenen Integration addiert.

In dem Beispiel in Abbildung 3.11 ergeben sich im Mittel negative Korrekturfaktoren $k_{\Psi_{\alpha}}$ und $k_{\Psi_{\beta}}$, sodass der Modellfluss in Richtung des 3. Quadranten, also in Richtung des realen Statorflusses, korrigiert wird. Durch die Statorflussregelung werden

allerdings sofort entsprechende Spannungen an die Maschine gelegt, die der Korrektur des Modells entgegenwirken, um den Modellfluss auf der geforderten Trajektorie zu halten. Der Modellfluss wird sich durch die Korrektur demnach nicht ändern, allerdings wird der reale Fluss sich dem Modellfluss annähern, bis beide schließlich identisch sind. Bei symmetrischem Statorfluss sind letztlich auch die Statorströme symmetrisch, sodass die Korrekturfaktoren $k_{\Psi\alpha}$ und $k_{\Psi\beta}$ idealerweise zu null werden.

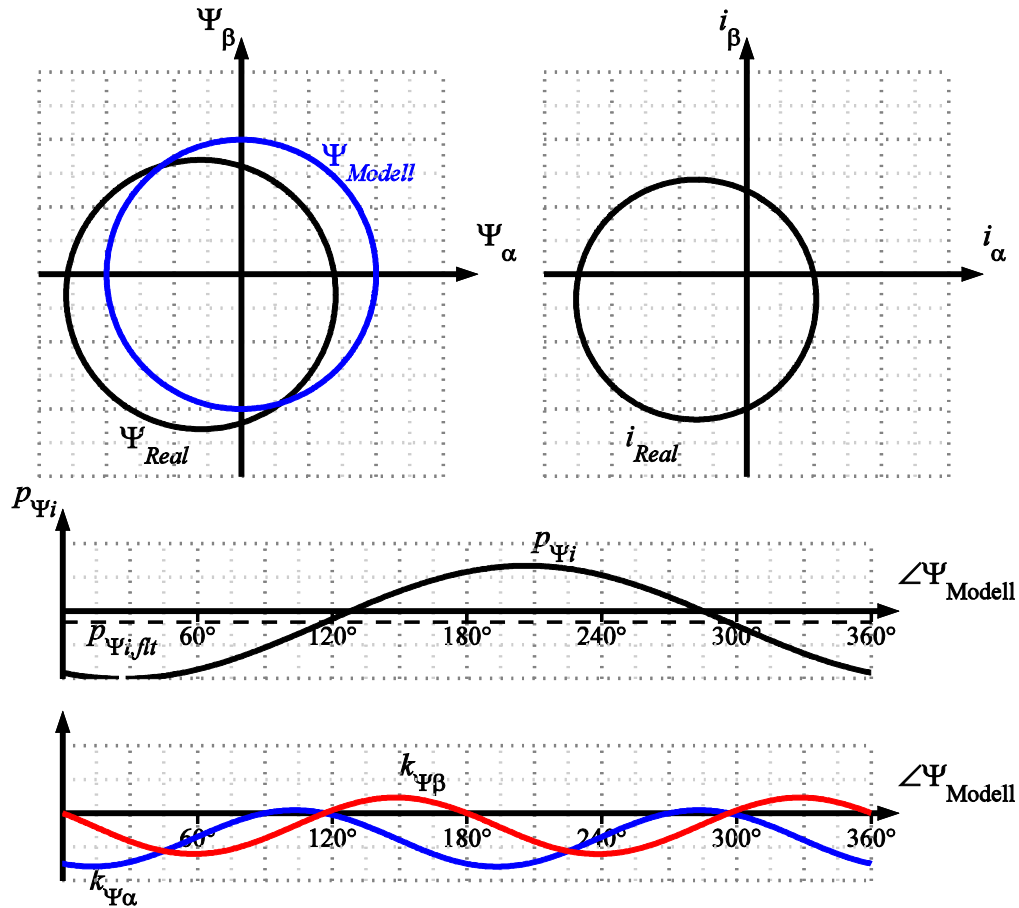


Abbildung 3.11 Winkelabhängigkeit des Skalarproduktes

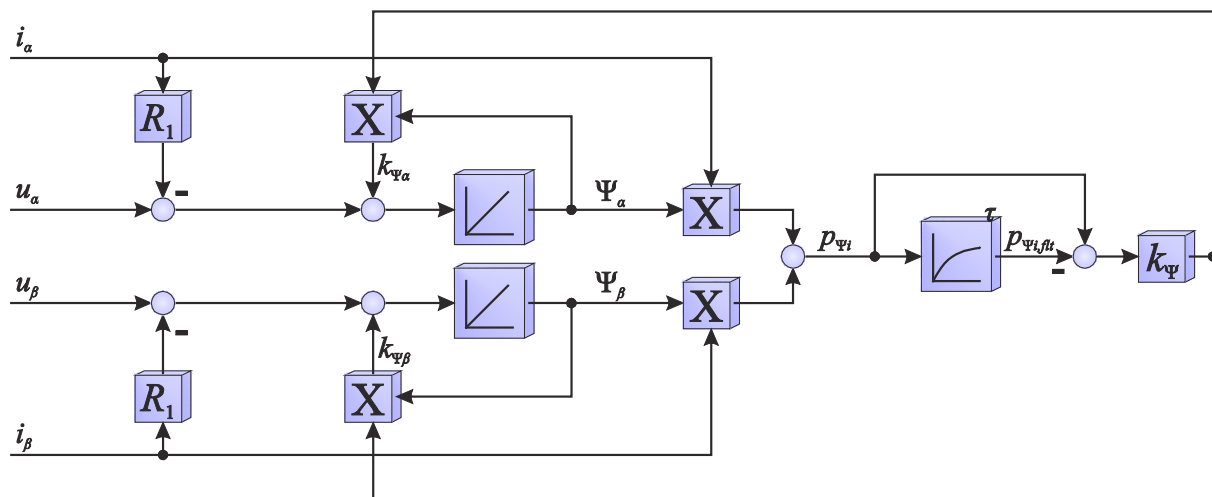


Abbildung 3.12 Blockschaltbild der Skalarprodukt-Bedämpfung

3.2.4 Bedämpfung durch das Strommodell

Eine besonders komfortable Lösung die Offset-Drift des Spannungsmodells zu eliminieren besteht darin, den identifizierten Statorfluss des Spannungsmodells mit demjenigen des Strommodells zu vergleichen und entsprechend zu korrigieren (Abbildung 3.13) [Kau-99], [Nie-99]. Da beim Strommodell keinerlei Drift auftritt, wird der vom Spannungsmodell identifizierte Flussraumzeiger an den driftfreien Flussraumzeiger aus dem Strommodell angenähert.

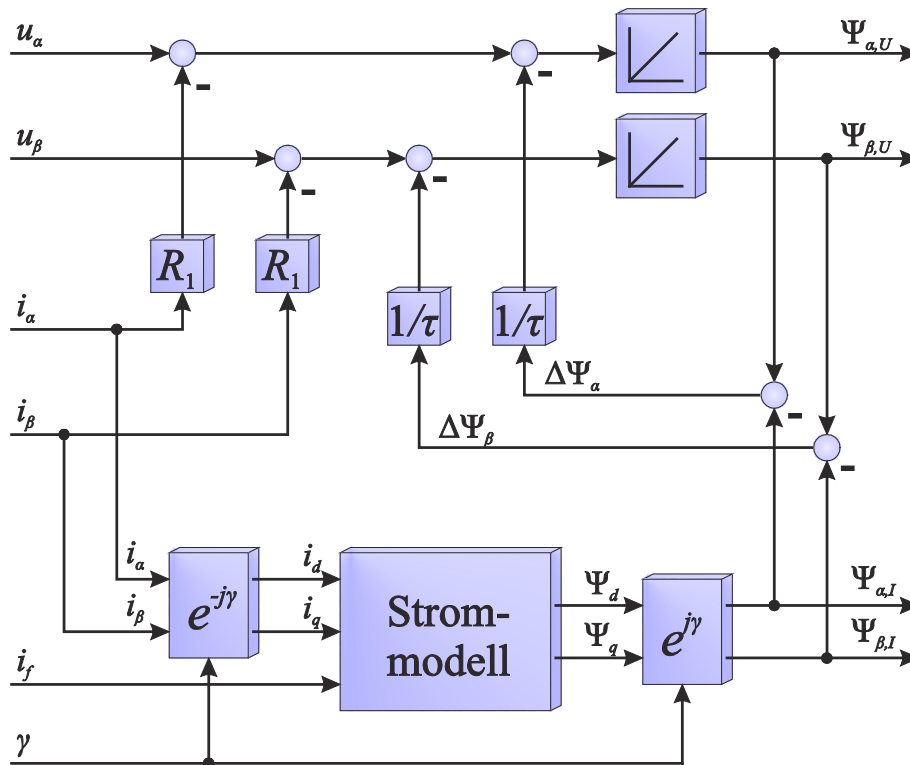
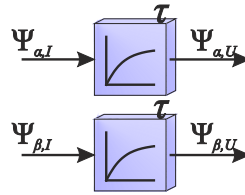


Abbildung 3.13 Offset-Eliminierung durch das Strommodell

Bei den ersten beiden vorgestellten Varianten zur Offset-Bedämpfung (Abschnitt 3.2.1 und 3.2.2) verschwindet der identifizierte Fluss bei Drehgeschwindigkeit null. Bei der Variante mit Skalarprodukt-Bedämpfung versagt die Offset-Eliminierung, da der Momentanwert und der gefilterte Wert des Skalarprodukts im Stillstand gleich sind (Abschnitt 3.2.3).

Die hier eingeführte Variante der Offset-Bedämpfung hat nun den entscheidenden Vorteil, dass bei nicht vorhandener induzierter Spannung (Stillstand) der identifizierte Fluss weder wegdriftet (offene Integration), noch zu null wird, sondern sich dem aus dem Strommodell errechneten Fluss annähert. Für den Sonderfall, dass keine induzierten Spannungen vorhanden sind ($\underline{u}_1 - R_1 \dot{\underline{i}}_1 = 0$), lässt sich das Blockschaltbild in Abbildung 3.13 in eine simple Tiefpassstruktur zwischen berechneten Fluss aus dem Strom- und Spannungsmodell umschreiben:

Abbildung 3.14 Resultierendes Blockschaltbild für $\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 = 0$

Der Fluss aus dem kompensierten Spannungsmodell kann demnach in jedem Betriebszustand der Maschine verwendet werden, wobei bei sehr kleiner Drehgeschwindigkeit das Strommodell den größten Einfluss auf den identifizierten Fluss hat. Ein Umschalten zwischen verschiedenen Modellen ist bei dieser Variante nicht erforderlich - gegebenenfalls kann jedoch die Filterzeitkonstante τ an den Betriebszustand der Maschine angepasst werden [Kau-99].

Ein vermeintlicher Nachteil bei dieser Art der Offset-Bedämpfung scheint die Notwendigkeit des Polradwinkels zu sein, der für die Berechnung des Strommodells zwingend erforderlich ist. Ohne weitere Maßnahmen ist demnach ein Geber für dieses Modell notwendig. Wie allerdings im nachfolgenden Abschnitt beschrieben wird, lässt sich auch aus dem vom Spannungsmodell ohne Geberinformation erhaltenen Statorfluss auf den Polradwinkel schließen. Dies erlaubt die Verwendung dieser Art der Spannungsmodellkorrektur auch ohne Geber (siehe 3.3.1).

3.3 Geberlose Bestimmung des Polradwinkels

Fasst man den vorherigen Abschnitt zusammen, so lässt sich folgende wichtige Information festhalten: Unter der Verwendung des Spannungsmodells kann der Statorflussraumzeiger $\underline{\Psi}_1$ der Maschine ohne Geber identifiziert werden, solange die Drehgeschwindigkeit der Maschine oberhalb eines Mindestwertes liegt (z.B. 3% der Nenn Drehgeschwindigkeit) oder nur kurzzeitig im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich verweilt. Ein dauerhafter Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit ist mit der ausschließlichen Verwendung des Spannungsmodells nicht möglich.

Somit lassen sich bereits einige der in Kapitel 2 beschriebenen Regelverfahren, und zwar diejenigen, die die Information des Statorflussraumzeigers benötigen, zumindest bei höherer Drehgeschwindigkeit ohne Geber betreiben.

Da die Statorstreuinduktivität $L_{1\sigma}$ nicht vom Winkel abhängt, lässt sich durch die Strom-Fluss-Beziehung auch direkt auf den Hauptflussraumzeiger $\underline{\Psi}_h$ schließen:

$$\Psi_{h\alpha} = \Psi_{\alpha} - L_{1\sigma} \cdot i_{\alpha} \quad (3.16)$$

$$\Psi_{h\beta} = \Psi_{\beta} - L_{1\sigma} \cdot i_{\beta} \quad (3.17)$$

Die Bestimmung weiterer Maschinenflüsse oder sogar des Polradwinkels ist jedoch schwieriger, da hierbei die winkelabhängigen Induktivitäten berücksichtigt werden müssten oder sinnvollerweise in rotorfesten dq-Koordinaten gerechnet werden müsste. Da der Polradwinkel jedoch nicht bekannt ist, lässt sich dieses Problem nicht analytisch lösen. Im Folgenden werden nun einige gebräuchliche Methoden zur

geberlosen Bestimmung der Polradlage vorgestellt. Ist die Polradlage bekannt, lassen sich mit Hilfe des Strommodells auch alle weiteren Maschinenflüsse ausrechnen.

3.3.1 Model Reference Adaptive System (MRAS)

Bei dem sogenannten „Model Reference Adaptive System“ (MRAS) handelt es sich im Prinzip um einen Anpassungsmechanismus der einen oder mehrere Parameter eines anzupassenden Modells soweit verändert, bis das anzupassende Modell die gleichen Ergebnisse wie ein Referenzmodell liefert (Abbildung 3.15). Wenn beide Modelle die gleichen Ergebnisse erzielen, wird davon ausgegangen, dass der so angepasste Parameter der Realität entspricht.

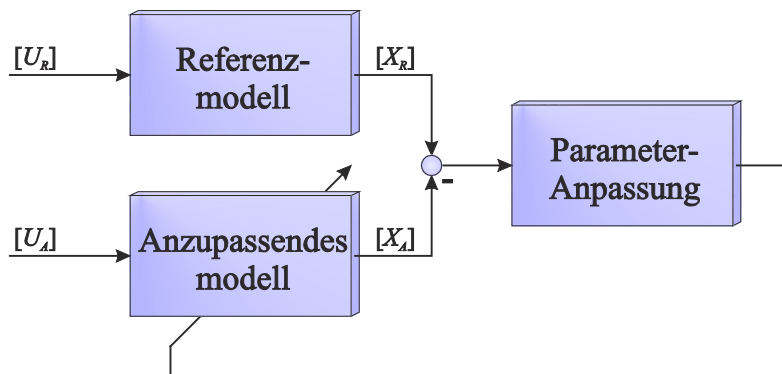


Abbildung 3.15 Prinzipielle Struktur eines Model Reference Adaptive Systems

Hierbei sind $[U_R]$ und $[U_A]$ die Vektoren der Eingangsgrößen des Referenz- bzw. des anzupassenden Modells. $[X_R]$ und $[X_A]$ sind dementsprechend die Vektoren der Ausgangsgrößen der beiden Modelle.

In dem konkreten Fall der geberlosen Bestimmung der Polradlage wird das Spannungsmodell als Referenzmodell verwendet und der Parameter „identifizierter Polradwinkel γ_i “ soweit angepasst, bis das anzupassende Strommodell die gleiche Richtung des Statorflussraumzeigers $\varphi_{\Psi_{1,I}}$ wie das Spannungsmodell ($\varphi_{\Psi_{1,U}}$) liefert. Das resultierende Blockschaltbild ist in Abbildung 3.16 zu sehen.

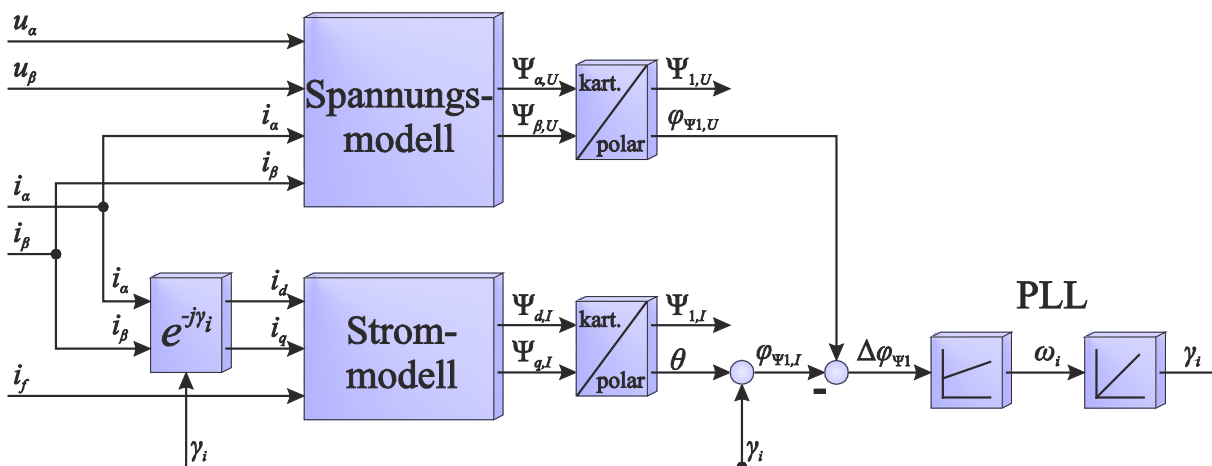


Abbildung 3.16 Geberlose Erfassung der Polradlage mittels MRAS

Die Synchronisation der beiden Winkel der Statorflussraumzeiger erfolgt über einen Phasenregelkreis (Phase Locked Loop, PLL). Die identifizierte elektrische Winkelgeschwindigkeit des Polrades ω_i ist durch die verwendete Struktur ebenfalls direkt zugänglich.

Es sei angemerkt, dass bei dieser Variante lediglich die beiden Winkel $\varphi_{\Psi_{1,U}}$ und $\varphi_{\Psi_{1,I}}$ der jeweils identifizierten Statorflussraumzeiger synchronisiert werden, nicht jedoch die Beträge der Flussraumzeiger.

Ein interessanter Aspekt bei der in Abbildung 3.16 gezeigten Methode ist der, dass zusätzlich das zuvor unter Abschnitt 3.2.4 vorgestellte Verfahren der Spannungsmodellkorrektur durch das Strommodell angewandt werden kann. Dadurch werden letztlich jeweils die Vorteile des einen Modells verwendet um das andere zu korrigieren. Der Polradwinkel des Strommodells wird demnach durch das Spannungsmodell vorgegeben und gleichzeitig die Drift des Spannungsmodells durch das Strommodell unterbunden. Das resultierende Blockschaltbild dieser Anordnung ist in Abbildung 3.18 zu sehen (vergleiche 3.2.4).

Bei dieser Methode wird die Polradlage also genau so gewählt, dass die beiden Winkel der identifizierten Statorflussraumzeiger, nämlich einmal durch das Strommodell und einmal durch das Spannungsmodell ermittelt, identisch werden.

Es kann demnach nur der Betrag des Statorflusses des Spannungsmodells korrigiert werden, nicht jedoch der Winkel. Der identifizierte Winkel des Flussraumzeigers kann aber, insbesondere bei sehr kleiner Drehgeschwindigkeit, vom tatsächlichen Winkel abweichen. Dennoch erweist sich diese Art der Spannungsmodellkorrektur besonders bei Regelverfahren, die den Fluss vorgeben, als vorteilhaft. Da der identifizierte Flussbetrag nicht wegdriftet, wird der Flussregler keine exzessiven Spannungen verlangen, um die Flussdrift zu kompensieren. Dies führt in der Regel zu einer Überstromabschaltung des Umrichters.

Dass der identifizierte Fluss nicht ins Unendliche weg driftet, bedeutet jedoch nicht, dass dieser im Stillstand richtig mit dieser Methode identifiziert wurde, da der Winkelfehler des Spannungsmodells nicht korrigiert werden kann.

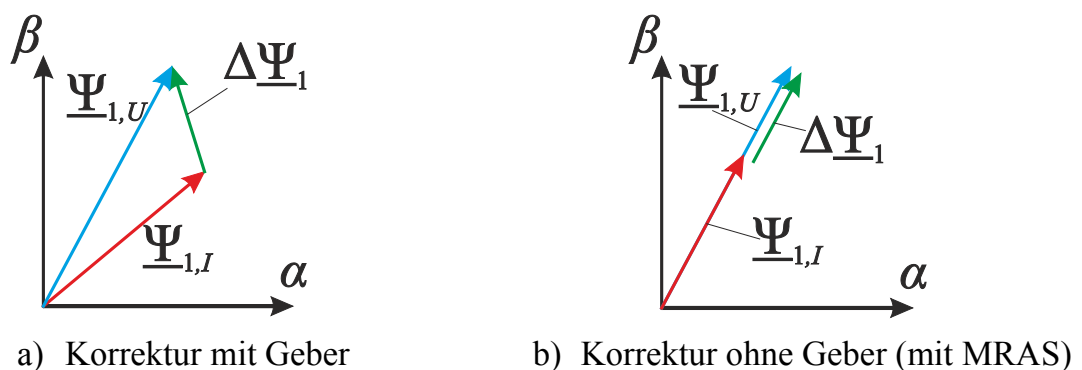


Abbildung 3.17 Korrektur des Spannungsmodells durch das Strommodell

Abbildung 3.17 zeigt nochmals die Korrektur des Spannungsmodells für die beiden Fälle, dass der Polradwinkel mit Geber (a) oder ohne Geber (b) bestimmt wurde. Im Fall (a) (vergleiche 3.2.4) wird demnach sowohl der Winkel als auch der Betrag des Spannungsmodells korrigiert, während im Fall (b) (mit MRAS) ausschließlich der Betrag angepasst wird.

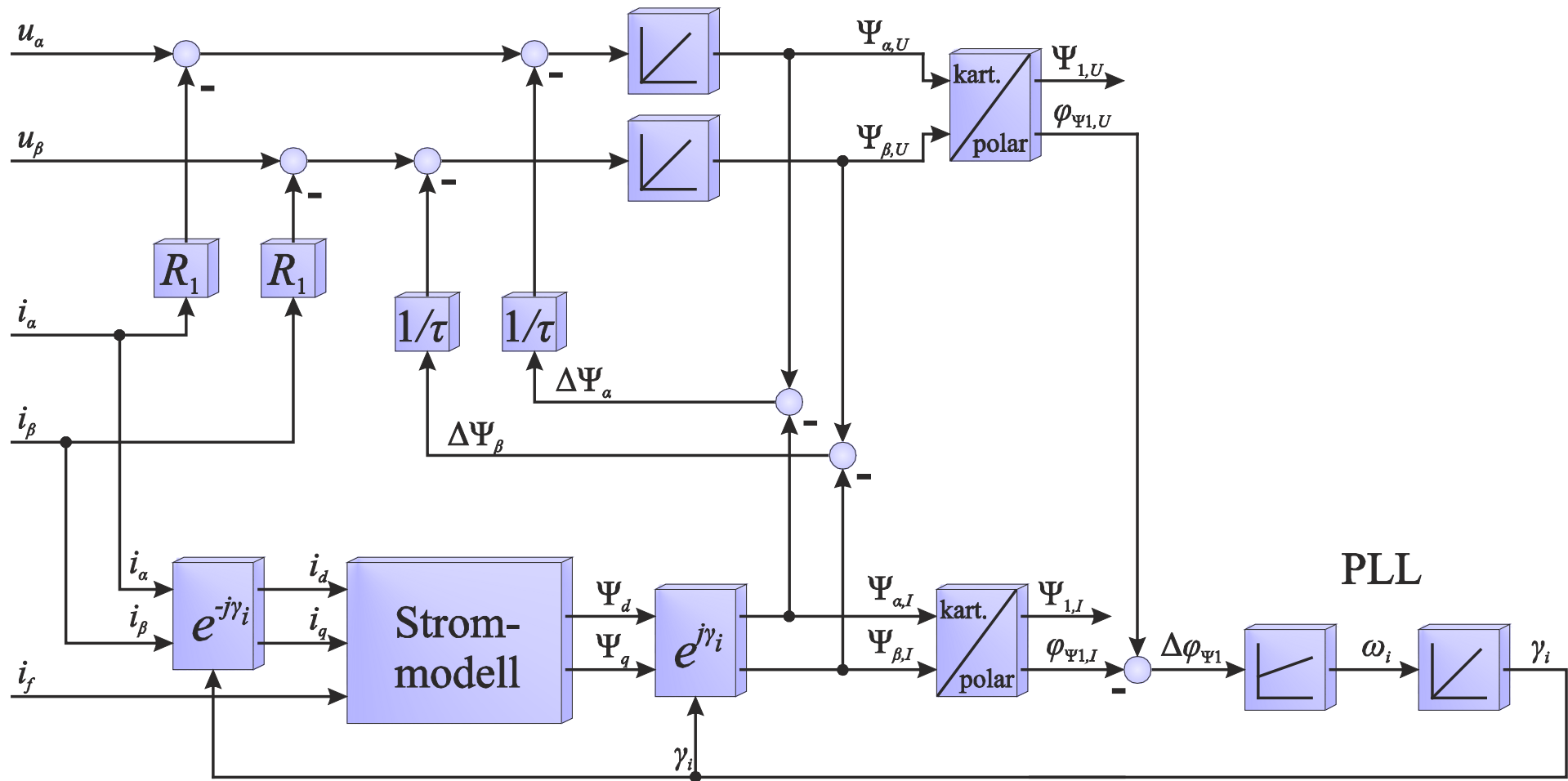


Abbildung 3.18

Model Reference Adaptive System (MRAS) mit Korrektur des Spannungsmodells

Ein ähnliches Verfahren, welches anstelle der PLL eine direkte Berechnung der Rotorposition durchführt, jedoch nur für Maschinen ohne Dämpferwicklung geeignet ist, wurde in [RLP-14] beschrieben.

3.3.2 Beobachter

Neben der zuvor vorgestellten Variante zur geberlosen Erfassung der Polradlage mittels MRAS gibt es noch weitere Verfahren wie zum Beispiel die Ermittlung der Polradlage mittels eines Beobachters. Im Gegensatz zu dem MRAS, bei dem ein Vergleich zwischen zwei Modellen zugrunde liegt, wird bei Beobachterstrukturen ein Maschinenmodell mit den realen Ausgangsdaten der Maschine verglichen und entsprechend angepasst [Lun-12]. Der Grundgedanke dabei ist folgender: Liefert das Modell bei gleichen Eingangsgrößen $[U]$ wie das reale System auch die gleichen Ausgangsgrößen $[Y_R]$ und $[Y_M]$, so müssen auch die anderen, nicht messbaren, Zustände mit der Realität übereinstimmen.

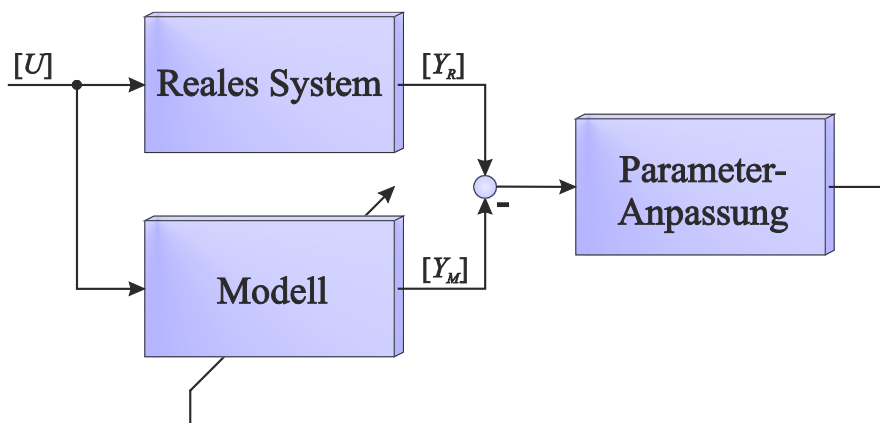


Abbildung 3.19 Prinzipielle Struktur eines Beobachters

Das Modell sollte sinnvollerweise so gewählt werden, dass dessen Ausgangsgrößen im realen System als Vergleich gemessen werden können. In der Regel werden deshalb die Statorspannungen als Eingangsgrößen definiert und die Statorströme als Ausgangsgrößen des Modells gewählt. Die Zustandsvariablen können nun die Flüsse oder ebenfalls die Ströme sein. Anders als bei dem zuvor beschriebenen MRAS, bei dem die beiden verwendeten Modelle jeweils nur einen Teil des elektrischen Systems der Maschine modellieren (z.B. Strom-Flussbeziehung und Spannungs-Fluss-Beziehung), wird in diesem Fall hier (Spannung als Eingang und Strom als Ausgang) in einem einzigen Modell das gesamte elektrische System beschrieben.

Der entscheidende Vorteil ist dabei, dass das Modell an sich, also ohne Rückführung durch den Beobachter, stabil ist. Es kommt hierbei nicht zu einer Drift wie beim Spannungsmodell, da das Modell in diesem Fall durch die resultierenden Modellströme bereits rückgekoppelt ist. Der entscheidende Nachteil ist allerdings, dass ein Beobachter prinzipiell nur auf lineare Systeme angewandt werden kann. Im vorliegenden Fall einer Drehstrommaschine handelt es sich allerdings um ein stark nichtlineares System. Das größte Problem besteht hierbei darin, dass das Modell im polradfesten Koordinatensystem gerechnet werden muss, bzw. nur sehr aufwändig in statorfesten Koordinaten darstellbar ist. Für die Transformation der Eingangsgrößen

im statorfesten System sind deshalb die nichtlinearen trigonometrischen Funktionen notwendig. Dieses Problem kann umgangen werden, indem man das gesamte System „Synchronmaschine“ in zwei Teilsysteme unterteilt. Das erste, nichtlineare Teilsystem, enthält demnach die Koordinatentransformation und ist nicht Teil des Beobachters, während das zweite Teilsystem mit Hilfe eines Beobachters in dq-Koordinaten gerechnet werden kann. Der Vergleich mit dem realen System wird nun ebenfalls in dq-Koordinaten ausgeführt.

Das entstandene Teilsystem ist nun nicht mehr von der Polradlage abhängig. Dennoch ist dieses nach wie vor nichtlinear, da die induzierten Spannungen in d- und q- Achse als Multiplikation der Rotorwinkelgeschwindigkeit und dem entsprechendem Fluss in den Systemgleichungen auftauchen (vergleiche (2.23)-(2.24)). Wenn man jedoch weiterhin annimmt, dass die Änderung der Winkelgeschwindigkeit im Vergleich zu den elektrischen Zeitkonstanten relativ gering ist, so kann die Winkelgeschwindigkeit als konstanter Parameter betrachtet werden. Die Systemmatrix wird also kontinuierlich an die aktuelle Winkelgeschwindigkeit angepasst. Dadurch wird das System für den aktuellen Betriebspunkt linearisiert [PHL-08].

Aus dem Vergleich der Modellausgangsgrößen mit den realen Größen wird nun genau dieser Parameter „Winkelgeschwindigkeit“ angepasst. Letztendlich muss jedoch auf die Polradlage geschlossen werden, da dies die entscheidende Größe zur Modellierung der Synchronmaschine ist. In der Regel reicht eine einfache Integration der identifizierten Winkelgeschwindigkeit nicht aus, sondern es müssen ebenfalls die Modellfehler durch einen Anpassungsmechanismus zur Bestimmung der Polradlage verwendet werden [QD-08].

Diese grundlegende Beobachterstruktur wurde bereits für permanenterregten Synchronmaschinen in [PHL-08], [BG-08], [QD-08] sowie für synchrone Reluktanzmaschinen [Mor-07] untersucht und wird auch bei Asynchronmaschinen eingesetzt [SS-06]. In [BAR-09] wurde ein Beobachter für eine elektrisch erregte Synchronmaschine, allerdings ohne Dämpferwicklungen, vorgestellt. Bisher ist dem Autor jedoch keine Veröffentlichung über vergleichbare Verfahren für elektrisch erregte Synchronmaschinen mit Dämpferwicklung bekannt.

Der Betrieb im Stillstand oder mit geringer Drehgeschwindigkeit ist bei beobachterbasierten Verfahren ebenso wenig möglich wie bei dem zuvor beschriebenen, da das Systemverhalten in diesem Betriebszustand beinahe nur noch durch die ohmschen Wicklungswiderstände vorgegeben ist und demnach keine Aussage über die Rotorlage zulässt [Hol-95].

Aufgrund der besseren Übersichtlichkeit beim Verfahren mit MRAS und der Erfahrungen aus den genannten Veröffentlichungen, wird im Folgenden das MRAS-Verfahren für die Identifikation der Polradlage verwendet.

3.4 Fehlerabschätzungen beim geberlosen Betrieb

Abschließend sollen mögliche Fehlerursachen aufgezeigt werden, die für eine ungenaue Bestimmung des Statorflusses oder der Polradlage verantwortlich sind. Da beide Größen durch entsprechende Modelle errechnet werden, hängt die Genauigkeit des geberlosen Verfahrens zwangsläufig mit der Genauigkeit der Modelle zusammen.

Dabei muss unterschieden werden, ob lediglich der Statorfluss ermittelt wird, da hierfür nur das Spannungsmodell notwendig ist, oder ob auch die Polradlage geschätzt wird, wobei zusätzlich zum Spannungsmodell auch das Strommodell Verwendung findet. Letztendlich lassen sich die Fehler in den geschätzten Größen direkt auf die folgenden drei Ursachen zurückführen, die nun näher betrachtet werden:

1. Unvollständiges Maschinenmodell
2. Parameterfehler im Modell
3. Fehlerhafte Modelleingangsparameter

Des Weiteren sei an dieser Stelle angemerkt, dass es zwar zu einem Fehler in der identifizierten Polradlage kommen kann, die identifizierte Drehgeschwindigkeit jedoch zumindest im Mittelwert exakt der realen Drehgeschwindigkeit entspricht, solange die Regelung stabil ist. Die identifizierte Winkelgeschwindigkeit ist bekanntermaßen mathematisch durch die Ableitung der identifizierten Polradlage verknüpft. Solange die Regelung stabil ist (also der Winkelfehler der identifizierten Polradlage nicht wegdriftet) gilt, dass die identifizierte Drehgeschwindigkeit, oder zumindest ihr Mittelwert, der realen Drehgeschwindigkeit entspricht.

3.4.1 Fehler durch unvollständiges Maschinenmodell

Es ist offensichtlich, dass ein Modell immer nur einen Teilaspekt der Realität abbildet und somit niemals exakt den realen Verhältnissen entspricht. Vielmehr gilt es zum einen abzuschätzen, welche Effekte unbedingt im Modell berücksichtigt werden müssen, da es ansonsten zu größeren Abweichungen kommt. Zum anderen können bestimmte Effekte vernachlässigt werden, da deren Einfluss auf die Genauigkeit des Modells irrelevant ist.

Beispielsweise wurde bereits im Abschnitt 3.1 darauf hingewiesen, dass das Sättigungsverhalten der Maschine unbedingt im Strommodell berücksichtigt werden muss. Ohne desgleichen würden die Modellgrößen erheblich von den realen Größen abweichen. Die gesättigte Hauptinduktivität beträgt bei einigen Maschinen beispielsweise nur noch 20% ihres ungesättigten Wertes.

Andererseits wurden weitere Effekte, die den Magnetisierungszustand ebenfalls beeinflussen, nicht berücksichtigt. Hierzu könnte man zum Beispiel die Remanenz des Eisens zählen.

Weiterhin wurde nur das sogenannte Grundwellenmodell der Maschine herangezogen. Das bedeutet, dass jegliche Harmonischen, z.B. in der induzierten Spannung, die aufgrund einer nicht idealen Wicklung oder Nutschlitze entstehen, vernachlässigt wurden [Bin-12], [MVP-06]. Spezielle Modelle für elektrisch erregte Synchronmaschinen, die solche Effekte berücksichtigen, sind in [Sei-11] und [RLP-14b] beschrieben. Außerdem wurde jede elektrische Unsymmetrie im Stator, wie beispielsweise die mögliche unterschiedliche Erwärmung der drei Stränge der Statorwicklung und entsprechende Widerstandserhöhung, nicht berücksichtigt. Die Liste an nicht berücksichtigten Effekten im Modell könnte auf diese Weise noch weiter ergänzt werden.

Die Abschätzung des Einflusses der einzelnen Effekte auf die Genauigkeit der Modelle ist sehr schwierig, zumal hierfür die physikalischen Effekte zunächst quantitativ vorliegen müssten, welches oftmals nicht der Fall ist und messtechnisch sehr schwierig zu erfassen ist. Erfahrungsgemäß haben die meisten hier genannten Effekte aber keinen signifikanten Einfluss und können demnach aus gutem Grund im Maschinenmodell vernachlässigt werden. Jedoch sollte man stets im Hinterkopf behalten, dass die hier verwendeten Modelle immer nur eine Näherung der Realität sein können und es dadurch bedingt zu Fehlern zwischen den modellierten und gemessenen Größen kommen kann.

3.4.2 Parameterfehler im Modell

Auch wenn die entscheidenden Effekte an sich im Modell berücksichtigt wurden, kann es dennoch sein, dass die korrespondierenden Parameter, wie z.B. Wicklungswiderstand, Streuinduktivität oder ähnliche, fehlerhaft sind. Besonders kritisch ist dies bei genau den Parametern, die sich im Laufe der Zeit oder in Abhängigkeit des Betriebszustands der Maschine ändern. Hierzu kann man prinzipiell alle Wicklungswiderstände zählen, da sich diese nicht unerheblich bei Erwärmung ändern. Bei einer nicht ungewöhnlichen Übertemperatur der Wicklung von ca. 100K ergibt sich bei einer Kupferwicklung beispielsweise bereits eine Widerstandserhöhung von etwa 40% [FP-11]. Bei Mittelspanungsantrieben macht sich weiterhin der Skin-Effekt, der zu einer Widerstandserhöhung bei höheren Frequenzen führt, bemerkbar [Kau-99]. Außerdem ist die Sättigung der Hauptinduktivität schwierig zu modellieren. Diese wird zwar (wie bereits in 3.1 beschrieben) mithilfe einer Tabelle angenähert, die resultierende Induktivität kann jedoch dennoch von der tatsächlichen abweichen.

Betrachtet man lediglich das Spannungsmodell, so kann man relativ einfach auf den resultierenden Fehler in der Berechnung des Statorflussraumzeigers aufgrund von Parameterabweichungen im Statorwiderstand schließen (vergleiche (3.6) und (3.7)). Der resultierende Fehler in der Berechnung des Statorflussraumzeigers ist dabei antiproportional zur Drehgeschwindigkeit. Bei einer Drehgeschwindigkeit von 3% des Nennwertes sowie einem Betrieb bei Nenndrehmoment und bei einem Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 1$, ergibt sich bei Maschine 1 (siehe Anhang) ein Fehler im vom Modell berechneten Statorflussraumzeiger von bereits 16%, wenn sich der Statorwiderstand aufgrund der Erwärmung um 40% erhöht hat.

Es ist demnach ersichtlich, dass eine Parameternachführung des Statorwiderstandes von entscheidender Bedeutung ist. Ähnliche Überlegungen gelten für die Modellierung des Sättigungszustands der Hauptinduktivität. Modellfehler in der Hauptinduktivität haben zwar bei Verwendung des Spannungsmodells keinen Einfluss auf den identifizierten Statorflussraumzeiger, allerdings hängt die Präzision der identifizierten Polradlage vom Strommodell und demnach von jenem Parameter ab.

3.4.3 Fehlerhafte Modelleingangsparameter

Schließlich sei noch erwähnt, dass auch die Eingangsgrößen des Modells fehlerbehaftet sein können. Bei der geberlosen Regelung sind die Eingänge der Modelle lediglich die gemessenen Statorströme und der Feldstrom sowie die durch den Wechselrichter angelegten Statorspannungen.

Die Präzision der Messeinrichtungen kann im Allgemeinen als ausreichend angenommen werden. Bei der Messung der Ströme muss jedoch der geringe Offset im Messkanal berücksichtigt werden. Dieser hat wie bereits im Abschnitt 3.2 angesprochen wurde, großen Einfluss auf die Berechnung des Statorflussraumzeigers.

Weiterhin werden die Statorspannungen nicht direkt gemessen, sondern aus der gemessenen Zwischenkreisspannung und dem derzeitigen Schaltzustand des Wechselrichters ermittelt. Hierbei ist insbesondere die Wechselrichtertotzeit zu beachten, also die Übergangszeit von einem Schaltzustand einer Phase in den nächsten. Abbildung 3.20 zeigt beispielsweise die Verhältnisse bei einer Halbbrücke eines 2-Punkt-Wechselrichters. Die mittlere Ausgangsspannung wird dabei aus den Einschalt Dauern der jeweiligen Halbleiter und der Zwischenkreisspannung bestimmt. Während der Wechselrichtertotzeit ist die Größe der Ausgangsspannung jedoch nicht vorgegeben, sondern richtet sich danach, welche Freilaufdiode in dem Zeitraum den Strom übernimmt. Letztlich ergibt sich eine andere Spannungszeitfläche während des Freilaufs, je nach aktueller Richtung des Stroms in der jeweiligen Phase. Wird dieser Effekt nicht im Modell kompensiert, wird das Modell folglich mit fehlerhaften Eingangssignalen gespeist. Der Effekt ist insbesondere bei großen Schaltfrequenzen von Bedeutung.

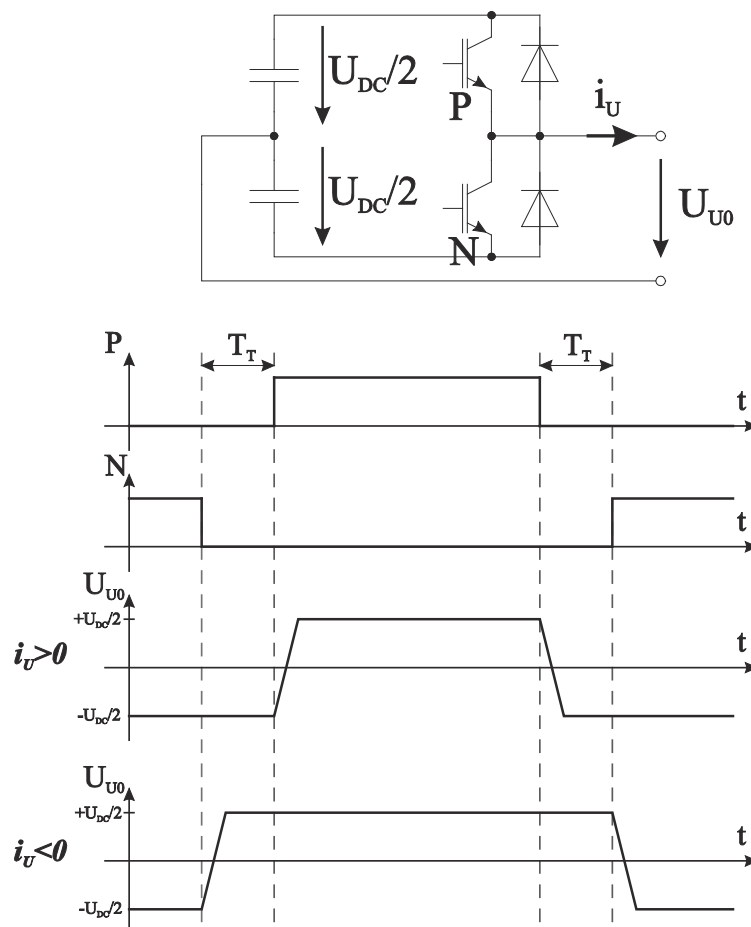


Abbildung 3.20 Spannungszeitflächen während der Wechselrichtertotzeit

4 Identifikation der Anfangsrotorlage

Wie bereits im vorherigen Kapitel beschrieben wurde, versagen die geberlosen Methoden, die sich ausschließlich auf die Integration der Spannung stützen, wenn sie für längere Zeit bei sehr kleiner Drehgeschwindigkeit und insbesondere im Stillstand betrieben werden.

Selbst wenn für viele Anwendungen genau dieser kritische Betriebszustand nicht notwendig ist, muss dennoch eine Lösung gefunden werden, die zumindest ermöglicht die still stehende Synchronmaschine so weit zu beschleunigen, dass ein sicherer Einsatz der zuvor beschriebenen Verfahren möglich ist. Obwohl bereits etliche theoretisch mögliche Methoden für diese Aufgabe bekannt sind, stieß man in der Vergangenheit häufig auf Maschinen bzw. Anwendungen bei denen keine der bisher bekannten Methoden angewandt werden konnten. Ein geberloser Betrieb dieser Anlagen war aus diesem Grund nicht möglich.

In diesem Kapitel werden deshalb zunächst die Gründe erläutert, die den Einsatz der bisherigen Methoden verhindern.

Prinzipiell lassen sich die Methoden zur geberlosen Beschleunigung aus der Ruhelage in zwei Kategorien einteilen: Die Methoden der ersten Kategorie erlauben den geregelten oder gesteuerten Betrieb für längere Zeit bei kleiner Drehgeschwindigkeit während die Methoden der anderen Kategorie lediglich die Anfangsrotorlage bestimmen können (vergleiche Abbildung 4.1).

Wurde die Anfangsrotorlage im Falle der letztgenannten Kategorie relativ genau bestimmt (i.d.R. weniger als 15° Fehler im elektrischen Winkel) so kann direkt das im Kapitel 3 beschriebene Spannungsmodell verwendet werden, um zügig vom Stillstand aus in den unkritischen Drehgeschwindigkeitsbereich zu beschleunigen [FP-12b]. Eine rasche Beschleunigung ist dabei notwendig, da eine genügend hohe Drehgeschwindigkeit (in der Regel 3% der Nenndrehgeschwindigkeit) erreicht sein muss, bevor die allmähliche Drift aus der Spannungsintegration die weitere Regelung der Maschine verhindert. Ein kontinuierlicher Betrieb bei langsamer Drehgeschwindigkeit ist bei diesen Methoden deshalb nicht möglich.

4.1 Geberlose Verfahren bei langsamer Drehgeschwindigkeit

Zunächst sollen die Verfahren der ersten Kategorie, also diejenigen, die einen dauerhaften Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit zulassen, untersucht werden. Dabei werden sowohl in der Praxis etablierte Verfahren als auch solche, die zwar theoretisch möglich wären, jedoch unter praktischen Gesichtspunkten ungeeignet sind, analysiert.

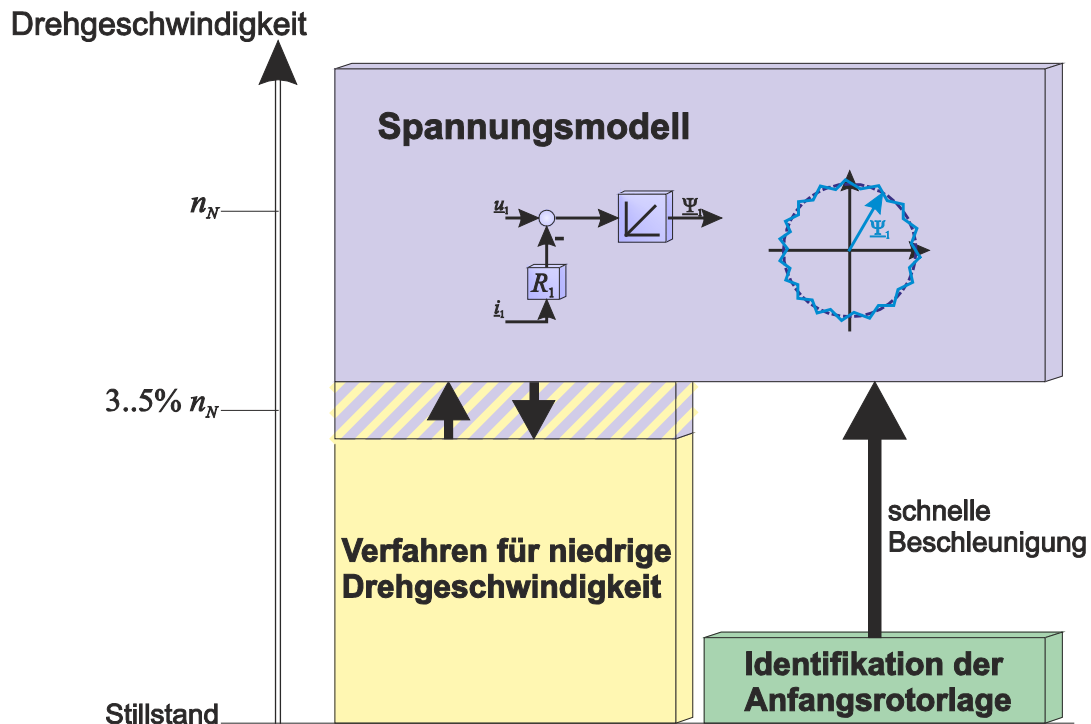


Abbildung 4.1 Geberlose Verfahren in Abhängigkeit der Drehgeschwindigkeit

4.1.1 Gesteuerter Betrieb (I/f-Steuerung)

Recherchiert man in der einschlägigen Literatur über mögliche Lösungsansätze derselben Problemstellung, allerdings bezogen auf Asynchronmaschinen, so findet man einen sehr einfachen Lösungsansatz: Bei sehr niedrigen Frequenzen wird auf eine geberlose Regelung der Maschine verzichtet und stattdessen zu einem rein gesteuerten Betrieb gewechselt. Bei dieser so genannten Spannungs-Frequenz-Steuerung (U-f-Steuerung) generiert der Umrichter ein Drehspannungssystem, dessen Amplitude in Abhängigkeit der Frequenz so variiert wird, dass sich im stationären Zustand idealerweise der Maschinennennfluss einstellt.

Wird die Maschine nun mechanisch belastet, stellt sich ein entsprechender Schlupf ein und die Maschine nimmt neben dem Magnetisierungsstrom auch noch Drehmoment bildenden Strom auf. Da es sich um eine reine Steuerung handelt, sind keine weiteren Informationen über den aktuellen Fluss oder den Orientierungswinkel nötig, um den sicheren Betrieb zu gewährleisten. Dieser sehr einfache Lösungsansatz für die Asynchronmaschine wirft nun die Frage auf, ob nicht ein rein gesteuerter Betrieb auch bei der Synchronmaschine in Frage käme.

Prinzipiell gibt es bei der Synchronmaschine auch die Möglichkeit mit dem Umrichter und entsprechenden Stromreglern einen Statorstromraumzeiger in die Maschine einzuprägen (I/f-Steuerung). Sofern die Feldwicklung stromführend ist und die Welle nicht blockiert bzw. stark belastet ist, wird sich nun der Rotor so ausrichten, dass das Polrad letztlich in Richtung des eingespeisten Stromraumzeigers liegt. Lässt man nun den erzeugten Statorstromraumzeiger langsam drehen, wird das Polrad stets dem eingepprägtem Stromraumzeiger folgen und ebenfalls eine Drehbewegung vollziehen

(Abbildung 4.2). Durch eine langsame Erhöhung der Winkelgeschwindigkeit des drehenden Statorstromraumzeigers erreicht man die Beschleunigung der Maschine bis zur nötigen Drehgeschwindigkeit, bei der auf den geregelten geberlosen Betrieb umgeschaltet werden kann.

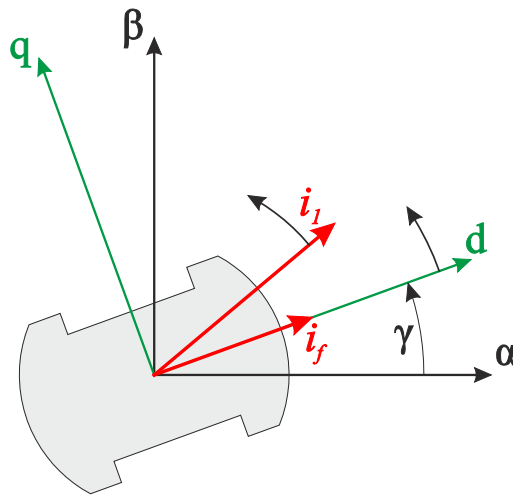


Abbildung 4.2 Prinzip des gesteuerten Betriebs einer Synchronmaschine

Auch wenn dieses Verfahren auf den ersten Blick einfach erscheint, tauchen bei näherer Betrachtung einige Probleme bzw. Einschränkungen auf, die in jedem Fall berücksichtigt werden müssen. Als erstes stellt sich die Frage, wie die Maschine bei diesem Steuerverfahren reagiert wenn sie Drehmoment aufbringen muss. Wie bereits in vorherigen Kapiteln gezeigt wurde, lässt sich das Drehmoment der Maschine aus dem Statorfluss- $\underline{\Psi}_1$ und dem Statorstromraumzeiger \underline{i}_1 berechnen:

$$M = \frac{3p}{2} \text{Im}[\underline{\Psi}_1^* \cdot \underline{i}_1] \quad (4.1)$$

Nimmt man der Einfachheit halber an, dass die Hauptinduktivitäten in d- und q-Richtung der Maschine identisch sind ($L_{hd}=L_{hq}=L_h$), lässt sich die Gleichung für den stationären Fall wie folgt umformulieren:

$$M = \frac{3p}{2} L_h i_1 i_f \sin(\varphi_{i1}) \quad (4.2)$$

mit:

φ_{i1} Elektrischer Winkel zwischen Statorstromraumzeiger i_1 und d-Achse

Aus (4.2) ist ersichtlich, dass das erzeugte innere Drehmoment der Maschine einerseits von der Amplitude des Statorstromraumzeigers i_1 sowie von dem Feldstrom i_f abhängt, andererseits aber auch von dem Winkel zwischen den beiden Größen beeinflusst wird. Da das Drehmoment genau wie der Maschinenfluss bei niedriger Drehgeschwindigkeit nicht mit dem Spannungsmodell errechnet werden kann, ist es nicht möglich die beiden Ströme dynamisch an den jeweiligen Belastungszustand anzupassen. Vielmehr werden der Feldstrom und die Amplitude des Statorstromraumzeigers konstant gehalten. Bei zunehmender Belastung der Maschine vergrößert sich demnach der

Winkel zwischen eingepprägtem Statorstromraumzeiger und dem Polrad bis sich bei einem elektrischen Winkel von $\pm 90^\circ$ unter den oben getroffenen Vereinfachungen das betragsmäßig größte Drehmoment M_{max} (4.3) ergibt. Wird das Belastungsdrehmoment nun noch weiter erhöht, so läuft die Maschine außer Tritt. Es kommt zu extremen Pendelmomenten wobei der Drehmomentmittelwert verschwindet. Dieser ungewollte Betriebszustand kann zu erheblichen Schäden an der angeschlossenen Mechanik führen und darf unter keinen Umständen auftreten.

$$M_{max} = \frac{3p}{2} L_h i_1 i_f \quad (4.3)$$

Der eingepprägte Statorstrom sowie der Feldstrom müssen also bereits im Vorhinein auf das maximal zu erwartende Drehmoment abgestimmt sein. Beispielsweise können die Nennwerte für den Stator- und den Feldstrom gewählt werden, sodass ein Drehmoment bis zum Nennmoment zulässig ist. Wird bei dieser Konfiguration allerdings kein Drehmoment verlangt, fließt dennoch der eingestellte Strom, der unnötig hohe Verluste verursacht. Weiterhin ist im Leerlauf der Winkel zwischen Statorstromraumzeiger und Polrad null, sodass sowohl der Feldstrom als auch der Statorstrom zur Magnetisierung der Längsachse der Maschine beitragen (Abbildung 4.3). Der auf diese Weise resultierende Magnetisierungsstrom ist dann deutlich größer als der Nennmagnetisierungsstrom, welches zu einer extremen Sättigung der Maschine führt. Es ist demnach offensichtlich, dass der Magnetisierungszustand bei diesem Betrieb der Synchronmaschine nicht gesteuert werden kann, sondern vom aktuellen Belastungszustand abhängt. Es wird also lediglich die Drehgeschwindigkeit bzw. die Polradlage gesteuert.

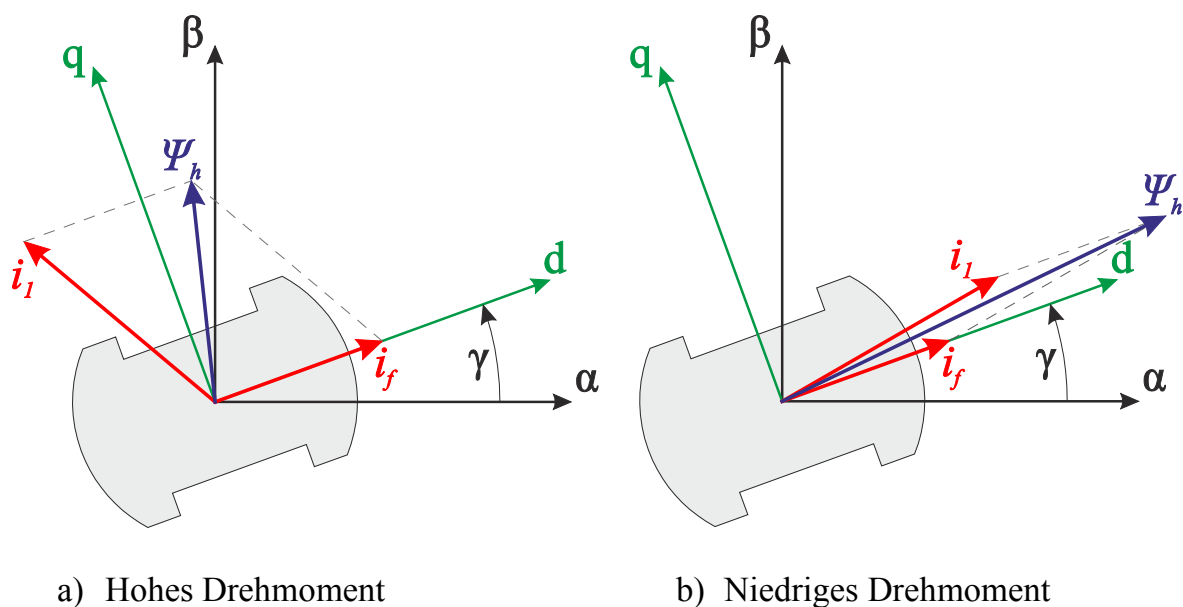


Abbildung 4.3 Maschinenfluss beim gesteuerten Betrieb

Trotz der bisher beschriebenen Probleme dieses Verfahrens wäre der Einsatz bei vielen Anwendungen dennoch denkbar, zumal es lediglich darum geht aus dem Bereich der sehr geringen Drehgeschwindigkeit (i.d.R. $< 3\% n_N$) zu beschleunigen. Jedoch tritt ein weiteres Problem beim Beschleunigen aus dem Stillstand auf: Beim

Betrieb ohne Geber ist die Polradlage beim Zuschalten des Umrichters unbekannt. Dennoch muss sich am Anfang für einen Winkel des einzuprägenden Statorstroms entschieden werden. Die Winkeldifferenz zwischen Statorstromraumzeiger und Polrad ist im ersten Moment demnach völlig willkürlich und beträgt im ungünstigsten Fall 180° . In solch einem Fall würde die Welle in eine Richtung beschleunigt und zwar solange bis der Winkel zwischen Polrad und eingepprägtem Strom verschwindet. Da die Maschine nun aber bereits auf eine gewisse Drehgeschwindigkeit beschleunigt wurde, wird die Welle aufgrund ihrer Trägheit weiter drehen und entsprechend wieder abgebremst, sodass sich schließlich der Vorgang in umgekehrter Richtung wiederholt. Es ergibt sich ein relativ schwach gedämpfter Einschwingvorgang mit entsprechenden Pendelmomenten, welche in den meisten Anwendungen nicht toleriert werden können. Besonders kritisch wäre dieser Effekt bei Maschinen, die nur für den Betrieb mit rechtsdrehender Welle ausgelegt sind und je nach Lagerkonstruktion bei linksdrehender Welle beschädigt werden könnten.

Um dieses Problem zu umgehen müsste also mit einem anderen Verfahren bereits die Anfangspolradlage bestimmt worden sein (siehe Abschnitt 4.2). Kennt man allerdings die Anfangslage des Rotors, so kann auch direkt in den unter Kapitel 3 beschriebenen geregelten Betrieb ohne Geber gewechselt werden, wenn schnell aus dem kritischen Drehgeschwindigkeitsbereich beschleunigt wird. Auf diese Weise umgeht man die beschriebenen Nachteile dieses Verfahrens. Das Verfahren wäre jedoch für den langsamen Reversiervorgang denkbar.

4.1.2 Asynchroner Hochlauf

Bei dem asynchronen Hochlauf betreibt man die Synchronmaschine nicht im synchronen Zustand, sondern wie der Name schon erahnen lässt, im asynchronen Zustand. Genauer gesagt verwendet man in diesem Betrieb die Dämpferwicklungen um das Drehmoment zu erzeugen. Im Grunde genommen ist der Dämpferkäfig der Synchronmaschine nichts anderes als eine Kurzschlusswicklung wie bei einer Asynchronmaschine. Hierbei gibt es lediglich den Unterschied, dass der Dämpferkreis nicht für die Erzeugung des Drehmomentes, sondern zur Dämpfung von mechanischen Schwingungen bzw. zum Anpassen des dynamischen Verhaltens ausgelegt wurde. Beim asynchronen Hochlauf kann es demnach vorkommen, dass das erzeugte asynchrone Drehmoment nicht zeitlich konstant ist, sondern aufgrund eines unsymmetrischen Dämpferkäfigs Schwingungen mit der doppelten Schlupffrequenz aufweist [MP-09], [Ser-09]. Weiterhin entsteht bei Schenkelpolmaschinen ein zusätzliches Reluktanzmoment, welches zusätzliche Schwingungen im Drehmoment zur Folge hat. Nichtsdestotrotz wird der asynchrone Hochlauf bei einigen Maschinen die am Netz betrieben werden (also die nur bei einer Drehgeschwindigkeit arbeiten) angewandt, um aus dem Stillstand in den synchronen Zustand zu gelangen. Ausführliche Informationen zu diesem Thema findet man in [MP-09].

Da die elektrisch erregten Synchronmaschinen für den drehzahlvariablen Einsatz in der Regel ebenfalls mit einer Dämpferwicklung ausgestattet sind, scheint der asynchrone Hochlauf demnach eine weitere Alternative zu den bisher vorgestellten Verfahren zu sein, um aus dem Stillstand ohne Geberinformation zu beschleunigen. Im Gegensatz zu den netzbetriebenen Synchronmaschinen, bei denen man die Statorwicklung während des asynchronen Anlaufs beispielsweise über Transformatoren mit

Netzfrequenz speist, könnte man bei umrichter gespeisten Antrieben sowohl die Statorspannung als auch die Frequenz variieren. Außerdem muss nicht bis zur Nenn-drehgeschwindigkeit asynchron beschleunigt werden, sondern nur bis zu der Drehgeschwindigkeit, bei der sicher in den geregelten synchronen Betrieb gewechselt werden kann.

Bei detaillierter Betrachtung dieses Verfahrens gelangt man allerdings erneut zu Problemen bei der praktischen Implementierung. Um einen optimalen asynchronen Betrieb sicher zu stellen, muss die Feldwicklung bei abgeschalteter Erregereinrichtung kurzgeschlossen werden, sodass auch die Feldwicklung als Kurzschlusswicklung zur Erzeugung des Drehmoments dient. Jedoch ist dies bei bürstenlos erregten Maschinen nur dann möglich, wenn der Rotor genau für diesen Betriebszustand konzipiert wurde, da das Kurzschließen der Feldwicklung auf dem Rotor erfolgen müsste. Da drehzahlvariable Antriebe immer mit einem Umrichter betrieben werden, ist der asynchrone Hochlauf bei diesen Maschinen jedoch nicht vorgesehen. Demnach ist das Kurzschließen der Feldwicklungen bei bürstenlos erregten Maschinen nicht möglich.

Bei direkt erregten Maschinen wird die Feldwicklung über Schleifringe auf die Statorseite geführt, sodass in diesem Fall das Kurzschließen möglich wäre. Allerdings setzt dies voraus, dass die verwendete Erregereinrichtung auch in der Lage ist, die Wicklung kurz zu schließen. Dies ist jedoch bei den standardmäßig eingesetzten Geräten nicht der Fall. Des Weiteren ist es nicht praktikabel ein neues Feldgerät zu entwickeln, nur um den hier beschriebenen Sonderfall zu berücksichtigen, zumal, wie im folgenden Abschnitt beschrieben wird, für Maschinen mit direkter Erregung ein anderes, zuverlässiges Hochlaufverfahren existiert.

An dieser Stelle könnte bei dem Leser die Frage aufkommen, ob das Kurzschließen der Feldwicklung unbedingt notwendig ist oder ob die Feldwicklung stattdessen nicht einfach stromlos gehalten werden könnte. Um diese Frage ganzheitlich zu beantworten, muss zwischen theoretischen Überlegungen und praktischen Gesichtspunkten differenziert werden.

Aus theoretischer Sicht ist die vorgeschlagene Lösungsstrategie ohne Probleme möglich, sofern die Anwendung kein hohes Drehmoment bei sehr niedriger Drehgeschwindigkeit fordert. Der Strom, der sich in dem Dämpferkreis aufbaut, reicht in diesem Fall nämlich aus, um die Maschine zu beschleunigen.

In der praktischen Umsetzung würde diese Vorgehensweise allerdings zur Zerstörung der rotierenden Dioden bei bürstenloser Erregung, oder aber der Erregereinrichtung bei direkter Erregung führen. Sobald der Wechselrichter einen Spannungspuls auf die Statorwicklung schaltet, wird dieser Puls auch auf die Feldwicklung transformiert. Bei einem 3-Punkt-Wechselrichter beträgt dieser Spannungspuls je nach Schalterkombination mindestens die Hälfte der Zwischenkreisspannung, also etwa die Hälfte des Amplitudenwertes der Maschinennennspannung. Dieser bereits sehr hohe Spannungspuls auf der Statorseite bewirkt nun einen um das Windungsverhältnis erhöhten Spannungspuls auf der Feldwicklung (siehe Abbildung 4.4). Der resultierende Spannungspuls auf der Feldseite kann nun abhängig von der Maschine zwischen 2 und 15kV betragen. Je nach Polarität dieses Pulses sind die rotierenden Dioden nun entweder im sperrenden oder leitenden Zustand. Wenn die Dioden leiten, fällt der recht große Spannungspuls über der Streuinduktivität der Feldwicklung ab

und führt lediglich zu einer Änderung im Feldstrom. Im sperrenden Zustand übernehmen die Dioden allerdings die gesamte Spannung. Da diese aber für eine deutlich kleinere Spannung ausgelegt sind (für Niederspannung) führt dies zur Zerstörung der Dioden. Es sei noch angemerkt, dass oftmals eine aktive Überspannungsschutzeinrichtung auf dem Rotor installiert ist. Es kann jedoch nicht davon ausgegangen werden, dass dadurch der hier vorgeschlagene Betrieb zulässig ist. Vielmehr wird in der praktischen Anwendung immer sichergestellt, dass der Feldstrom fließt, bevor Schaltsignale an den Wechselrichter gesendet werden. Solange der Feldstrom fließt, fallen die auf die Feldseite transformierten Spannungspulse immer an der Streuinduktivität der Feldwicklung ab, sodass die Dioden niemals mit der hohen Spannung belastet werden. Aus Sicherheitsgründen wird deshalb bei bürstenlos erregten Maschinen der Feldstrom immer über einem Mindestwert (z.B. 30% seines Nennwertes) gehalten.

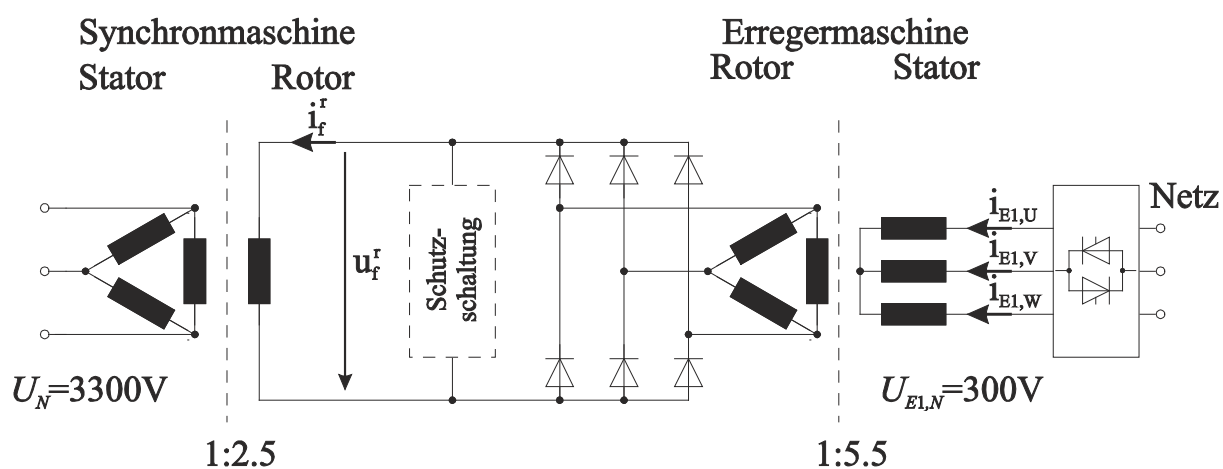


Abbildung 4.4 Überspannungsproblem bei rotierenden Dioden

Unter praktischen Gesichtspunkten ist das Kurzschließen der Feldwicklung demnach nicht möglich und der stromlose Betrieb der Feldwicklung nicht zulässig. Übrig bliebe nur noch der asynchrone Hochlauf bei fließendem Feldstrom. Dies würde aber zu untragbar großen Pendelmomenten während dieses Betriebs führen, sodass der asynchrone Hochlauf bei drehzahlvariablen Antrieben bisher nicht angewandt wird.

4.1.3 Einprägung hochfrequenter Signale

Da die beiden besprochenen theoretischen Möglichkeiten die Maschine gesteuert und ohne Winkelinformation aus dem Stillstand aus anlaufen zu lassen bei elektrisch erregten Maschinen unter praktischen Gesichtspunkten scheitern, bleibt demnach nur noch die Identifikation der Polradlage oder der Lage des Flussraumzeigers übrig. Damit kann die Maschine genau wie im Fall mit Drehgeber geregelt betrieben werden.

Die derzeitigen Verfahren zur Identifikation der Polradlage oder des Flussraumzeigers im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich unterscheiden sich dabei jedoch signifikant von den Verfahren im oberen Drehgeschwindigkeitsbereich. Da die induzierte Spannung bei niedrigen Drehgeschwindigkeiten beinahe vollständig verschwindet, werden in diesem Betriebspunkt zusätzliche Testsignale in die Maschine eingepreßt und die entsprechende Antwort auf die Signale interpretiert.

Die gebräuchlichste Vorgehensweise, die beispielsweise auch bei permanent erregten Synchronmaschinen in der Niederspannungstechnik eingesetzt wird, ist die Einprägung von hochfrequenten Testsignalen. In diesem Kontext kann man den Begriff „hochfrequentes Testsignal“ als ein Testsignal mit einer Frequenz, die deutlich größer als die Maschinennennfrequenz ist, interpretieren. Beispielsweise wird ein Signal mit einer Frequenz von 1kHz in diesem Kontext bereits als hochfrequentes Signal angesehen.

Ziel der Signaleinprägung ist es, eine magnetische Anisotropie der Maschine zu identifizieren, um dadurch Rückschlüsse auf die Polrad- oder Flusslage zu schließen. Prinzipiell können zwei unterschiedliche Effekte ausgenutzt werden: Zum einen können die unterschiedlichen Induktivitäten der Maschine in d- und q- Achse ausgenutzt werden, um die beiden Achsen voneinander zu unterscheiden. Dieses Verfahren würde sich demnach insbesondere bei Schenkelpolmaschinen anbieten, die eine deutlich größere Komponente der Hauptinduktivität in der d-Achse aufweisen ($L_{hd} \gg L_{hq}$). Dieser Effekt erlaubt demnach die direkte Bestimmung der Polradlage. Zum anderen ist die Hauptinduktivität sättigungsabhängig, wodurch die Komponente der Hauptinduktivität in Flussrichtung aufgrund der Sättigung immer etwas reduziert wird. Dieses Verfahren eignet sich insbesondere dann, wenn ohne Sättigung keine magnetische Anisotropie feststellbar ist. Hierbei wird also nicht die Polradlage sondern vielmehr die Lage des Flussraumzeigers identifiziert [Sch-96].

Nun gibt es verschiedene Möglichkeiten, wie die hochfrequenten Signale erzeugt werden bzw. wie die Auswertung der entsprechenden Antwort erfolgt [Sch-96], [LKH-03], [HK-09], [PLK-11]. Es ist beispielsweise möglich einen schnell rotierenden Spannungsraumzeiger \underline{u}_{rot} zusätzlich zu dem vom Stromregler erzeugten Spannungsraumzeiger zu addieren [WKM-12]. Die Information über die Stromantwort des rotierenden Raumzeigers wird durch entsprechende Filter von dem tatsächlichen gemessenen Stromraumzeiger extrahiert. Betrachtet man die Trajektorien der verschiedenen Raumzeiger, erhält man für den rotierenden Spannungsraumzeiger einen Kreis, während die Stromantwort auf dieses Testsignal eine Ellipse beschreibt (siehe Abbildung 4.5). Die Stromantwort in Richtung der d-Achse ist dabei geringer, da die Hauptinduktivität in dieser Achse einen höheren Wert als in der q-Achse aufweist.

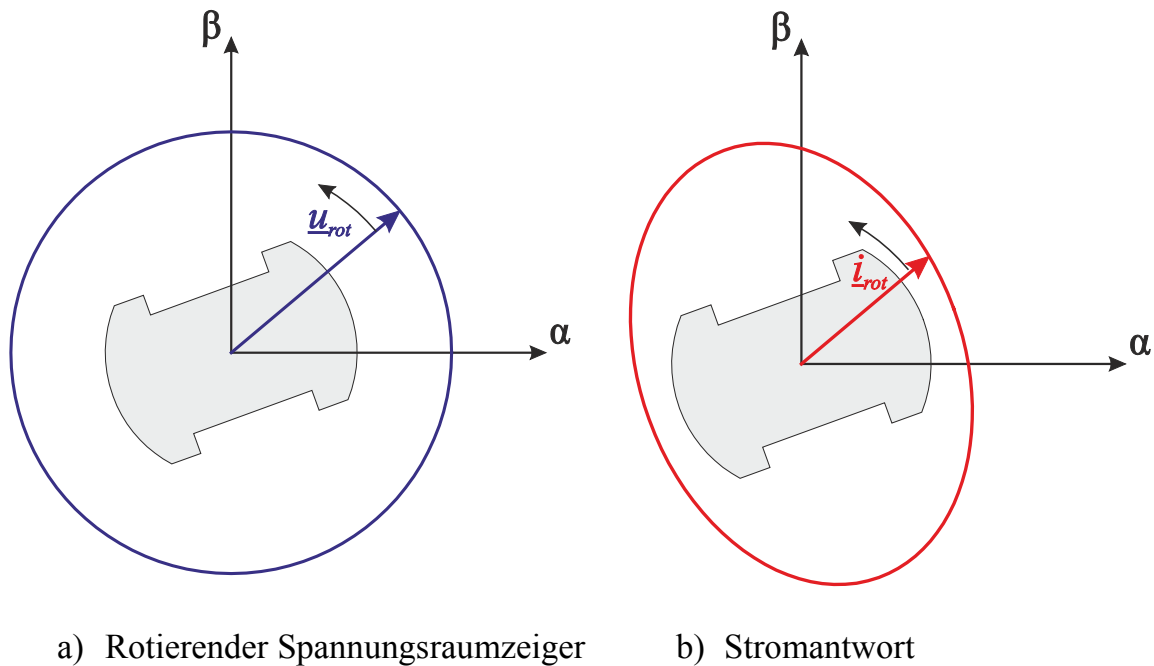


Abbildung 4.5 Einprägung eines rotierenden Spannungsraumzeigers und dessen Stromantwort

Neben den rotierenden Raumzeigern können auch alternierende Raumzeiger eingepreßt werden [LKH-03], [HK-10]. Dies bietet einige praktische Vorteile bezüglich des ungewollten erzeugten Drehmoments, sowie der Störsicherheit durch das nichtlineare Verhalten des Wechselrichters aufgrund der Totzeit [Hol-06], [Lin-03]. In [Sch-96], [SS-08] wird ein weiteres sogenanntes INFORM-Verfahren (**I**ndirect **F**lux **D**etection by **O**n-line **R**eactance **M**easurement) vorgestellt, bei dem nacheinander verschiedene Wechselrichterschaltzustände angelegt werden. Demnach entstehen verschiedene Spannungsraumzeiger in verschiedenen Richtungen an der Statorwicklung der Maschine. Zu jedem Schaltzustand wird die Stromsteilheit des gemessenen Statorstromraumzeigers durch zeitlich versetzte Messung des Stroms ermittelt. Hierdurch wird letztendlich wieder eine winkelabhängige Admittanz identifiziert [RS-02]. Durch die Auswertung dieser Admittanz kann genau wie im vorherigen Fall auf die Polrad-, oder Flusslage geschlossen werden.

Allen Verfahren ist gemeinsam, dass sie die Polrad- bzw. Flusslage nur mit einer 180°-Mehrdeutigkeit identifizieren können, da die Admittanz der Maschine immer 180°-periodisch ist. Soll die Maschine aus dem Stillstand beschleunigt werden, also ohne vorherige Information zur Polrad- oder Flusslage, dann muss zunächst die 180°-Mehrdeutigkeit eliminiert werden. Um dies zu erreichen wird ein weiterer Effekt der Maschine ausgenutzt. Und zwar wird ein weiteres, diesmal stärkeres, Testsignal in einer der beiden möglichen Richtungen der d-Achse eingepreßt. Ein Signal, das in die tatsächliche d-Achse eingepreßt wurde, wirkt dabei flussverstärkend und zwingt die Maschine etwas mehr in die Eisensättigung, während ein Signal in die negative d-Achse den gegenteiligen Effekt bewirkt. Ob die Maschine durch das Testsignal weiter in die Sättigung oder etwas aus der Sättigung heraus gekommen ist, lässt sich aus der Stromantwort des Testsignals ermitteln. Dadurch kann letztendlich die 180°-Mehrdeutigkeit eliminiert werden [Sch-96], [Hol-06], [Hol-08].

Um mit diesen Verfahren erfolgreich aus dem Stillstand zu beschleunigen, muss man sich demnach bereits auf zwei Effekte stützen: Einerseits die Anisotropie der Hauptinduktivität und andererseits ihr Sättigungsverhalten.

Die beschriebenen Verfahren wurden bisher hauptsächlich bei permanenterregten Synchronmaschinen und auch bei synchronen Reluktanzmaschinen [KKF-07] angewandt. In [RS-02] wird ein ähnliches Verfahren an einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit kleiner Leistung und ohne Dämpferwicklung vorgestellt.

Bei Maschinen mit Dämpferwicklung tritt jedoch ein entscheidendes Problem auf. Die Dämpferwicklung bestimmt bekanntlich bei solchen Maschinen maßgeblich das Hochfrequenzverhalten. Die Stromantwort ist demnach hauptsächlich von der Dämpferwicklung abhängig und nicht von der Hauptinduktivität [FP-12a]. Wie auch noch in dem späteren Abschnitt 4.4.1 aufgezeigt wird, können die Admittanzen der Maschine in d- und q- Achse in diesem Frequenzbereich nahezu identisch sein, selbst bei Schenkelpolmaschinen.

Es ist demnach bei vielen Mittelspannungsmaschinen nicht möglich den Unterschied der Hauptinduktivität in d- und q- Achse zu identifizieren. Dieses Verfahren wird folglich nur bei wenigen Maschinen oder bei Maschinen in besonderen Anwendungen, wie beispielsweise in [GDS-12] beschrieben als Anlasser einer Flugzeugturbine angewandt.

Bei der Auswertung des Sättigungszustands der Hauptinduktivität ergeben sich die gleichen Probleme: Auch hier wird die Stromantwort auf die Testsignale nahezu ausschließlich durch die Dämpferwicklung bestimmt, sodass der eigentliche zu messende Effekt kaum oder gar nicht sichtbar ist.

Ein weiterer problematischer Effekt ist, dass die Komponenten L_{hd} und L_{hq} der Hauptinduktivität beide sehr stark vom Betriebspunkt abhängen. Es ist also möglich, dass die hier besprochenen Verfahren nur in bestimmten Betriebspunkten der Maschine zuverlässig funktionieren [Sch-96].

Aus den oben genannten Gründen kann der Ansatz der hochfrequenten Testsignale zur Identifikation der Fluss- oder Polradlage nur bei einer sehr geringen Anzahl von elektrisch erregten Synchronmaschinen angewandt werden.

4.1.4 Alaküla Methode (Testsignaleinprägung in der Feldwicklung)

Ein spezielles Identifikationsverfahren für elektrisch erregte Synchronmaschinen wurde bereits 1993 von M. Alaküla vorgestellt [Ala-93] (siehe auch [Nie-99]). Hierbei handelt es sich um ein Verfahren, bei dem ein Testsignal in die Feldwicklung der Maschine eingeprägt wird und die Antwort desselben in der Statorwicklung gemessen wird. Je nach Polradlage verlagern sich die Stromantworten in den verschiedenen Statorwicklungen, sodass sich daraus die Polradlage bestimmen lässt. Vereinfacht gesagt wird das Messprinzip eines Resolvers auf die Synchronmaschine angewandt.

In [UP-13] und [USP-14] wurde die prinzipiell gleiche Idee nochmals aufgegriffen, wobei die durch den Thyristorsteller verursachte Stromwelligkeit als Testsignal verwendet wird. Ähnliche Methoden, die jedoch einen Transistorsteller als Erreger-einrichtung vorsehen und dementsprechend sehr hohe Testsignalfrequenzen verwenden, die bei den üblichen Mittelspannungsantrieben mit Thyristorstellern nicht

realisiert werden können, sind in [RP-13], [RP-14], [DWZ-11] und [CJN-13] beschrieben. Alle vier Verfahren gehen von Synchronmaschinen ohne Dämpferwicklung aus. In [KN-09], [HN-08] und [ON-11] wurde das hier vorgestellte Prinzip zur Identifikation der Rotorlage an LCI-Antrieben, jedoch mit niedriger Leistung (5kW) und zum Teil ebenfalls ohne Dämpferwicklung, getestet.

Da das prinzipielle Verfahren drehgeschwindigkeitsunabhängig ist wird es insbesondere bei niedriger Drehgeschwindigkeit und sogar im Stillstand angewandt.

Ein entscheidender Nachteil bei diesem Verfahren ist allerdings, dass bei den üblichen Antriebskonfigurationen für Mittelspannungsantriebe die Statorgrößen, wie z.B. die Ströme oder Flüsse, mit einer wesentlich höheren Dynamik geregelt werden, als das Testsignal in der Feldwicklung aufweisen kann. Die Stromantworten in der Statorwicklung werden demnach ohne weitere Maßnahmen sofort ausgegletzt, wodurch sich dieses Verfahren in diesem Fall nicht anwenden lässt [Nie-99].

Ein weiteres Problem tritt bei bürstenlos erregten Maschinen auf: Hierbei ist die elektrische Zeitkonstante des Feldkreises aufgrund der Erregermaschine extrem groß. In Verbindung mit der niederohmigen Dämpferwicklung ist es sehr schwer eine merkliche Reaktion auf der Statorseite der Maschine herbeizuführen, in dem man ein Testsignal in der Feldwicklung einprägt. In [KN-09] wird zwar ein Verfahren vorgestellt, welches ein Testsignal in die Feldwicklung einer bürstenlos erregten Maschine einprägt, bei der Maschine handelt es sich jedoch um eine Maschine ohne Dämpferwicklung mit einer Nennleistung von lediglich 5kW. Die Problematik der Einprägung des Testsignals in die Feldwicklung wird im nachfolgenden Abschnitt 4.2.2 nochmals detailliert betrachtet. An dieser Stelle lässt sich jedoch bereits sagen, dass die hier beschriebenen Verfahren aus diesem Grund in der Regel nicht an bürstenlos erregten Mittelspannungsmaschinen angewandt werden können.

4.2 Verfahren zur Identifikation der Anfangsrotorlage

Kann bei einer Maschine bzw. in einer Anwendung keines der oben genannten Verfahren für den dauerhaften geberlosen Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit angewandt werden, bleibt schließlich nur noch die Möglichkeit die Anfangspolradlage zu identifizieren. Mit dieser Information kann dann bereits im Stillstand auf die geberlose Regelung durch Spannungsintegration geschaltet werden, um schnell aus dem Bereich der niedrigen Drehgeschwindigkeiten zu beschleunigen. Im Folgenden werden die gängigen Verfahren zur Bestimmung der Anfangsrotorlage beschrieben.

4.2.1 Ausrichtung des Rotors

Bei der Ausrichtung des Rotors handelt es sich streng genommen nicht um ein Identifikationsverfahren der Rotorlage, vielmehr wird die Polradlage vorgegeben. Genau wie im Abschnitt 4.1.1 wird hierbei ein Statorstromraumzeiger in eine beliebige Richtung durch den Umrichter mit entsprechender Stromregelung eingepägt. Bei fließendem Feldstrom wird sich nun die Welle so ausrichten, dass das Polrad und der eingepägte Statorstromraumzeiger in die gleiche Richtung zeigen. Der Polradwinkel ist demnach nach erfolgreichem Ausrichtungsvorgang bekannt. Die Probleme bzw. Nachteile dieses Verfahrens wurden bereits detailliert in Abschnitt 4.1.1 beschrieben,

sodass an dieser Stelle lediglich auf das hauptsächliche Problem hingewiesen wird: Bei diesem Ausrichtungsvorgang kommt es zu einer unkontrollierten Bewegung der Maschinenwelle mit möglichen Bewegungen in beiden Drehrichtungen. Bei der Mehrzahl der Anwendungen ist dieses Verhalten entweder unerwünscht oder nicht zulässig, sodass die Ausrichtung des Rotors in diesen Fällen keinen Einsatz findet.

4.2.2 Erregerstromverfahren

Im Gegensatz zu der Ausrichtung des Rotors erlaubt das Erregerstromverfahren [Nie-99] tatsächlich die Identifikation der Polradlage und zwar ohne dass der Rotor bewegt wird. Hierbei wird die Statorwicklung der Maschine zunächst durch den Wechselrichter kurzgeschlossen. Nun erhöht man den Feldstrom durch die Erreger-einrichtung so schnell wie möglich, sodass durch die Änderung des Magnetisierungszustandes der Maschine auch eine Spannung in der Statorwicklung induziert wird. Diese induzierte Spannung sorgt nun aufgrund der kurzgeschlossenen Wicklung für einen messbaren Statorstrom, der der Änderung des Magnetfeldes entgegengesetzt ist. Im konkreten Fall führt dies zu einem Statorstromraumzeiger in Richtung der negativen d-Achse der Maschine. Durch Messung der Statorströme kann also sehr einfach auf die Anfangsrotorlage der Maschine geschlossen werden.

Leider existieren auch hier technische Gründe, die die Identifikation mit diesem Verfahren verhindern. Um eine für die präzise Messung ausreichend große Stromantwort auf der Statorseite zu erhalten, muss sich der Hauptfluss der Maschine entsprechend schnell ändern. Diese Änderung des Magnetisierungszustandes hängt zum einen von der Stromanstiegsgeschwindigkeit des Feldstromes ab, wird jedoch von der Dämpferwicklung in der d-Achse abgeschwächt. Je niedriger die Impedanz dieser Dämpferwicklung ist, umso geringer wird die Änderung des Hauptflusses und letztendlich die Antwort im Statorstrom ausfallen. Erfahrungsgemäß erhält man eine ausreichende Stromantwort bei Maschinen mit direkter Erregung, da hierbei die mögliche Stromanstiegsgeschwindigkeit des Feldstroms entsprechend hoch ist. Die Feldwicklung ist in diesem Fall direkt zugänglich, sodass keine weiteren Zeitverzögerungen auftreten.

Anders sieht dies bei bürstenlos erregten Maschinen aus: Hierbei befindet sich das Stellglied für den Erregerstrom auf der Statorseite der Erregermaschine. Wird also beispielsweise die maximal zur Verfügung stehende Spannung an die Erregermaschine gelegt um die größtmögliche Stromanstiegsgeschwindigkeit zu erzielen, so wird der Stromanstieg sowohl durch die Streuinduktivität der Erregermaschine als auch der Streuinduktivität der Feldwicklung begrenzt. Die resultierende maximale Stromanstiegsgeschwindigkeit ist bei diesem System deutlich kleiner als bei Systemen mit direkter Erregung, sodass das Erregerstromverfahren in der praktischen Anwendung bei Maschinen mit bürstenloser Erregung in der Regel scheitert.

4.3 Anforderungen an die neue Methode

In den letzten Ausführungen wurden die gängigen Verfahren zum geberlosen Hochlaufen aus dem Stillstand vorgestellt. Unglücklicherweise stellte sich bei jedem Verfahren heraus, dass es nur unter bestimmten Voraussetzungen, entweder nur bei Maschinen mit geeigneten Parametern oder nur bei unempfindlichen Anwendungen,

eingesetzt werden darf. Die folgende Tabelle 4.1 soll nochmals einen Überblick über die Voraussetzungen der vorgestellten Verfahren aufzeigen.

Auch wenn es so scheint, als ob durch die bestehenden Methoden ein großer Bereich an Anwendungen abgedeckt wird, gibt es immer wieder Anlagen, bei denen keines der bisherigen Verfahren angewandt werden kann. Besonders kritisch sind die Fälle bei denen die Anwendung aus technischen Gründen keine unkontrollierten Bewegungen erlaubt und eine bürstenlos erregte Maschine mit trägem Feldkreis Verwendung findet. Die Maschine müsste unter diesen Bedingungen sowohl ein ausgeprägt verschiedenes Hochfrequenzverhalten zwischen beiden Achsen aufweisen als auch ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten haben, damit der geberlose Betrieb möglich ist.

Es mag der Eindruck entstehen, dass es sich also lediglich um vereinzelte Spezialfälle handelt, bei denen noch keine Lösung vorliegt. Es sei jedoch angemerkt, dass die geberlose Regelung vorzugsweise bei den Antrieben eingesetzt wird, die geringe Anforderungen an die Dynamik haben: Also beispielsweise Pumpen, Lüfter oder Schiffsantriebe. Genau diese Antriebe werden jedoch vorzugsweise bürstenlos ausgeführt, sodass demnach die Antriebe bei denen die geberlose Regelung sinnvoll wäre, auch häufig zu jenen gehören, bei denen der geberlose Hochlauf der Maschine Probleme bereitet.

Anlaufverfahren	Probleme
Gesteuerter Betrieb:	
I/f-Steuerung	Beim Anlaufen ohne vorherige Winkelinformation: Unkontrollierte Bewegung des Rotors
Asynchroner Hochlauf	Feldwicklung muss kurzgeschlossen werden (nicht möglich)
Geregelter Betrieb:	
Einprägung hochfrequenter Signale	-Stark Maschinenparameter abhängig -Admittanz in d- und q- Achse muss sich in jedem Betriebspunkt stark unterscheiden -Sättigung muss auswertbar sein
Alaküla-Methode (Testsignaleinprägung in der Feldwicklung)	-Nicht bei dynamischer Regelung der Statorgrößen geeignet -Versagt i.d.R. bei bürstenloser Erregung
Identifikation der Anfangslage:	
Ausrichtung des Rotors	Unkontrollierte Bewegung des Rotors
Erregerstromverfahren	Versagt i.d.R. bei bürstenloser Erregung

Tabelle 4.1: Bisherige Verfahren, Grenzen

4.4 Verfahren mit niederfrequenten Spannungspulsen

Eines der Ziele dieser Arbeit war es demzufolge ein neues Verfahren für die Identifikation der Anfangsrotorlage zu entwickeln, welches genau für diesen bisher nicht abgedeckten Bereich eine geeignete Lösung anbieten soll. Das Verfahren muss also insbesondere für bürstenlos erregte Maschinen geeignet sein und darf keine, oder nur im begrenzten Maß, unkontrollierte Bewegungen vollziehen. Aus den Problemen der bisher gezeigten Verfahren geht außerdem hervor, dass auf den Einsatz von hochfrequenten Testsignalen verzichtet werden muss (siehe Abschnitt 4.1.3) und dass auch die Auswertung des Sättigungszustandes nicht zielführend ist. Des Weiteren ist aus Abschnitt 4.1.2 ersichtlich, dass der Feldstrom immer fließen muss, bevor ein Schaltsignal an den Wechselrichter gesendet wird.

4.4.1 Frequenzgang der Synchronmaschine

Da die stillstehende Synchronmaschine aus elektrischer Sicht rein passives Verhalten aufweist, muss die Maschine mit Testsignalen beaufschlagt werden, um überhaupt eine messbare Antwort zu erhalten. Aus Abschnitt 4.1.3 ist bereits ersichtlich, dass viele Maschinen ein nahezu gleiches Hochfrequenzverhalten in der d- und q- Achse

aufweisen und eine Identifikation der Rotorlage anhand des Admittanzunterschiedes bei diesen Frequenzen nicht möglich ist. Dennoch muss es eine Möglichkeit geben, die d- und q- Achse der Maschine unterscheiden zu können, da jede Synchronmaschine aufgrund ihres Aufbaus eine Unsymmetrie aufweist: Selbst bei Vollpolmaschinen mit exakt identischen Hauptinduktivitäten und symmetrischen Dämpferkäfig besitzt die Maschine unsymmetrisches Verhalten, da die Feldwicklung nur in der d-Achse liegt. Es muss demnach theoretisch möglich sein, genau diese Unsymmetrie zu detektieren, wenn ein Testsignal mit geeigneter Frequenz eingespeist wurde. Um diesen Sachverhalt zu klären, wird nun zunächst der Admittanzfrequenzgang ($\underline{Y}_d(\omega)$, $\underline{Y}_q(\omega)$, (4.4),(4.5)) einiger Synchronmaschinen untersucht. Insbesondere interessiert die Differenz des Frequenzganges zwischen d- und q- Achse der Maschine. Für die Berechnung des Frequenzganges ausgehend von den Maschinenparametern wird das Ersatzschaltbild der Maschine in rotorfesten Koordinaten verwendet. Im Stillstand verschwinden die Spannungsquellen im Ersatzschaltbild, sodass es sich letztlich um ein rein passives System handelt.

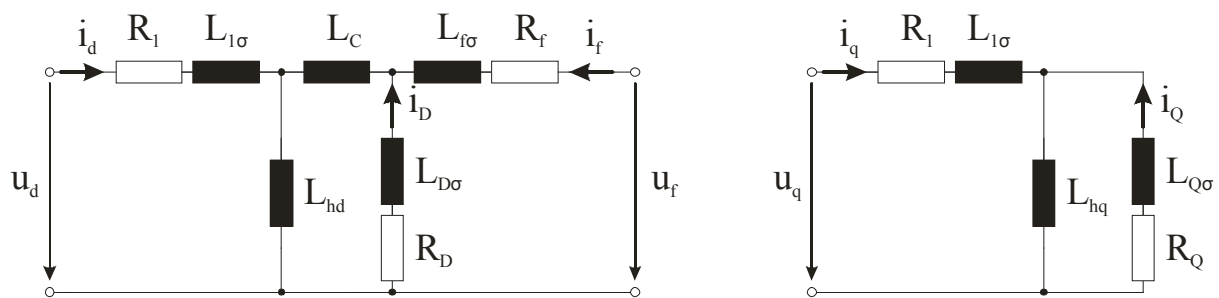


Abbildung 4.6 Ersatzschaltbild der Synchronmaschine im Stillstand

$$\underline{Y}_d(\omega) = \frac{\underline{i}_d(\omega)}{\underline{u}_d} \quad (4.4)$$

$$\underline{Y}_q(\omega) = \frac{\underline{i}_q(\omega)}{\underline{u}_q} \quad (4.5)$$

Die Feldspannung wird für die Frequenzgangbestimmung zunächst als konstant angenommen, da der Feldregelkreis sehr träge ist. Für die Admittanzberechnung darf die Feldspannung demnach als Kurzschluss betrachtet werden. Für sehr geringe Testsignalfrequenzen gilt diese Annahme selbstverständlich nicht mehr, da in diesem Falle der Feldregler die Testsignalantwort im Feldstrom ausregeln würde.

In Abbildung 4.7 sind die Ergebnisse eines Admittanzfrequenzganges beispielhaft für eine 1,2MVA Schenkelpolmaschine dargestellt.

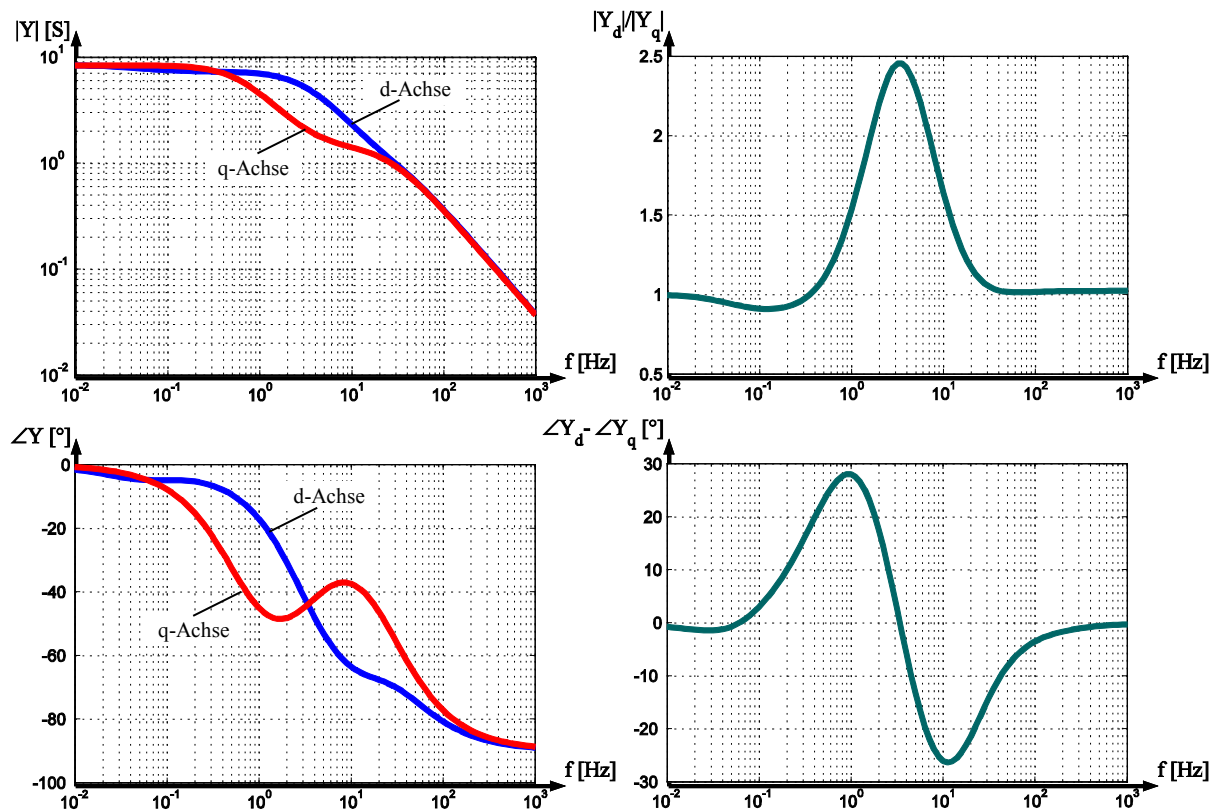


Abbildung 4.7 Ergebnisse, Maschine 1

Erstaunlicherweise besteht bei den Admittanzen in d- und q-Richtung der Maschine für hohe Frequenzen beinahe kein Unterschied ($Y_d \approx Y_q$ bzw. $Y_d/Y_q \approx 1$), obwohl es sich um eine Schenkelpolmaschine handelt, bei der man einen ausgeprägten Unterschied beider Achsen erwarten würde. Offensichtlich ist der Einfluss der Dämpferwicklungen auf den Frequenzgang derart ausgeprägt, dass ein Unterschied in den Hauptinduktivitäten bei hohen Frequenzen kaum messbar ist. Dies führt zu der bereits unter 4.1.3 besprochenen Tatsache, dass sämtliche Identifikationsverfahren mit hochfrequenten Testsignalen bei dieser Maschine scheitern würden. Weiterhin fällt auf, dass die untersuchte Maschine einen Frequenzbereich aufweist, bei dem ein ausgeprägter Unterschied beider Achsen vorhanden ist. Dieser Bereich liegt zwischen 1 und 20 Hz und weist eine relative Differenz zwischen beiden Achsen (Y_d/Y_q) von bis zu 2,5 auf. Prägt man demnach ein Testsignal mit entsprechender Frequenz in den Stator der Maschine ein, so können die beiden Achsen aufgrund der markant unterschiedlichen Stromantworten mit Leichtigkeit unterschieden werden.

Die in Abbildung 4.7 gezeigten Frequenzgangkurven stellen nur die Verhältnisse einer einzelnen Maschine dar. Bevor über ein mögliches Identifikationsverfahren gesprochen wird, welches sich genau diese Effekte zu nutzen macht, gilt es also festzustellen, ob sich die hier getroffenen Beobachtungen auch bei anderen Synchronmaschinen wieder finden. Im Laufe dieser Arbeit wurde aus diesem Grund eine Vielzahl von verschiedenen Maschinen untersucht. Die notwendigen Daten wurden von bereits installierten Mittelspannungsantrieben bei verschiedenen Anwendungsgebieten genommen. Die entscheidende Information, in welchem Frequenzbereich ein Unterschied zwischen den Achsen feststellbar ist, kann man am

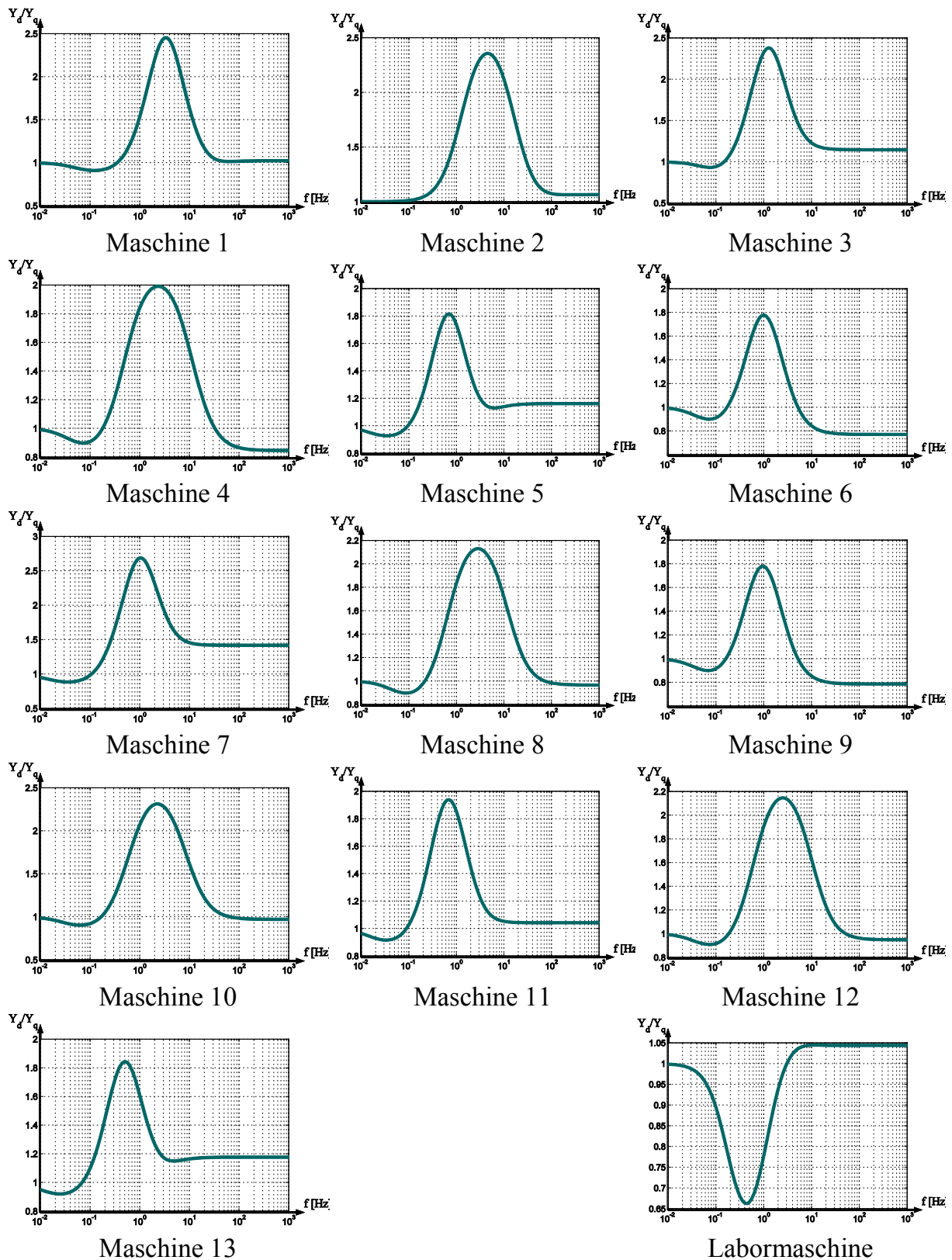


Abbildung 4.8 Frequenzgangverhältnis verschiedener Maschinen
(Maschinendaten: siehe Anhang)

besten dem Diagramm $Y_d/Y_q=f(\omega)$ entnehmen. Deshalb wird sich darauf für den Vergleich der Maschinen beschränkt (Abbildung 4.8).

Blendet man zunächst den Frequenzgang in Abbildung 4.8 unten rechts aus, ist es offensichtlich, dass alle dargestellten Maschinen prinzipiell das gleiche Verhalten aufweisen: nämlich ausgeprägte Unterschiede beider Achsen im niedrigen Frequenzbereich (ca. 1...10Hz) und sehr geringe Abweichungen für hohe Frequenzen. Außerdem besitzen alle Maschinen im niedrigen Frequenzbereich eine größere Admittanz in der d-Achse. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass für die Frequenzgangbestimmung die Feldwicklung als Kurzschluss betrachtet wurde. Somit liegen in der d-Achse zwei kurzgeschlossenen Wicklungen parallel (die Feld- und die Dämpferwicklung), während in der q-Achse nur die Dämpferwicklung liegt.

Eine Ausnahme stellt der Frequenzgang in Abbildung 4.8 unten rechts dar. Bei dieser Maschine handelt es sich, im Gegensatz zu allen anderen untersuchten Maschinen, nicht um eine bei einem Kunden installierte Maschine sondern um eine für Laborzwecke konstruierte Maschine. Hierbei ist offensichtlich die Admittanz in der q-Achse größer als in der d-Achse. Auch wenn diese Charakteristik für die im nachfolgenden beschriebene Identifikationsmethode keine Hürde darstellt, sei an dieser Stelle trotzdem darauf hingewiesen, dass es sich bei dieser Maschine um eine Sonderanfertigung für den Laborbetrieb handelt. Beispielsweise wurde die Maschine so ausgeführt, dass sie sowohl über Schleifringe direkt erregt werden kann als auch über eine ebenfalls angebrachte Erregermaschine bürstenlos betrieben werden kann. Ein weiteres äußerst ungewöhnliches Merkmal dieser Maschine ist, dass der Nennfeldstrom größer als der Nennstatorstrom ist. Der Frequenzgang dieser speziellen Maschine gilt demnach nicht als ausschlaggebend für einen generell zu erwarten Frequenzgang einer typischen Synchronmaschine. Durch die Untersuchung dieser Sondermaschine wird dennoch deutlich, dass man nicht ausschließen kann, dass man eine Synchronmaschine antrifft, die sich völlig atypisch verhält.

In

Tabelle 4.2 sind nochmals die entscheidenden Daten aus den Frequenzgängen für die verschiedenen untersuchten Maschinen zusammengefasst. In der rechten Spalte ist das Verhältnis der Admittanzen in beiden Achsen für hohe Frequenzen angegeben. Damit das unter 4.1.3 beschriebene Verfahren mit hochfrequenten Testsignalen eingesetzt werden kann, ist erfahrungsgemäß ein Admittanzunterschied von mindestens $Y_d/Y_q > 1,12$ bzw. $Y_q/Y_d > 1,12$ notwendig. Alleine beim Betrachten dieses Parameters kann das Hochfrequenzverfahren bereits bei der Hälfte der Maschinen ausgeschlossen werden (siehe rot markierte Werte). Weiterhin interessiert der Frequenzbereich, in dem damit gerechnet werden kann, dass eine Unterscheidung beider Achsen mit einem neuen Identifikationsverfahren sicher möglich ist. Hierfür wurde angenommen, dass sich die beiden Admittanzen mindestens um den Faktor 1,2 voneinander unterscheiden müssen. Es ist auffällig, dass der verwertbare Frequenzbereich bei allen Maschinen im niederfrequenten Bereich liegt. Aus diesem Grund werden bei der neuen Identifikationsmethode niederfrequente Testsignale verwendet. Da alle untersuchten Maschinen ohne Ausnahme einen ausgeprägten Admittanzunterschied in diesem Frequenzbereich aufweisen, wird angenommen, dass das neue Identifikationsverfahren bei dem Großteil der Synchronmaschinen eingesetzt werden kann.

			Frequenzbereich mit $Y_d/Y_q > 1,2$	$(Y_d/Y_q)_{max}$	Y_d/Y_a ($f=1\text{kHz}$)	
Maschine 1 (Schenkelpol)	$S_N=1,1\text{MVA}$	$n_N=1500\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,6 ... 20Hz	2,45	1,02
Maschine 2 (Schenkelpol)	$P_N=4,4\text{MW}$	$n_N=1000\text{min}^{-1}$	$p=3$	0,5 ... 45Hz	2,36	1,06
Maschine 3 (Vollpol)	$P_N=4,7\text{MW}$	$n_N=1500\text{min}^{-1}$	$p=3$	0,25 ... 13Hz	2,38	1,15
Maschine 4 (Schenkelpol)	$P_N=7,2\text{MW}$	$n_N=1800\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,3 ... 20Hz	1,99	0,85
Maschine 5 (Schenkelpol)	$P_N=7,7\text{MW}$	$n_N=257\text{min}^{-1}$	$p=6$	0,3 ... 3,2Hz	1,82	1,16
Maschine 6 (Schenkelpol)	$P_N=8,9\text{MW}$	$n_N=1800\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,3 ... 3,5Hz	1,78	0,77
Maschine 7 (Schenkelpol)	$P_N=9,0\text{MW}$	$n_N=1000\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,2 ... ∞ Hz	2,69	1,42
Maschine 8 (Schenkelpol)	$P_N=10\text{MW}$	$n_N=1800\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,4 ... 28Hz	2,13	0,97
Maschine 9 (Schenkelpol)	$P_N=11\text{MW}$	$n_N=1800\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,3 ... 3,5Hz	1,78	0,79
Maschine 10 (Schenkelpol)	$P_N=15\text{MW}$	$n_N=1500\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,3 ... 22Hz	2,31	0,97
Maschine 11 (Schenkelpol)	$P_N=18\text{MW}$	$n_N=165\text{min}^{-1}$	$p=6$	0,2 ... 3,5Hz	1,94	1,04
Maschine 12 (Schenkelpol)	$P_N=20\text{MW}$	$n_N=1800\text{min}^{-1}$	$p=2$	0,4 ... 22Hz	2,15	0,95
Maschine 13 (Schenkelpol)	$P_N=20\text{MW}$	$n_N=132\text{min}^{-1}$	$p=6$	0,1 ... 2,8Hz	1,84	1,18
Labormaschine (Schenkelpol)	$P_N=1,0\text{MW}$	$n_N=225\text{min}^{-1}$	$p=4$	0,1 ... 1,3Hz*	1,51*	1,04

*Für diese Maschine sind die Werte für Y_q/Y_d anstelle von Y_d/Y_q angegeben

Tabelle 4.2: Auswertung des Frequenzgangs bei unterschiedlichen Maschinen

Es sei noch angemerkt, dass es sich bei den bisher gezeigten Frequenzgängen lediglich um berechnete Größen handelt und es zu Abweichungen in der praktischen Anwendung kommen kann. So konnte beispielsweise bei der „Labormaschine“ (siehe Tabelle 4.2 unten) auch mit einer Testsignalfrequenz von 10Hz noch ein deutlicher Unterschied zwischen beiden Achsen festgestellt werden, obwohl dies nach der theoretischen Berechnung nicht möglich bzw. äußerst schwierig wäre. Dies liegt zum einen daran, dass für die Frequenzgangberechnung ausschließlich die ungesättigten Werte der Hauptinduktivität verwendet wurden. Bei dem im nachfolgenden beschriebenen Verfahren muss allerdings ein kleiner Feldstrom fließen, bevor die Testsignale eingepreßt werden dürfen. Die Maschine ist demnach vormagnetisiert und die Hauptinduktivität bereits ein wenig gesättigt, welches einen kleinen Einfluss auf die Frequenzgangkurven hat. Wesentlich gravierender ist jedoch der bei der Berechnung vernachlässigte Einfluss des Feldreglers. Besonders bei niedrigen Test-

signalfrequenzen wird dieser Regler die Feldspannung entsprechend einstellen, sodass der Feldstrom möglichst konstant bleibt. Je nach Reglerparameter stellt sich demnach ein unterschiedlicher Frequenzgang bei derselben Maschine ein. In Abbildung 4.9 ist dieser Zusammenhang am Beispiel der „Maschine 1“ zu sehen. Abgebildet sind sowohl der berechnete Frequenzgang ohne Einfluss des Feldreglers ($u_f = konst$), der theoretische Fall eines idealen Reglers ($i_f = konst$) sowie der resultierende Frequenzgang unter Verwendung eines PI-Feldreglers mit praxistauglichen Reglerparametern ($K_P = 8\%$, $T_N = 100\text{ms}$, pu-System).

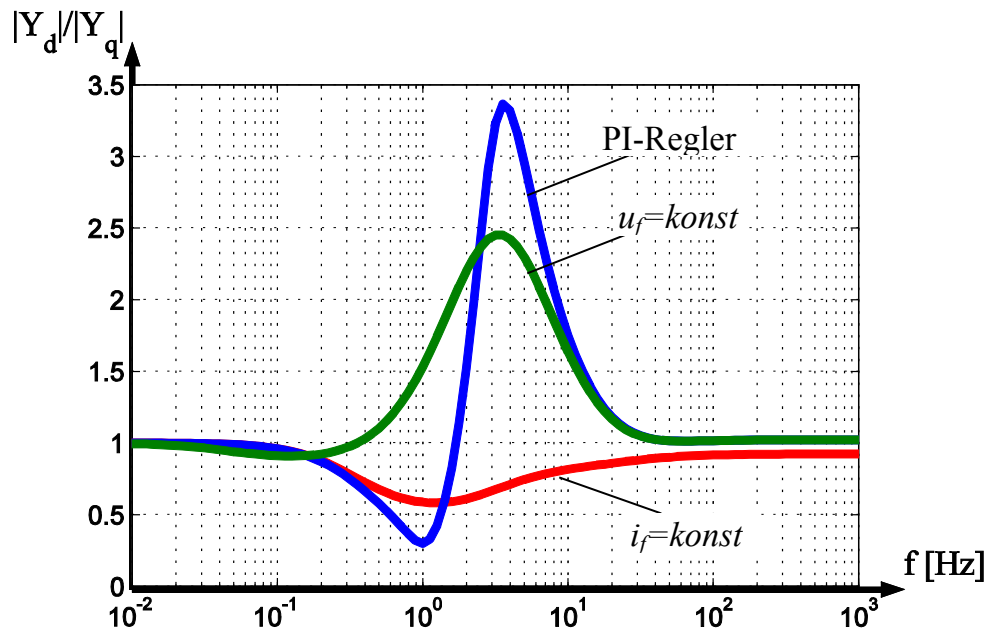


Abbildung 4.9 Einfluss des Feldreglers, Maschine 1

Es ist demnach offensichtlich, dass der Einfluss des Feldreglers insbesondere in dem interessanten Frequenzbereich nicht vernachlässigt werden kann, sondern im Gegenteil sehr starken Einfluss hat. Je nach Einstellung des Reglers bzw. gewählter Testsignalfrequenz wirkt sich der PI-Feldregler entweder positiv oder auch negativ auf die im Folgenden beschriebene Identifikationsmethode aus. Die in Abbildung 4.9 dargestellten Zusammenhänge sollten jedoch mit Vorsicht interpretiert werden, da bei der Berechnung einerseits sämtliche Totzeiten im Regelkreis vernachlässigt wurden und andererseits davon ausgegangen wird, dass der Reglerausgang nicht begrenzt wird.

Vor allem die letzte Annahme stimmt in der praktischen Anwendung häufig nicht, da die zur Verfügung stehende Spannung des Feldreglers oft nicht ausreicht, um den recht hohen Spannungspuls am Stator auszugleichen. Aus diesen Überlegungen ist ersichtlich, dass es nicht praktikabel bzw. nicht möglich ist, jeden Einfluss auf die Frequenzgangkurven zu berücksichtigen. Zusammenfassend lässt sich jedoch sagen, dass die bisher gezeigten Frequenzgangkurven zwar das prinzipielle Verhalten der Maschinen widerspiegeln und demnach die Grundlage für die neue Identifikationsmethode mit niederfrequenten Testsignalen liefern, eine exakte Bestimmung des resultierenden Frequenzgangs kann unter Berücksichtigung aller Gegebenheiten allerdings nicht erfolgen.

4.4.2 Auswertung des Feldstroms

Der Einsatz von niederfrequenten Testsignalen birgt noch einen weiteren bisher nicht betrachteten Vorteil: Die Möglichkeit der zusätzlichen Auswertung des Feldstroms. Wird ein Testsignal in die d-Achse der Statorwicklung eingepreßt so kann eine entsprechende Antwort im Feldstrom beobachtet werden. Wird das Testsignal hingegen in die q-Achse eingepreßt, so ergibt sich keine Reaktion im Feldkreis.

Bei den Hochfrequenzverfahren macht die Auswertung des Feldstroms wenig Sinn, da dieser durch die hochfrequenten Signale nur geringfügig beeinflusst wird. Außerdem ist die Abtastrate des Feldstroms bei den Feldstromstellern zu niedrig, um die Antwort von hochfrequenten Signalen zu analysieren. Beide Einschränkungen gelten jedoch nicht für die Einprägung niederfrequenter Signale. Erfahrungsgemäß sollte die Abtastfrequenz jedoch mindestens das Zehnfache der Testsignalfrequenz betragen, um eine aussagekräftige Messung zu erhalten. Bei den standardmäßig eingesetzten Feldstromstellern wird der Feldstrom mit der sechsfachen Netzfrequenz abgetastet, also beispielsweise mit 300Hz bei einer Netzfrequenz von 50Hz. In diesem Fall könnte der Feldstrom bei Testsignalen mit einer Frequenz von bis zu 30Hz problemlos analysiert werden. Des Weiteren ist die Antwort im Feldstrom auf das im Stator eingespeiste Testsignal bei niedrigen Frequenzen sehr ausgeprägt. In Abbildung 4.10 ist das Verhältnis zwischen der Amplitude der Feldstromantwort und der Amplitude des eingepreßten Stroms in d-Richtung (\hat{i}_f/\hat{i}_d) für unterschiedliche Frequenzen angegeben. Bei dem interessanten Frequenzbereich beträgt die Feldstromantwort bei dieser Maschine demnach ca. 80% des Statorstroms.

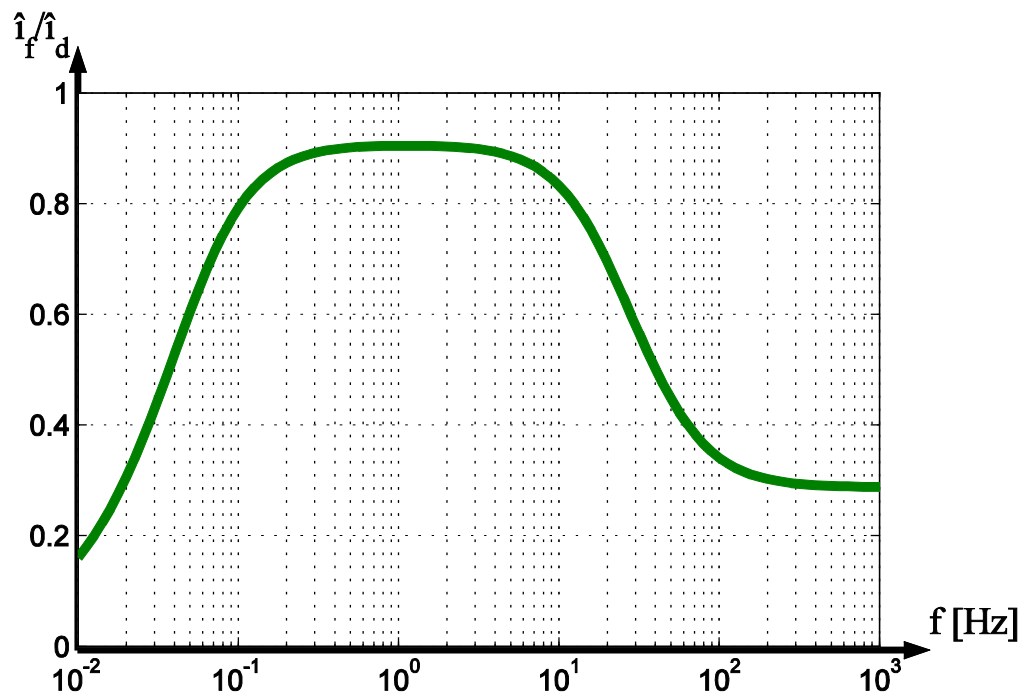


Abbildung 4.10 Stromverhältnis i_f/i_d , Maschine 1

Da das neue Identifikationsverfahren insbesondere auch bei bürstenlos erregten Maschinen einsetzbar sein soll, stellt sich die Frage, inwieweit das reproduzierte

Feldstromsignal für die Auswertung der Testsignalantwort brauchbar ist. Selbstverständlich kann nicht davon ausgegangen werden, dass die Reproduktion des Feldstromsignals in punkto Dynamik und Genauigkeit der direkten Messung des Feldstroms, wie bei direkter Erregung, gleicht. Jedoch beweisen sowohl Simulationsergebnisse als auch die im nachfolgenden aufgezeigten Messergebnisse, dass die Reproduktion des Feldstroms eine für dieses Identifikationsverfahren ausreichende Genauigkeit aufweist. In Abbildung 4.11 ist beispielhaft ein Simulationsergebnis dargestellt, bei dem ein Testsignal im Stator der Maschine eingepreßt wurde und sowohl der Feldstrom (i_f) als auch die Statorströme des Erregersystems ($i_{E1,U}$, $i_{E1,V}$, $i_{E1,W}$) beeinflusst wurden.

Bei dem zuvor beschriebenen Erregerstromverfahren (Abschnitt 4.2.2) wurde beschrieben, dass jenes Verfahren oft bei bürstenlos erregten Maschinen versagt, da der Feldkreis bei einigen Maschinen zu träge ist. Dies bewirkt, dass die Antwort in der Statorwicklung nicht auswertbar ist, selbst wenn die maximale Spannung durch die Erregereinrichtung bereit gestellt wird. Bei dem nun vorgestellten Verfahren scheint es demnach zunächst so, als ob das neue Verfahren unter dem gleichen Problem leide. Der einzige Unterschied besteht darin, dass nun das Testsignal nicht auf der Feldseite der Maschine eingespeist und am Stator gemessen wird, sondern genau umgekehrt: Das Testsignal wird bei dem neuen Verfahren in die Statorwicklung eingepreßt und es soll die Antwort im Feldkreis analysiert werden.

Bei genauerer Betrachtung fällt jedoch auf, dass es einen beträchtlichen Unterschied macht, in welche Wicklung der Maschine das Testsignal eingepreßt wird [FP-14]. In Abbildung 4.12 sind beispielhaft für eine Maschine die Übersetzungsverhältnisse zwischen den Wicklungen angegeben.

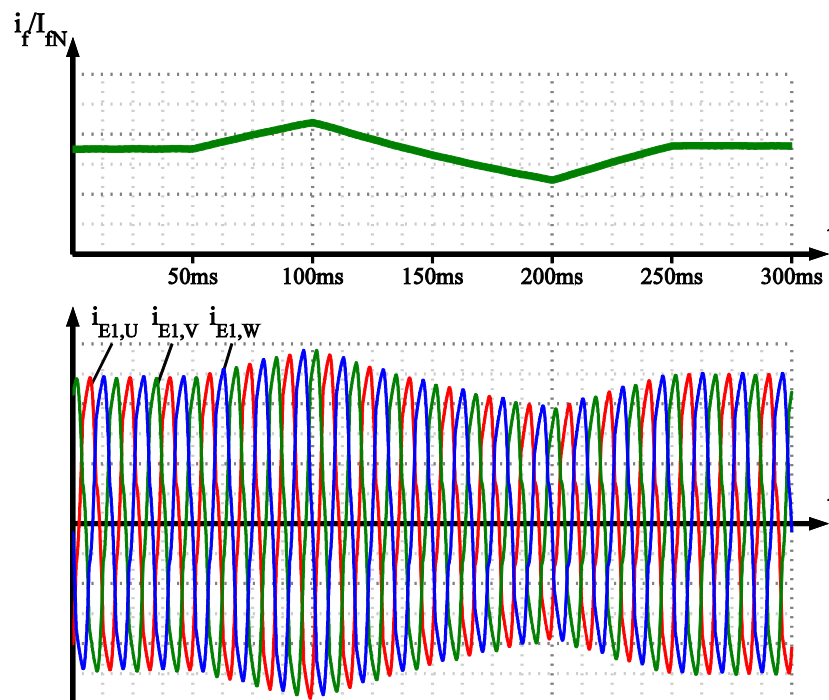


Abbildung 4.11 Testsignalantwort im Feldstrom und Statorströme des Erregersystems (Simulationsergebnisse)

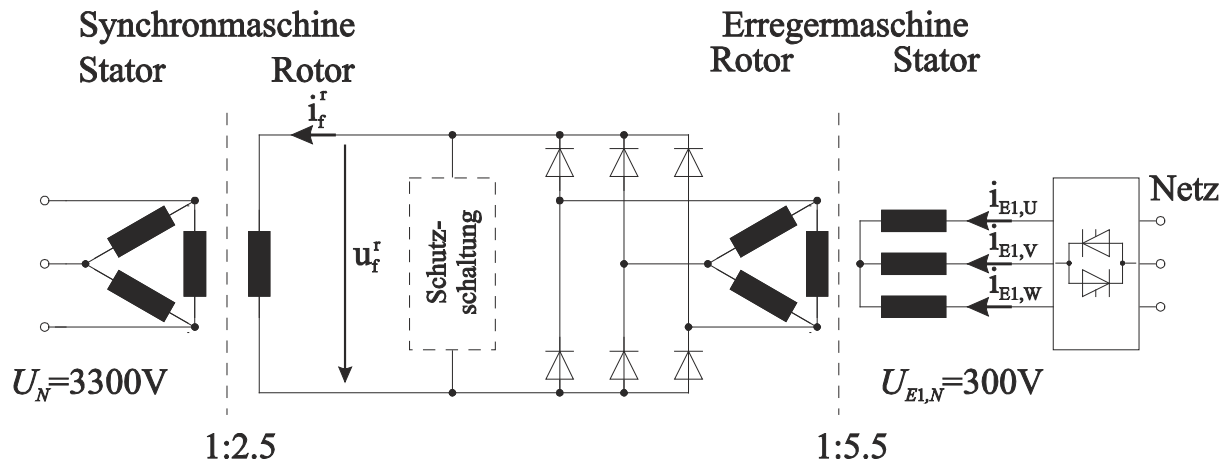


Abbildung 4.12 Windungszahlenverhältnisse bei bürstenloser Erregung (Maschine 8)

Aus Abbildung 4.12 ist ersichtlich, dass der Feldkreis eine höhere Windungszahl aufweist, als die Statorwicklung, da man mit einem relativ kleinen Feldstrom eine große magnetische Durchflutung hervorrufen möchte. Außerdem weist die Statorwicklung des Erregersystems wiederum eine höhere Windungszahl auf als seine Rotorwicklung. Betrachtet man das gesamte resultierende Übersetzungsverhältnis, also vom Stator der Synchronmaschine zum Stator des Erregersystems, so müssen die beiden einzelnen Windungszahlenverhältnisse multipliziert werden. In dem Beispiel in Abbildung 4.12 ergibt sich somit ein resultierendes Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u}_{res} = 2,5 \cdot 5,5 = 13,75$. Anders als bei einem Transformator weist bei der Synchronmaschine die Seite mit der hohen Windungszahl allerdings eine deutlich niedrigere Nennspannung auf. Rechnet man die Nennspannung des Erregersystems auf die Statorseite der Synchronmaschine um, muss also durch das Übersetzungsverhältnis geteilt werden (4.6).

$$U_{E1,N}^s = \frac{U_{E1,N}}{\ddot{u}_{res}} \quad (4.6)$$

mit:

$U_{E1,N}$	Nennspannung der Erregermaschine
$U_{E1,N}^s$	Auf die Statorseite der Synchronmaschine umgerechnete Nennspannung der Erregermaschine
\ddot{u}_{res}	Resultierendes Übersetzungsverhältnis zwischen Stator der Synchronmaschine und Stator der Erregermaschine

Man erhält in diesem Fall eine auf die Synchronmaschine übersetzte Erregerspannung von gerade einmal 21,8V (=300V/13,75). Die Nennspannung der Synchronmaschine beträgt jedoch 3300V, also eine um den Faktor 150 größere Spannung! In anderen Worten: Würde ein Spannungstestsignal mit maximal möglicher Amplitude in die Statorwicklung eingepreßt, so kann damit gerechnet werden, dass die Antwort im Feldstrom etwa um den Faktor 150 größer wäre, als wenn ein Testsignal mit

maximaler Amplitude durch die Erregereinrichtung eingeprägt würde. Aufgrund dieser Verhältnisse ist es offensichtlich, dass auch bei Maschinen bei denen das Erregerstromverfahren (Abschnitt 4.2.2) versagt, eine Antwort im Feldstrom detektiert werden kann, wenn das Testsignal in die Statorwicklung eingeprägt wurde.

Das im folgendem beschriebene Identifikationsverfahren kann sich demnach sowohl auf die Auswertung der Statorströme als auch auf die Auswertung des Feldstroms stützen und das sowohl bei direkt erregten als auch bei bürstenlos erregten Maschinen.

4.4.3 Überlegungen zum Testsignal

Generell gibt es zwei Möglichkeiten das Testsignal in die Statorwicklung einzuprägen: die Einprägung eines Teststromes oder die Einprägung einer Testspannung.

Bei der ersten Variante muss in der Umrichter-Software eine entsprechende Stromregelung vorhanden sein mit der der gewünschte Stromverlauf erzielt werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit, sollte das Verfahren an einem Mittelspannungsumrichter der Firma ABB implementiert werden. Da bei den Umrichtern der Firma ABB in der Regel nicht der Strom, sondern der Fluss sowie das Drehmoment geregelt werden (siehe DTC-Verfahren, Abschnitt 2.3.3), müsste speziell für dieses neue Identifikationsverfahren eine Stromregelung in den Umrichter implementiert werden, die auch entsprechend parametrisiert werden müsste. Aus diesem Grund wurden bei diesem Verfahren Spannungstestsignale eingeprägt.

Die Anforderungen an die neue Identifikationsmethode wurden bereits unter 4.3 zusammengefasst. Für die Einprägung des Testsignals ist insbesondere die Einschränkung zu beachten, dass der Feldstrom aus Sicherheitsgründen ständig fließen muss, oder genauer gesagt, einen Wert von mindestens 30% seines Nennwertes aufweisen muss. Problematisch an dieser Festlegung ist, dass die Maschine bei fließendem Feldstrom bereits magnetisiert ist und demnach ebenfalls ein Drehmoment erzeugen wird, sobald ein Strom in der q-Achse der Statorwicklung fließt.

Da die Rotorlage zunächst unbekannt ist, kann dieser Fall nicht ausgeschlossen werden, sodass mit einer Bewegung der Maschine während des Identifikationsprozesses gerechnet werden muss. Dies scheint jedoch ein Widerspruch zu einer der Forderungen an das neue Verfahren zu sein, nämlich der, dass es zu keiner unkontrollierten Bewegung kommen darf. Schafft man es jedoch, das Testsignal genau so einzuprägen, dass die maximal mögliche Bewegung der Maschine unterhalb eines tolerierbaren Grenzwertes liegt, können beide Voraussetzungen erfüllt werden. Dafür müssen jedoch Überlegungen zum Testsignal getroffen werden, die sowohl die Form des Testsignals als auch die Amplitude des Testsignals berücksichtigen.

Selbstverständlich wird sich bei einer kleineren Testsignalamplitude auch eine geringere Bewegung der Maschine ergeben. Betrachtet man allerdings die quantitativen Zusammenhänge, so stellt man fest, dass die Amplitude des Spannungstestsignals extrem niedrig gehalten werden muss, um den Strom und letztlich auch die Bewegung klein zu halten. Bei niedrigen Frequenzen ist die Admittanz der Maschinen derart hoch, sodass je nach Maschine eine Spannung von 0,2% bis etwa 1% des Nennwertes ausreicht um einen Statorstrom von bereits 10% des Nennwertes zu erhalten. Es sei angemerkt, dass die Erzeugung derart kleiner Spannungen mit einem Mittelspannungsumrichter nicht trivial ist, da zahlreiche Einschränkungen in den

Schalthandlungen berücksichtigt werden müssen. Das genaue Verfahren zur Modulation der Testsignale wird im nachfolgenden Abschnitt erläutert. Aufgrund der Schwierigkeiten diese kleinen Spannungen zu erzeugen, wird hier bereits ein rechteckförmiges Testsignal gewählt. Der Vorteil dieser Signalform ist der, dass nur zwei verschiedene Spannungsniveaus vorhanden sind und nicht (wie beispielsweise bei sinusförmigen Signalen) ein sich kontinuierlich veränderndes Signal umgesetzt werden muss. Die rechteckige Form erleichtert demnach die Implementierung des Modulationsverfahrens enorm.

Ein weiterer wichtiger Parameter des Testsignals ist der, ob man das Rechtecksignal als ungerades oder gerades Signal einprägt. In den beiden folgenden Abbildungen sind qualitativ die Stromantworten abgebildet, wenn ein ungerades sowie ein gerades Rechtecksignal für genau eine Periodenlänge eingepägt wird. Geht man davon aus, dass das Spannungstestsignal in die q-Achse der Maschine eingepägt wurde, so ist der resultierende Strom proportional zum erzeugten Drehmoment. Zwischen Drehmoment und Winkelgeschwindigkeit sowie zwischen Winkelgeschwindigkeit und Rotorlage besteht integrales Verhalten, sodass man die zu erwartende Bewegung der Maschine bei unterschiedlichen Stromantworten qualitativ abschätzen kann. Bei sehr niedrigen Testsignalfrequenzen hat die Maschine beinahe nur ohmschen Charakter (Fall a), bei sehr hohen beinahe nur induktiven (Fall b) und bei moderaten Testsignalfrequenzen ergeben sich Stromantworten wie beispielsweise in Fall c.

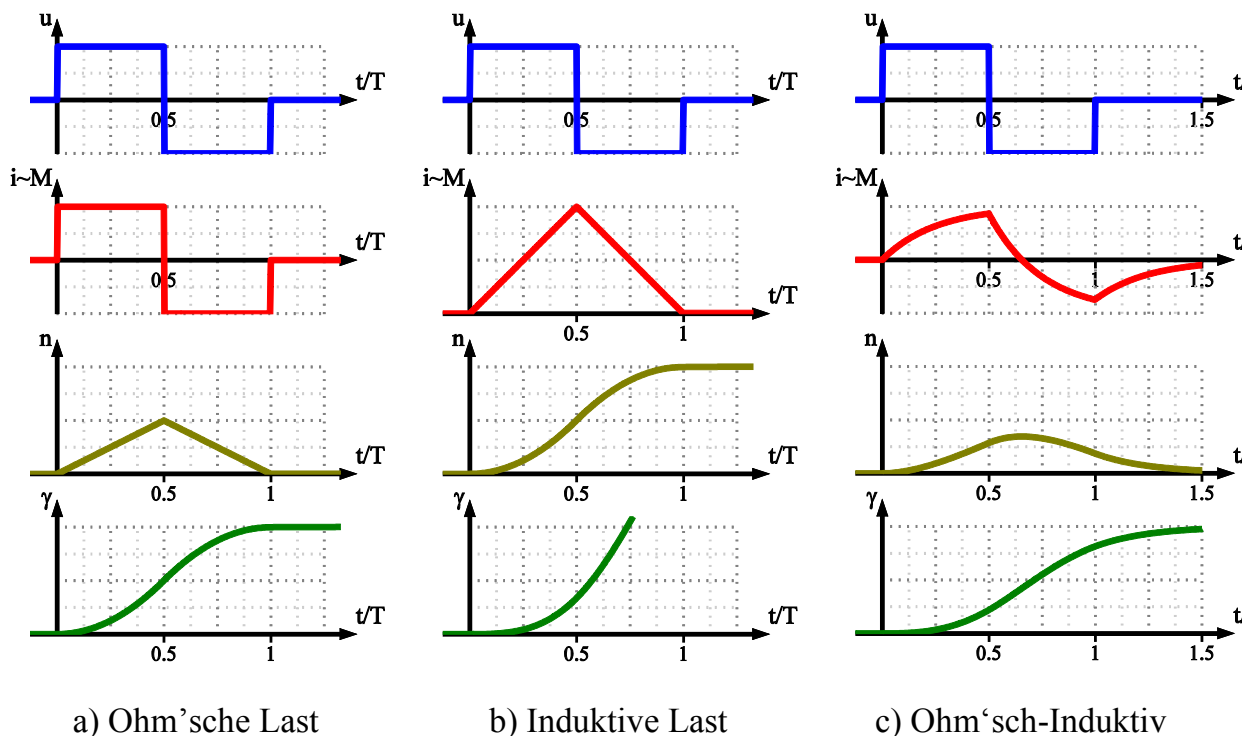


Abbildung 4.13 Stromantworten bei ungeradem Rechtecksignal

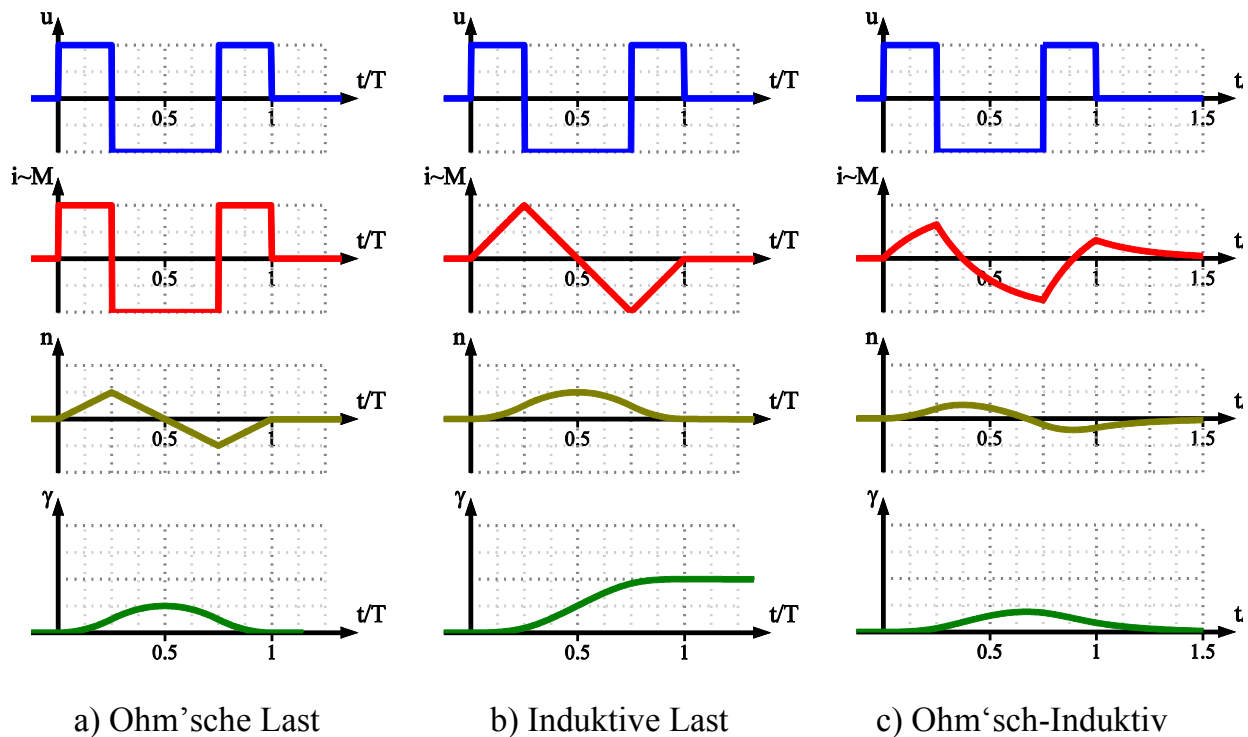


Abbildung 4.14 Stromantworten bei geradem Rechtecksignal

Aus den beiden Abbildungen ist deutlich zu erkennen, dass die Rotorlage sich bei der Einprägung des geraden Signals deutlich weniger verändert und zwar bei allen drei Fällen. Das Einprägen eines geraden Signals birgt demnach erhebliche Vorteile gegenüber des ungeraden Signals, sodass für die Identifikationsmethode genau diese Signalform verwendet wird. Weiter ist aus Abbildung 4.14 ersichtlich, dass sich die Rotorlage zwar ändern kann, es jedoch nicht zu einem Wegdriften der Rotorlage, bzw. zu einer bleibenden Drehgeschwindigkeit nach der Testsignaleinprägung kommt. Sofern die maximal zu erwartende Bewegung des Rotors für die Anwendung der Maschine akzeptabel ist, kann das hier vorgestellte Verfahren eingesetzt werden.

4.4.4 Modulationsverfahren

Da die Qualität der Rotorlageidentifikation entscheidend von der Qualität der eingepprägten Signale abhängt, wird in diesem Abschnitt genauer auf das verwendete Modulationsverfahren zur Einprägung der sehr kleinen Spannungen an einem Mittelspannungsumrichter eingegangen. Prinzipiell kann das hier vorgestellte Modulationsverfahren an einem Wechselrichter mit beliebigen Spannungsniveaus eingesetzt werden, hier soll es allerdings an einem 3-Punkt-Wechselrichter verdeutlicht werden.

Über die prinzipielle Funktionsweise eines 3-Punkt-Wechselrichters sowie die möglichen Spannungsraumzeiger die je nach Schaltzustand ausgegeben werden, wurde bereits in den Abschnitten 2.1.3 und 2.2.3 gesprochen. Da für die Modulation von sehr kleinen Spannungen ebenfalls sehr kleine Einschalt Dauern der IGBTs bzw. IGBTs erforderlich sind, müssen allerdings einige weitere Details bei der Ansteuerung der Halbleiter beachtet werden. Beispielsweise sind Mittelspannungswechselrichter üblicherweise mit Entlastungsnetzwerken ausgestattet, die die Stromsteilheit in den Freilaufdioden während des Schaltvorgangs begrenzen sollen. Insgesamt sind zwei

dieser Netzwerke für jeweils eine Hälfte des Zwischenkreises vorgesehen. Abbildung 4.15 zeigt einen, mit IGBTs ausgeführten, 3-Punkt-Wechselrichter mit Entlastungsnetzwerken.

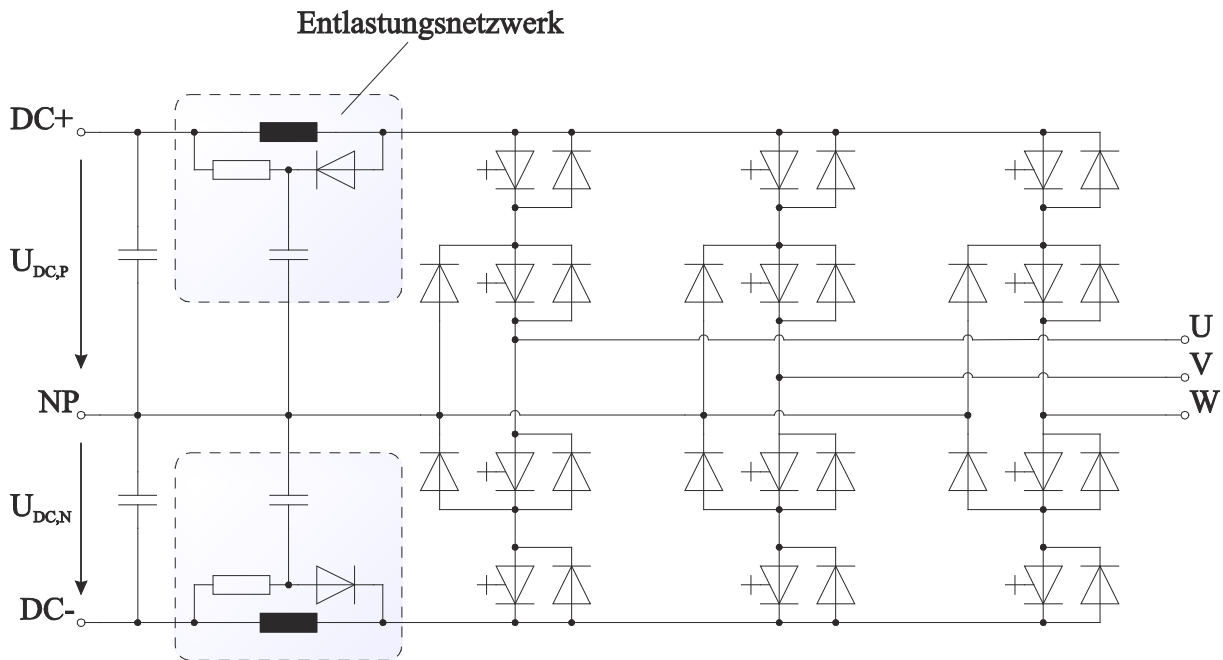


Abbildung 4.15 3-Punkt-Wechselrichter mit Entlastungsnetzwerken

Der Einsatz der Entlastungsnetzwerke birgt jedoch auch einige Einschränkungen: So darf beispielsweise immer nur eine Schalthandlung, die das Entlastungsnetzwerk betrifft, gleichzeitig durchgeführt werden. Beispielsweise darf aus dem Schaltzustand „000“ (also der Zustand bei dem alle drei Phasen mit dem neutralen Punkt des Wechselrichters verbunden sind), nicht in den Zustand „++0“ geschaltet werden, da dies zu zwei Schalthandlungen in der oberen Zwischenkreishälfte führen würde. Das Schalten in die Zustände „+00“ oder „+-0“ wäre dagegen zulässig. Im letzteren Fall („+-0“) treten zwar ebenfalls zwei Schalthandlungen gleichzeitig auf, allerdings bezieht sich die Schalthandlung in Phase U auf die obere Zwischenkreishälfte und die Schalthandlung in Phase V auf die Untere. Zusätzlich muss eine Pause von mehreren zehn Mikrosekunden zwischen zwei Schalthandlungen in einer Zwischenkreishälfte eingehalten werden, damit die Dioden des Entlastungsnetzwerkes nicht überlastet werden. In Abbildung 4.16 sind beispielhaft alle zulässigen Schaltzustände mit den dazugehörigen Raumzeigern hervorgehoben, die direkt aus dem Schaltzustand „000“ erreicht werden können.

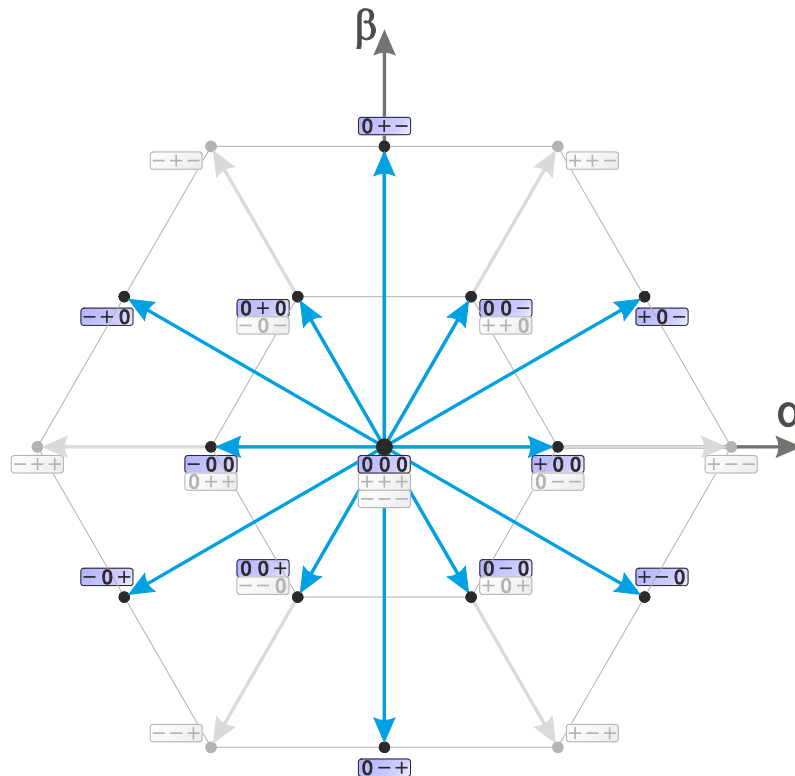


Abbildung 4.16 Schaltzustände die direkt aus dem Schaltzustand „000“ geschaltet werden dürfen

Offensichtlich können alle Raumzeiger des inneren Sechsecks aus dem Zustand „000“ geschaltet werden. Da die bei diesem Identifikationsverfahren notwendigen Spannungen immer in genau diesem Bereich liegen, macht es Sinn, auf alle anderen Schaltzustände, die eine vom Betrag größere Spannung liefern, vollständig zu verzichten. Es werden demnach nur der Nullspannungsraumzeiger „000“ sowie die Raumzeiger des inneren Sechsecks, die direkt aus dem Zustand „000“ erreicht werden können, verwendet (gleiches gilt bei einem 5-Punkt-Wechselrichter oder höher).

Um im Mittel die gewünschte Testsignalspannung zu erhalten, wird nun eine geeignete Raumzeigermodulation eingeführt.

Genau wie bei der klassischen Raumzeigermodulation wird der im Mittel gewünschte Spannungsraumzeiger, in diesem Fall ein Spannungspuls, durch die zeitweise Zuschaltung der benachbarten Raumzeiger erzeugt. Um einen Sollwertraumzeiger im ersten Sektor ($0^\circ \dots 60^\circ$) zu erzeugen, müssen beispielsweise die Raumzeiger „+00“, „00-“ sowie „000“ geschaltet werden (Abbildung 4.17).

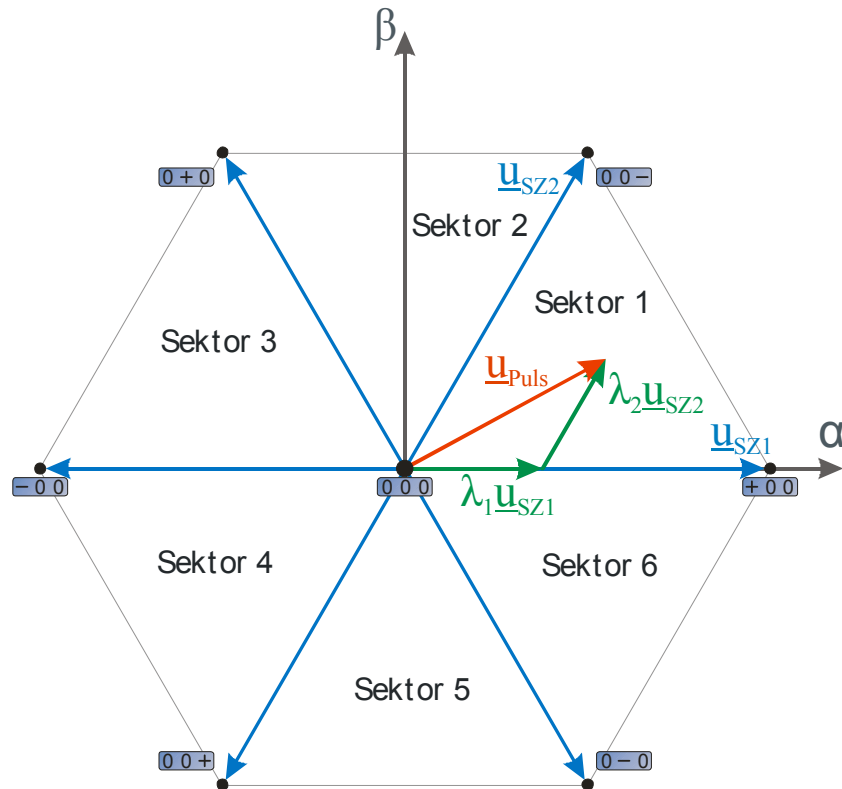


Abbildung 4.17 Prinzip der Raumzeigermodulation

Je nachdem in welchem Sektor sich der Sollraumzeiger befindet, werden andere Spannungsvektoren \underline{u}_{SZ1} und \underline{u}_{SZ2} für die Modulation verwendet. Für den Fall, dass der Zwischenkreis symmetrisch ist ($U_{DC,P}=U_{DC,N}=U_{DC}/2$), gilt folgende Tabelle:

$\angle \underline{u}_{Puls}$		\underline{u}_{SZ1}	\underline{u}_{SZ2}
0..60°	(Sektor 1)	$\underline{u}_{+00} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j0^\circ}$	$\underline{u}_{00-} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j60^\circ}$
60..120°	(Sektor 2)	$\underline{u}_{00-} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j60^\circ}$	$\underline{u}_{0+0} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j120^\circ}$
120..180°	(Sektor 3)	$\underline{u}_{0+0} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j120^\circ}$	$\underline{u}_{-00} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j180^\circ}$
180..240°	(Sektor 4)	$\underline{u}_{-00} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j180^\circ}$	$\underline{u}_{00+} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j240^\circ}$
240..300°	(Sektor 5)	$\underline{u}_{00+} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j240^\circ}$	$\underline{u}_{0-0} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j300^\circ}$
300..360°	(Sektor 6)	$\underline{u}_{0-0} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j300^\circ}$	$\underline{u}_{+00} = \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j0^\circ}$

Tabelle 4.3: Verwendete Schaltzustände nach Sektor

Die Einschaltzeiten $t_{ein,1}$, $t_{ein,2}$ und $t_{ein,0}$ der drei Raumzeiger \underline{u}_{SZ1} , \underline{u}_{SZ2} und \underline{u}_{000} können nach folgenden Beziehungen errechnet werden:

$$\underline{u}_{Puls} = u_{Puls} \cdot e^{j\gamma_{Puls}} \quad (4.7)$$

$$t_{ein,1} = \lambda_1 \cdot T_M \quad (4.8)$$

$$t_{ein,2} = \lambda_2 \cdot T_M \quad (4.9)$$

$$t_{ein,0} = T_M - t_{ein,1} - t_{ein,2} \quad (4.10)$$

$$\lambda_1 = \frac{2\sqrt{3} \cdot u_{Puls}}{U_{DC}} \sin[60^\circ - (\angle \underline{u}_{Puls} - \angle \underline{u}_{SZ1})] \quad (4.11)$$

$$\lambda_2 = \frac{2\sqrt{3} \cdot u_{Puls}}{U_{DC}} \sin[\angle \underline{u}_{Puls} - \angle \underline{u}_{SZ1}] \quad (4.12)$$

mit:

\underline{u}_{Puls}	Sollspannungsraumzeiger
u_{Puls}	Betrag des Sollspannungsraumzeigers
γ_{Puls}	Winkel des Sollspannungsraumzeigers
$t_{ein,1}$	Einschaltzeit des Schaltzustandes 1 (siehe Tabelle 4.3)
$t_{ein,2}$	Einschaltzeit des Schaltzustandes 2 (siehe Tabelle 4.3)
$t_{ein,0}$	Einschaltzeit des Schaltzustandes „000“
T_M	Modulationsperiode
λ_1	Relative Einschaltzeit des Schaltzustandes 1
λ_2	Relative Einschaltzeit des Schaltzustandes 2
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
$\angle \underline{u}_{Puls} - \angle \underline{u}_{SZ1}$	Winkel zwischen Sollraumzeiger und Raumzeiger des Schaltzustandes 1

In der Regel beträgt die Zwischenkreisspannung des Umrichters etwa den Spitzenwert der Maschinennennspannung. Die mittlere Schaltfrequenz des Wechselrichters beträgt im regulären Betrieb je nach Leistung etwa 200Hz. Soll unter diesen Gegebenheiten ein Sollspannungsraumzeiger von $u_{soll} = 0,2\% \hat{U}_{1N}$ erzeugt werden (siehe Abschnitt 4.4.3), führt dies zu Einschaltzeiten der einzelnen Schaltzustände von maximal 17µs. Berücksichtigt man die Mindesteinschaltzeit aufgrund der Entlastungsnetzwerke von mehreren zehn Mikrosekunden, so ist die Erzeugung dieser kleinen Spannung unter diesen Randbedingungen nicht möglich.

Weiterhin sei angemerkt, dass die ABB-Umrichtersoftware hauptsächlich im 25µs-Takt aufgerufen wird. Da bisher kein geeignetes Modulationsverfahren implementiert ist, muss das neue Modulationsverfahren in die Umrichtersoftware integriert werden. Die einfachste Lösung ist, die Software für das neue Modulationsverfahren in den vorhandenen 25µs-Takt einzubetten. Dies vereinfacht zwar auf der einen Seite die Implementierung des Verfahrens, bewirkt aber andererseits, dass die jeweiligen Ein-

schaltzeiten immer ganze Vielfache von $25\mu\text{s}$ betragen müssen. Die einzige Möglichkeit die kleinen geforderten Spannungen zu erzeugen, liegt demnach darin, die Modulationsperiode T_M sehr groß zu wählen. Die erforderliche Modulationsperiode T_M liegt nun aber sehr nahe an der Periode des zu erzeugenden Testsignals T_{Puls} und darf aus diesem Grund nicht mehr willkürlich gewählt werden. Vielmehr muss die Modulationsperiode im Verhältnis zur Testsignalperiode eingestellt werden. Aufgrund der gewählten Testsignalform (vergleiche Abschnitt 4.4.3, Abbildung 4.14) beträgt die maximal mögliche Modulationsperiode, mit der das Testsignal gerade noch dargestellt werden kann, genau ein Viertel der Testsignalperiodendauer. Soll eine kleinere Modulationsperiode gewählt werden, können nur ganzzahlige Teiler dieses maximalen Wertes verwendet werden:

$$T_M = \frac{1}{k_M} \frac{T_{Puls}}{4} \quad (4.13)$$

mit:

$k_M = 1, 2, 3, 4, \dots$ Faktor für die Ermittlung der Modulationsperiode

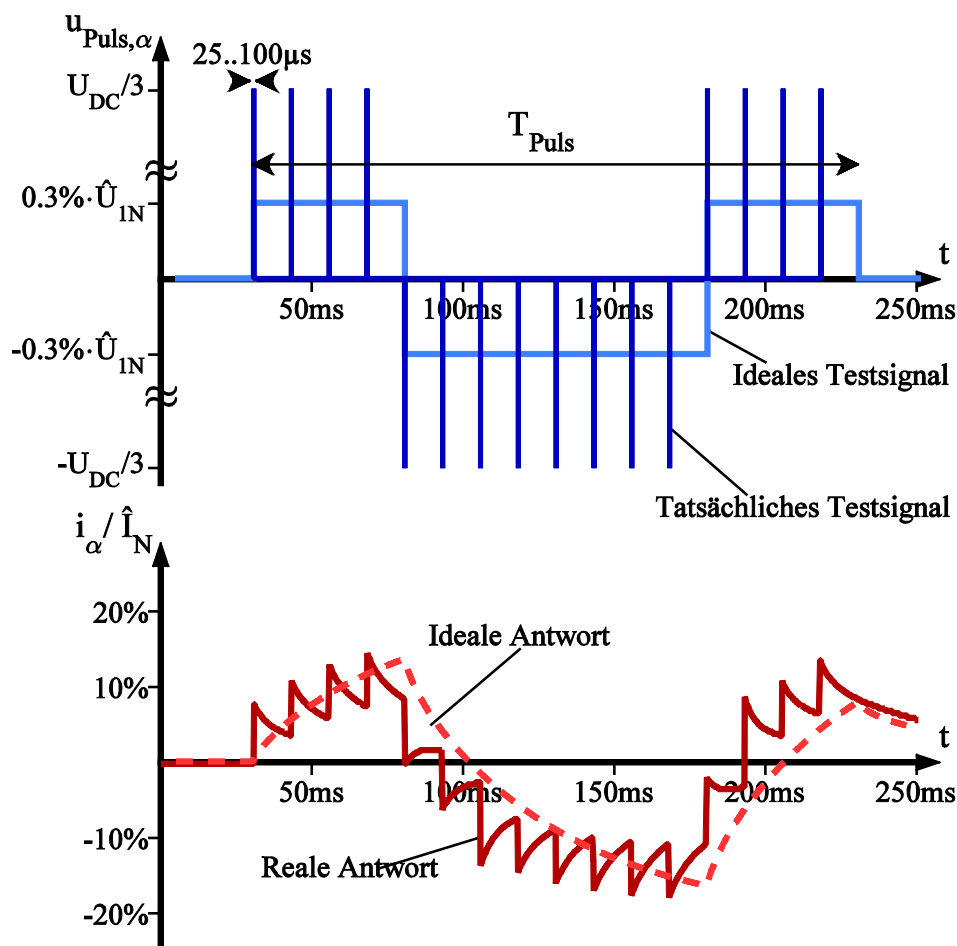


Abbildung 4.18 Reale und ideale Stromantwort bei Testsignaleinprägung mit $k_M=4$ (Simulationsergebnisse, Maschine 1)

Es ist selbsterklärend, dass die Stromantwort bei sehr großer Modulationsperiode stark von der idealen Stromantwort bei idealer Spannungseinprägung des Testsignals

abweicht. Abbildung 4.18 zeigt beispielhaft das eingeprägte ideale sowie tatsächliche Spannungstestsignal sowie den resultierenden Strom, wenn das Testsignal in die α -Achse der Maschine eingeprägt und der Faktor $k_M=4$ gewählt wurde. Der resultierende Strom enthält zwar einen beträchtlichen Anteil an Oberschwingungen, die notwendige Information kann dennoch aus der Grundschwingung der Stromantwort entnommen werden.

Die kleinstmögliche Testsignalamplitude kann nun genau dann realisiert werden, wenn pro Modulationsperiode ein Schaltzustand für die kleinstmögliche Zeit eingeschaltet wird. Dabei muss sowohl die Mindesteinschaltzeit aufgrund der Entlastungsnetzwerke sowie die Softwareimplementierung im $25\mu\text{s}$ -Takt berücksichtigt werden. Sobald die Mindesteinschaltzeit nur ein wenig über $25\mu\text{s}$ liegt, muss ein Schaltzustand aufgrund der Implementierung der Raumzeigermodulation demnach für $2 \times 25\mu\text{s}$ also $50\mu\text{s}$ eingeschaltet werden. Abbildung 4.19 zeigt die kleinstmögliche Testsignalamplitude, die bei einer resultierenden Mindesteinschaltzeit von $50\mu\text{s}$ möglich ist. Diese Spannung hängt direkt von der Modulationsperiode und demnach auch von der Testsignalperiode T_{Puls} und dem Faktor k_M ab (4.13). Es wird angenommen, dass die Zwischenkreisspannung dem Scheitelwert der Nennmaschinenspannung entspricht.

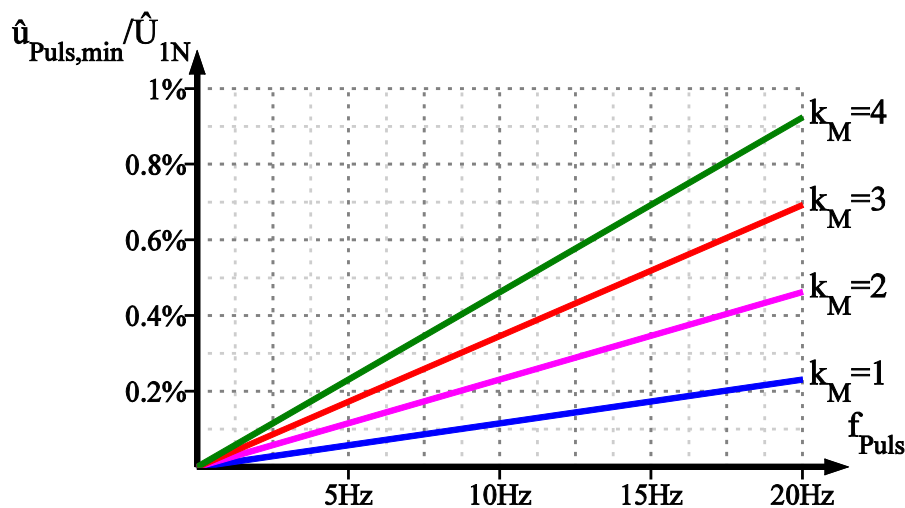


Abbildung 4.19 Kleinstmögliche zu erzeugende Testsignalamplitude $u_{Puls,min}$ in Abhängigkeit der Testsignalfrequenz f_{Puls}

Der in Abbildung 4.19 gezeigte Mindestwert der Testsignalamplitude kann allerdings nur erzielt werden, wenn der Winkel des Testsignals ein ganzzahliges Vielfaches von 60° beträgt. Also nur dann, wenn das Signal aus nur einem aktiven Schaltzustand moduliert werden kann. Für beliebige Winkelwerte muss das Testsignal aus zwei aktiven Schaltzuständen zusammengesetzt werden, wobei für jeden Schaltzustand die Mindesteinschaltdauern berücksichtigt werden müssen. In Abbildung 4.20 sind qualitativ die möglichen, zu erzeugenden Spannungsraumzeiger in Sektor 1 dargestellt. Die rot markierten Punkte stellen die in Abbildung 4.19 gezeigte kleinstmögliche Spannung dar.

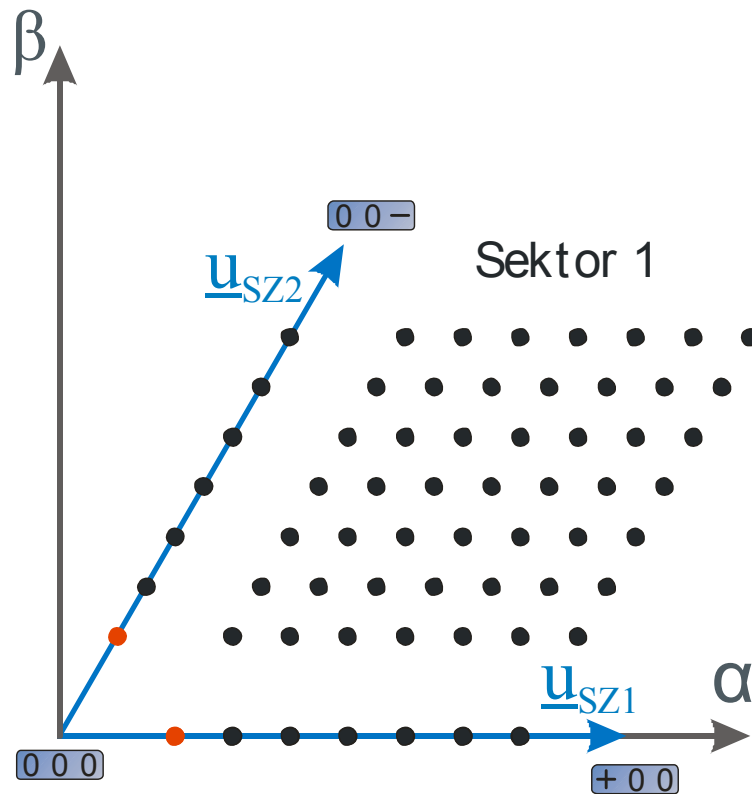


Abbildung 4.20 Mögliche Spannungsraumzeiger bei einer Mindesteinschaltdauer von $50\mu\text{s}$

Es ist demnach ersichtlich, dass die Erzeugung von Spannungen in beliebige Richtungen deutlich schwieriger zu realisieren ist, als Spannungsraumzeiger in die „natürlichen“ Richtungen mit ganzzahligen Vielfachen von 60° . Das Identifikationsverfahren sollte sich demnach hauptsächlich auf die Verwendung von Spannungspulsen in den „natürlichen“ Richtungen beschränken um Ungenauigkeiten aufgrund des Modulationsverfahrens von vornherein ausschließen zu können.

Abschließend sei noch erwähnt, dass bei der Modulation der Testsignale auf eine Stabilisierung des Umrichter Nullpunktes vollständig verzichtet wurde. Im normalen Umrichterbetrieb muss dieser stabilisiert werden, damit die beiden Teilzwischenkreise $U_{DC,P}$ und $U_{DC,N}$ (siehe Abbildung 4.15) nicht wegdriften. Bei der Modulation der Testsignale ist dieser Fall allerdings nicht kritisch, da bei den üblichen zu erzeugenden Spannungen zu mehr als 99% der Zeit ein Nullvektor (Schaltzustand „000“) ausgegeben wird. Bei diesem Schaltzustand fließt kein Strom durch den Zwischenkreis sodass es zu keiner Drift kommen kann. Die aktiven Schaltzustände die eine Nullpunktdrift verursachen könnten, werden nur für extrem kurze Zeit eingeschaltet, sodass es auch hier zu keiner merklichen Drift kommt.

Abbildung 4.21 zeigt Messergebnisse der beiden Teilzwischenkreise an einem 3-Punkt-Wechselrichter während der Einprägung eines Testsignals mit einer Frequenz von $0,5\text{Hz}$. Der Einfluss auf die Zwischenkreisspannung ist vernachlässigbar klein. Höhere Testsignalfrequenzen haben einen noch geringeren Einfluss auf den Zwischenkreis.

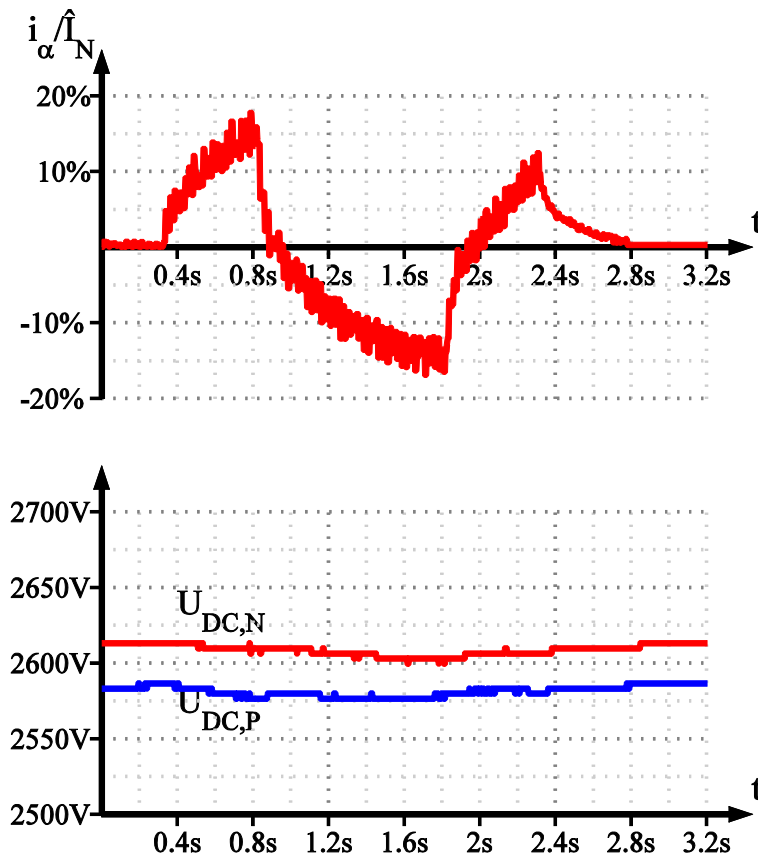


Abbildung 4.21 Einfluss des Testsignals auf die Teilzwischenkreise (Messergebnisse)

4.4.5 Indikatorgrößen

Um letztlich die Rotorlage zu identifizieren, müssen nun mehrere Spannungspulse in verschiedene Richtungen eingepreßt und die Stromantworten miteinander verglichen werden. Für die automatische Auswertung dieser Stromantworten ist es deshalb notwendig, aus dem zeitlichen Verlauf des Statorstromraumzeigers während der Pulseinprägung eine markante Größe zu extrahieren, die die gesamte relevante Information einer Stromantwort enthält. Diese Größe wird im Folgenden „Indikator“ genannt.

Entscheidend für die sich ergebende Stromantworten ist die Winkeldifferenz $\Delta\gamma$ zwischen eingepreßtem Spannungspuls γ_{Puls} und d-Achse γ der Maschine (vergleiche Abbildung 4.22).

$$\Delta\gamma = \gamma_{Puls} - \gamma \quad (4.14)$$

mit:

γ	Elektrischer Winkel zwischen d-Achse der Maschine und Wicklung U der Maschine (Polradwinkel)
γ_{Puls}	Elektrischer Winkel zwischen eingepreßtem Testsignal und Wicklung U der Maschine
$\Delta\gamma$	Winkeldifferenz zwischen eingepreßtem Testsignal und d-Achse der Maschine

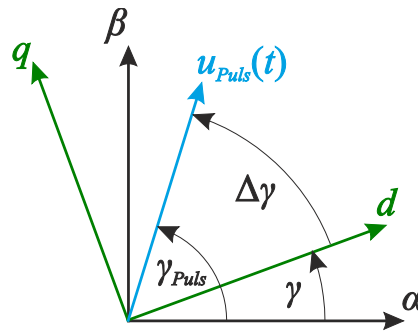


Abbildung 4.22 Winkeldefinitionen bei Testsignaleinprägung

Je nach Richtung des eingepprägten Spannungspulses γ_{Puls} wird die Stromantwort auch in eine entsprechende Richtung zeigen. Um die Auswertung der Stromantwort zu vereinfachen, wird zunächst eine weitere Größe, die Stromkomponente $i_{Puls}(t)$, eingeführt. Diese Stromkomponente ist genau die Komponente des Statorstroms, die in Richtung des eingepprägten Spannungspulses liegt und kann nach folgender Beziehung ermittelt werden:

$$\begin{aligned} i_{Puls}(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \underline{i}_1(t) \cdot e^{-j\gamma_{Puls}} \right\} \\ &= i_\alpha(t) \cdot \cos(\gamma_{Puls}) + i_\beta(t) \cdot \sin(\gamma_{Puls}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Nun soll die Stromkomponente in Pulsrichtung $i_{Puls}(t)$ sowie die Feldstromantwort $i_f(t)$ bei der Einprägung von Spannungspulsen in verschiedenen Richtungen untersucht werden. Abbildung 4.23 zeigt qualitativ die sich ergebenden idealen Stromantworten.

Offensichtlich ist die Antwort im Statorstrom weniger ausgeprägt, wenn das Testsignal in die q-Achse, anstelle der d-Achse eingeppräg wird. Dies liegt darin begründet, dass die Admittanz in der q-Achse kleiner als die in d-Achse ist. Des Weiteren ergibt sich die gleiche Antwort im Statorstrom, wenn das Signal in die positive oder negative d-Achse eingeppräg wird. Die Verhältnisse bei der Feldstromantwort unterscheiden sich dagegen deutlich: Hier ergibt sich bei einem Winkel von $\Delta\gamma=90^\circ$ keine Reaktion im Feldstrom, jedoch unterscheiden sich die Stromantworten in ihrem Vorzeichen bei Einprägung in die positive oder negative d-Achse.

Die Indikatorgrößen für den Stator- und Feldstrom müssen demnach in beiden Fällen eine Aussage über die Intensität der Stromantwort zulassen und im Falle des Feldstroms auch die Information über das Vorzeichen der Stromantwort enthalten.

Bei diesem Verfahren wurde der gerade Fourier-Koeffizient der Grundschwingung der Ströme als Indikator gewählt. Prinzipiell kann mit Hilfe der diskreten Fourier-Reihe die Grundschwingung jedes periodischen Signals $f(t)$ ermittelt werden [Pap-77].

f_1 ist die Amplitude der Grundschwingung des Signals von $f(t)$ und enthält demnach die Information über die Intensität des Signals, jedoch nicht die Information über die Phasenlage (bzw. des Vorzeichens). Die Fourier-Koeffizienten der Grundschwingung a_1 und b_1 enthalten dagegen sowohl Informationen über die Intensität als auch über die Phasenlage. Für eine Phasenlage der Grundschwingung des Signals von -90° bis $+90^\circ$ ist der Koeffizient a_1 positiv, ansonsten negativ.

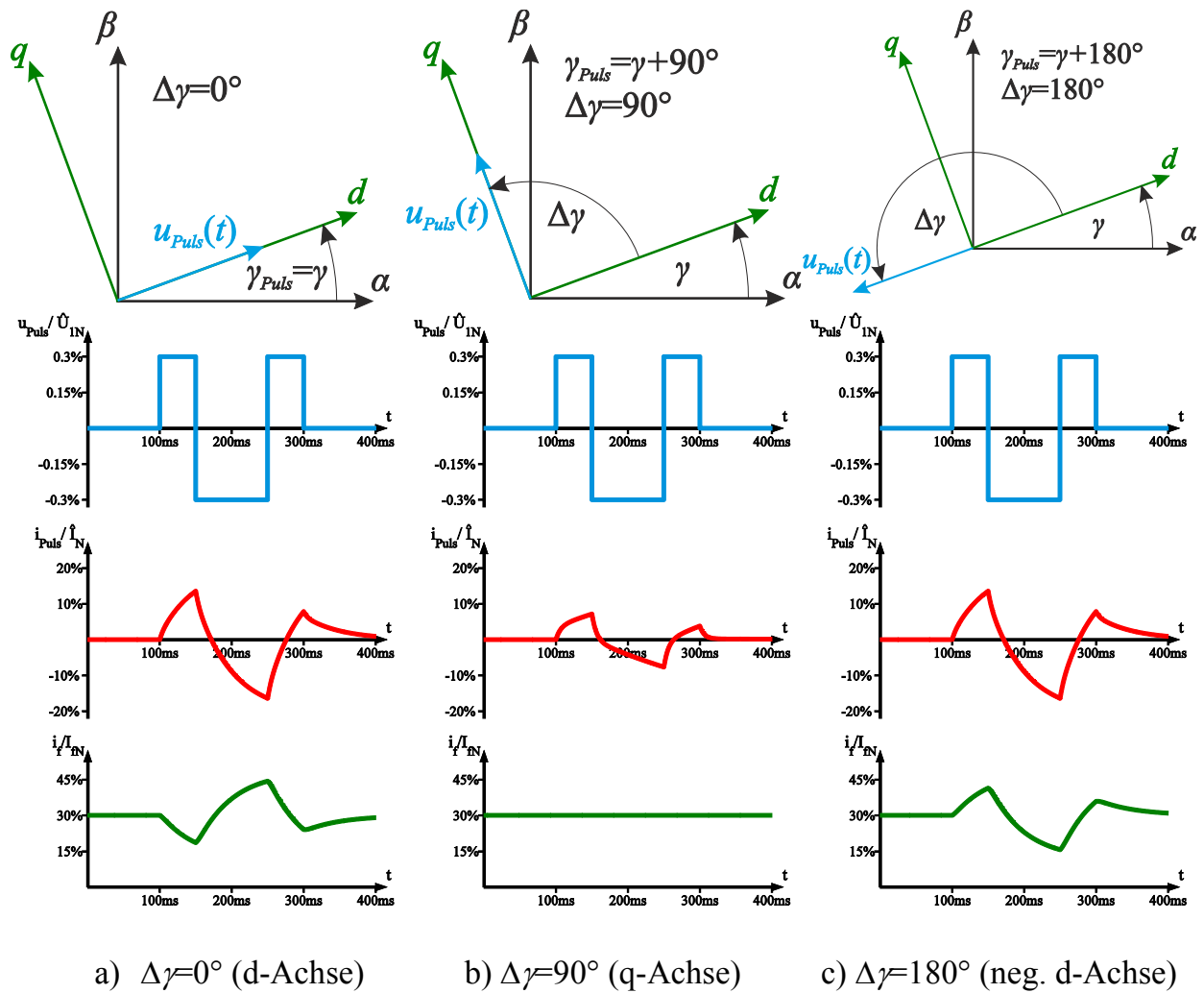


Abbildung 4.23 Stromantworten bei Einprägung des Testsignals in verschiedenen Richtungen

$$f_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \tag{4.16}$$

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(\omega t) dt \tag{4.17}$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(\omega t) dt \tag{4.18}$$

mit:

- $f(t)$ Periodisches Signal mit der Periodendauer T
- $\omega = \frac{2\pi}{T}$ Winkelgeschwindigkeit des periodischen Signals
- f_1 Amplitude der Grundschwingung des Signals $f(t)$
- a_1 Gerader Fourier-Koeffizient der Grundschwingung
- b_1 Ungerader Fourier-Koeffizient der Grundschwingung

Die Berechnung der Indikatorgrößen für die beiden Ströme wurde nun in Anlehnung an genau diesen geraden Fourier-Koeffizient der Grundschwingung durchgeführt. Zusätzlich werden die Indikatorgrößen noch auf die Amplitude des Nennstatorstromes bezogen, um eine von der Maschinengröße unabhängigen Wert zu erhalten (per unit System).

$$\Lambda_s = \frac{1}{T_{Puls}} \int_0^{T_{Puls}} \frac{i_{Puls}(t)}{\hat{I}_N} \cdot \cos(\omega_{Puls} t) dt \quad (4.19)$$

$$\Lambda_f = \frac{1}{T_{Puls}} \int_0^{T_{Puls}} \frac{i_f(t)}{\hat{I}_N} \cdot \cos(\omega_{Puls} t) dt \quad (4.20)$$

$$\omega_{Puls} = \frac{2\pi}{T_{Puls}} \quad (4.21)$$

mit:

Λ_s Statorstromindikator

Λ_f Feldstromindikator

Der Zeitpunkt $t=0$ stellt dabei genau den Startzeitpunkt eines einzuprägenden Spannungspulses dar.

Zu jedem eingepprägten Spannungspuls können demnach die beiden Indikatoren Λ_s und Λ_f aus den entsprechenden Stromantworten berechnet werden. Je nach Winkel-differenz $\Delta\gamma$ zwischen eingepprägtem Testsignal und d-Achse der Maschine, ergeben sich nun unterschiedliche Werte für die Indikatorgrößen. Abbildung 4.24 zeigt die prinzipiellen Verläufe der Indikatorgrößen in Abhängigkeit des Differenzwinkels $\Delta\gamma$ für eine Maschine mit $Y_d > Y_q$.

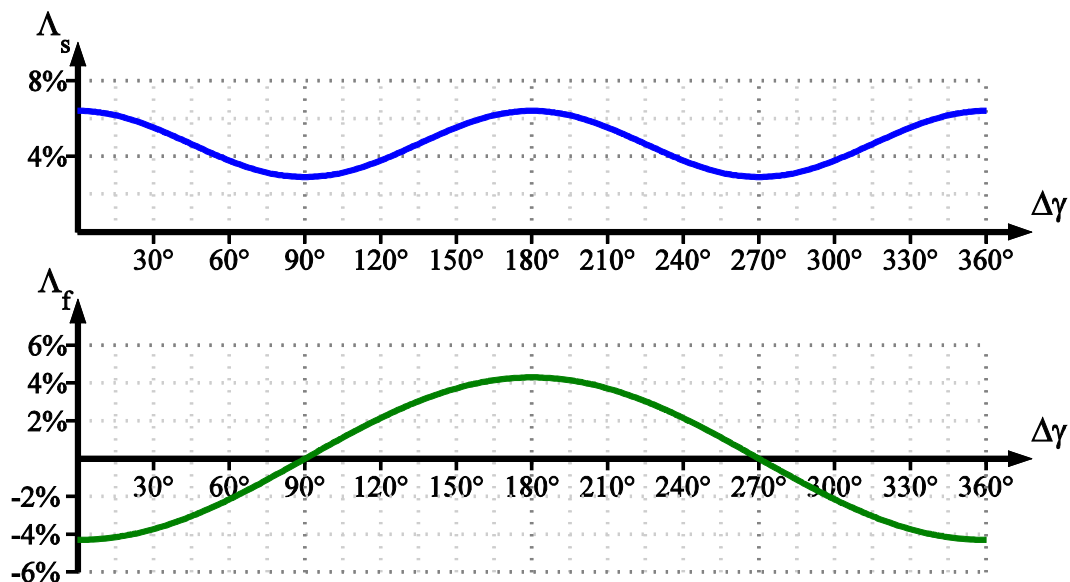


Abbildung 4.24 Indikatoren in Abhängigkeit von $\Delta\gamma$
(Simulationsergebnisse Maschine 1)

Die d-Achse befindet sich demnach bei einem der beiden Werte an dem der Statorstromindikator Λ_s seine Maxima aufweist. Durch die Auswertung des Statorstroms kann die d-Achse demnach nur mit einer 180°-Mehrdeutigkeit bestimmt werden, da ein Puls in die positive oder negative d-Achse ($\Delta\gamma=0^\circ$ bzw. $\Delta\gamma=180^\circ$) identische Reaktionen hervorruft. Der Feldstromindikator Λ_f erlaubt dagegen eine eindeutige Bestimmung der Polradlage, da dieser sein einziges Minimum bei $\Delta\gamma=0^\circ$, also in positiver d-Achse aufweist. Wie jedoch bereits in Abschnitt 4.4.2 beschrieben wurde, sollte sich das Identifikationsverfahren nicht ausschließlich auf die Auswertung des Feldstroms stützen, da dieser bei bürstenlos erregten Maschinen nicht direkt zugänglich ist und lediglich durch ein Modell reproduziert wird. Das Identifikationsverfahren sollte sich stattdessen auf die Auswertung beider Indikatoren stützen, wodurch einerseits eine hohe Genauigkeit aufgrund des Statorstromindikators zu erwarten ist und andererseits die 180°-Mehrdeutigkeit durch die Feldstromauswertung eliminiert werden kann.

Der Vollständigkeit halber wird noch erwähnt, dass bei der „Labormaschine“, die eine höhere Admittanz in q-Achse als in d-Achse aufweist (vergleiche Abschnitt 4.4.1), der Verlauf des Statorstromindikators in Abbildung 4.24 um 90° verschoben ist, sodass sich bei $\Delta\gamma=0^\circ$ ein Minimum im Statorstromindikator ergibt.

4.4.6 Identifikation der Rotorlage

Für die Identifikation der Rotorlage müssen nun Spannungspulse in verschiedene Richtungen in die Statorwicklung eingepreßt werden. Aus Abschnitt 4.4.4 geht weiter hervor, dass die Testsignale hauptsächlich in die „natürlichen“ Richtungen des Wechselrichters, also bei Winkelwerten γ_{Puls} mit ganzzahligen Vielfachen von 60°, eingepreßt werden sollten, um eine hohe Genauigkeit zu erhalten.

Bei der hier gewählten Identifikationsstrategie werden nun einige wenige Pulse in verschiedene Richtungen eingepreßt und zu jedem Puls die dazugehörigen Indikatoren Λ_s und Λ_f an der entsprechenden Winkelposition γ_{Puls} ermittelt. Aus den gewonnenen Messungen werden anschließend mit Hilfe der Fourier-Reihe die allgemeinen Kurven $\Lambda_s(\gamma_{Puls})$ und $\Lambda_f(\gamma_{Puls})$ interpoliert, die sich ergeben würden, wenn man die Indikatoren an beliebiger Stelle γ_{Puls} messen würde. In der nachfolgenden Abbildung 4.25 sind die beiden Indikatorverläufe über den Winkel γ_{Puls} für eine angenommene Rotorlage bei $\gamma=210^\circ$ dargestellt. Der einzige Unterschied zu der zuvor gezeigten Abbildung 4.24, bei dem die Indikatorgrößen über die Winkeldifferenz $\Delta\gamma$ aufgetragen wurden, ist die Verschiebung der Winkelachse um den Wert der tatsächlichen Rotorlage.

Die interessanten Informationen aus Abbildung 4.25 sind die Winkelpositionen, bei denen der Statorstromindikator Λ_s seine Maxima aufweist bzw. die Winkelposition, bei dem der Feldstromindikator Λ_f sein Minimum aufweist. An dieser Stelle befindet sich die d-Achse der Maschine (vergleiche Abschnitt 4.4.5). Es gilt also, diese Winkelwerte zu identifizieren und zwar ausgehend von der Messung der Indikatorgrößen an einer begrenzten Anzahl von Winkelpositionen.

Die beiden Verläufe der Indikatorgrößen lassen sich auf einfache Weise mathematisch beschreiben:

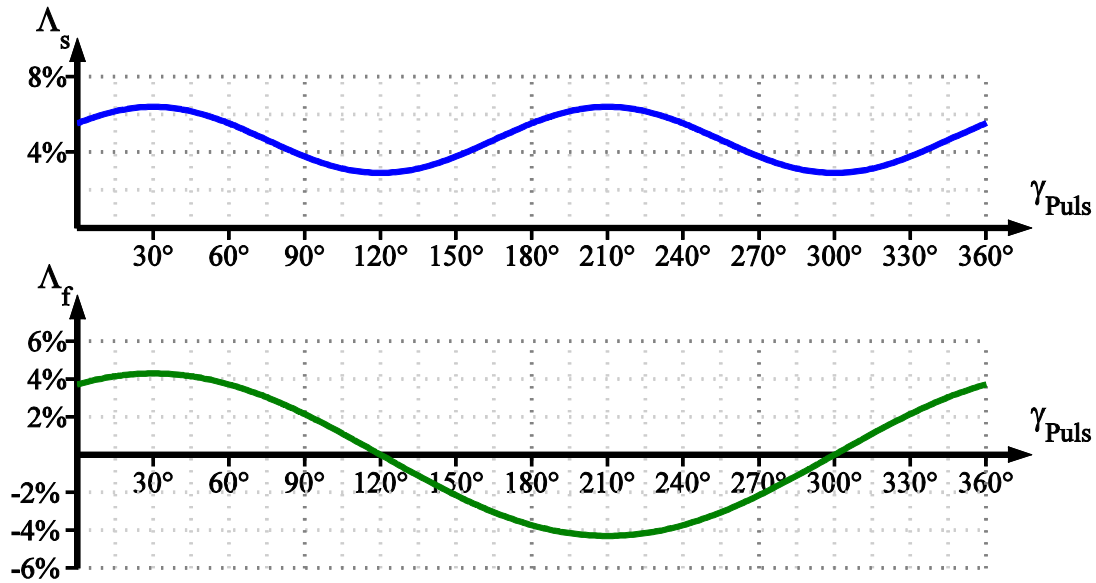


Abbildung 4.25 Indikatoren in Abhängigkeit von γ_{Puls} bei einer Rotorlage von $\gamma=210^\circ$

$$\Lambda_s(\gamma_{Puls}) = \overline{\Lambda_s} + \alpha_{s2} \cdot \cos(2\gamma_{Puls}) + \beta_{s2} \cdot \sin(2\gamma_{Puls}) \quad (4.22)$$

$$\Lambda_f(\gamma_{Puls}) = \alpha_{f1} \cdot \cos(\gamma_{Puls}) + \beta_{f1} \cdot \sin(\gamma_{Puls}) \quad (4.23)$$

mit:

$\overline{\Lambda_s}$	Mittelwert über den gesamten Winkelbereich des Statorstromindikators
α_{s2}	Gerader Fourier-Koeffizient der 2. Harmonischen des Statorstromindikators
β_{s2}	Ungerader Fourier-Koeffizient der 2. Harmonischen des Statorstromindikators
α_{f1}	Gerader Fourier-Koeffizient der Grundschwingung des Feldstromindikators
β_{f1}	Ungerader Fourier-Koeffizient der Grundschwingung des Feldstromindikators

Der Mittelwert des Statorstromindikators ist für die Ermittlung der Maxima unwesentlich und braucht deshalb nicht berechnet zu werden. Die vier Koeffizienten α_{s2} , β_{s2} , α_{f1} und β_{f1} müssen jedoch aus den Messergebnissen ermittelt werden, um auf die Winkelwerte der Maxima bzw. Minima zu schließen. Da es sich um periodische Funktionen handelt, bietet sich hier erneut die Ermittlung der Koeffizienten nach Fourier an. Im Allgemeinen muss zur Berechnung der Koeffizienten über das jeweilige Signal integriert werden:

$$\alpha_{s2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda_s(\gamma_{Puls}) \cdot \cos(2\gamma_{Puls}) d\gamma_{Puls} \quad (4.24)$$

$$\beta_{s2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda_s(\gamma_{Puls}) \cdot \sin(2\gamma_{Puls}) d\gamma_{Puls} \quad (4.25)$$

$$\alpha_{f1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda_f(\gamma_{Puls}) \cdot \cos(\gamma_{Puls}) d\gamma_{Puls} \quad (4.26)$$

$$\beta_{f1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda_f(\gamma_{Puls}) \cdot \sin(\gamma_{Puls}) d\gamma_{Puls} \quad (4.27)$$

Aufgrund der Tatsache, dass die Indikatoren nur an einigen diskreten Winkelwerten bekannt sind, nämlich nur bei den Stellen bei dem ein Testsignal eingepreßt wurde, muss das Integral in den vorherigen Formeln zu einer Summe mit endlicher Anzahl an Summanden bzw. Messungen vereinfacht werden. Dabei beschreibt $\gamma_{Puls,k}$ den Winkelwert des k-ten Testsignals.

$$\gamma_{Puls,k} = k \cdot \Delta\gamma_{Puls}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.28)$$

$$\Delta\gamma_{Puls} = 60^\circ \quad (4.29)$$

mit:

$\gamma_{Puls,k}$	Winkel des k-ten Testsignals
$\Delta\gamma_{Puls}$	Konstante Winkeldifferenz zwischen zwei Testsignalen
k	Nummer des Testsignals
n	Anzahl an Testsignalen

Die Testsignale werden bei diesem Verfahren in konstanten Winkelabständen $\Delta\gamma_{Puls}$ zeitlich nacheinander eingepreßt. Um die Forderung zu erfüllen, dass die Testsignale in den „natürlichen“ Richtungen des Wechselrichters liegen, wird der Winkelabstand zu $\Delta\gamma_{Puls}=60^\circ$ gewählt. Selbstverständlich ist die Berechnung der Koeffizienten umso genauer, je kleiner der Winkelabstand gewählt wird. Solange jedoch keine weiteren Störfrequenzen in dem gemessenen Indikatorverlauf auftreten, die gemessene Signale also „sauber“ sind, wird die Berechnung nicht verfälscht. Die im Nachfolgenden gezeigten Messergebnisse zeigen, dass sich die Koeffizienten hinreichend genau bestimmen lassen.

Die Koeffizienten können somit aus den nachfolgenden Summenformeln errechnet werden [BSM-12]:

$$\alpha_{s2} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_s(\gamma_{Puls,k}) \cdot \cos(2 \cdot \gamma_{Puls,k}) \quad (4.30)$$

$$\beta_{s2} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_s(\gamma_{Puls,k}) \cdot \sin(2 \cdot \gamma_{Puls,k}) \quad (4.31)$$

$$\alpha_{f1} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_f(\gamma_{Puls,k}) \cdot \cos(\gamma_{Puls,k}) \quad (4.32)$$

$$\beta_{f1} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_f(\gamma_{Puls,k}) \cdot \sin(\gamma_{Puls,k}) \quad (4.33)$$

mit:

$\Lambda_s(\gamma_{Puls,k})$	Gemessener Statorstromindikator bei einem Testsignal mit dem Winkel $\gamma_{Puls,k}$
$\Lambda_f(\gamma_{Puls,k})$	Gemessener Feldstromindikator bei einem Testsignal mit dem Winkel $\gamma_{Puls,k}$

In den allgemein gültigen Formeln zur Berechnung der Fourier-Koeffizienten (4.24)-(4.27) muss das Signal in einem Winkelbereich von 0° bis 360° integriert werden. Dies würde bei dem gewählten Winkelabstand von $\Delta\gamma_{Puls}=60^\circ$ zu einer Anzahl von $n=6$ Messungen führen ($6 \cdot 60^\circ=360^\circ$). Beide Indikatorverläufe weisen jedoch Symmetrien auf (vergleiche Abbildung 4.25): Der Statorstromindikator weist Translations-symmetrie auf (4.34) und für den Feldstromindikator gilt die Beziehung unter (4.35).

$$\Lambda_s(\gamma_{Puls}) = \Lambda_s(\gamma_{Puls} + 180^\circ) \quad (4.34)$$

$$\Lambda_f(\gamma_{Puls}) = -\Lambda_f(\gamma_{Puls} + 180^\circ) \quad (4.35)$$

Demnach reicht für die Berechnung der Fourier-Koeffizienten ein Winkelbereich von nur 180° aus [BSM-12], welches einer Anzahl von $n=3$ Messungen entspricht. Der Wert n darf bei diesem Identifikationsverfahren demnach entweder 3 oder 6 betragen.

Wurden die vier Koeffizienten α_{s2} , β_{s2} , α_{f1} und β_{f1} im Anschluss an die Einprägung der Testsignale bestimmt, lässt sich nun der gesamte Verlauf der Indikatorgrößen für beliebige Winkel nach (4.22) und (4.23) interpolieren. Des Weiteren können nun auch anhand der interpolierten Kurven, die Winkel der Maxima bzw. Minima bestimmt werden:

$$\gamma_{is,a} = \frac{1}{2} \arctan 2(\beta_{s2}, \alpha_{s2}) \quad (4.36)$$

$$\gamma_{is,b} = \gamma_{is,a} + 180^\circ \quad (4.37)$$

$$\gamma_{if} = \arctan 2(\beta_{f1}, \alpha_{f1}) + 180^\circ \quad (4.38)$$

mit:

$\gamma_{is,a}$	Identifizierter Winkelwert des ersten Maximums des Statorstromindikators
$\gamma_{is,b}$	Identifizierter Winkelwert des zweiten Maximums des Statorstromindikators
γ_{if}	Identifizierter Winkelwert des Minimums des Feldstromindikators

Nun lassen sich zwei Identifikationsmethoden unterscheiden:

a) Ausschließliche Auswertung des Feldstromindikators (Methode A)

Bei der ersten Methode wird ausschließlich der Feldstromindikator verwendet: Zunächst werden hierbei die drei oder wahlweise sechs Testsignale in die Statorwicklung eingepreßt (Schritt a in Abbildung 4.26, vergleiche (4.28)). Aus den gewonnenen Daten können nun die Koeffizienten α_{f1} und β_{f1} berechnet werden, um den Verlauf der Feldstromindikatorkurve zu interpolieren (Schritt b). Anschließend wird in Schritt c der Winkel γ_{if} berechnet (also der Winkel bei dem der Feldstromindikator sein Minimum aufweist) und als identifizierte Rotorlage γ_i interpretiert (vergleiche 4.4.5).

Die Auswertung des Statorstroms ist hierbei demnach nicht erforderlich. Der Nachteil dieser Methode ist allerdings der, dass der Feldstrom bei bürstenlos erregten Maschinen reproduziert werden muss, wodurch die Präzision der Messung leiden

kann. Es wird also angenommen, dass die Auswertung des Statorstromindikators zur Rotorlagebestimmung im Regelfall genauere Ergebnisse erzielen wird. Nichtsdestotrotz sollte diese Methode nicht ausgeschlossen werden, da bei einigen Maschinen je nach Testsignalfrequenz der Verlauf des Feldstromindikators wesentlich markanter ist, als derjenige des Statorstromindikators und in diesem Fall diese Methode bevorzugt werden sollte.

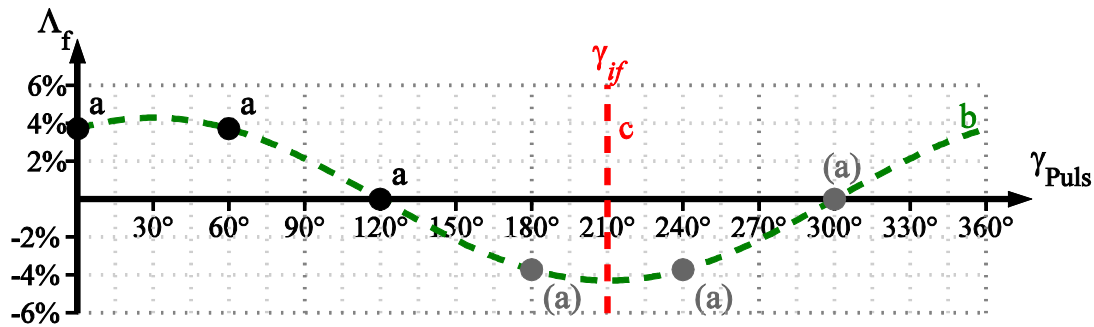


Abbildung 4.26 Identifikationsstrategie A

b) Kombination beider Indikatoren (Methode B)

Genau wie in der vorherigen Identifikationsstrategie werden zunächst die Testsignale eingepreßt (Schritt a in Abbildung 4.27) und anschließend die Koeffizienten α_{s2} und β_{s2} berechnet, um die Statorstromindikatorkurve zu interpolieren (Schritt b). Wie bereits beschrieben wurde, lässt sich die Rotorlage durch alleinige Auswertung des Statorstroms nur mit 180° -Mehrdeutigkeit bestimmen. Es kann also nicht zwischen positiver und negativer d-Achse unterschieden werden. Möchte man also den Vorteil der hohen Präzision des Statorstromindikators nutzen, so muss dennoch der Feldstromindikator verwendet werden, um die 180° -Mehrdeutigkeit zu eliminieren. Es werden also zunächst die beiden Winkelwerte $\gamma_{is,a}$ und $\gamma_{is,b}$ aus (4.36) bzw. (4.37) bestimmt an dem der Statorstromindikator seine Maxima aufweist (Schritt c). Einer der beiden Winkelwerte liegt nun bei der positiven d-Achse, der andere entsprechend bei der Negativen. Nun wird ein weiteres Spannungstestsignal in die Statorwicklung eingepreßt, und zwar genau in die Richtung des ersten identifizierten Maximums $\gamma_{Puls} = \gamma_{is,a}$; also entweder in die positive oder negative d-Achse der Maschine (Schritt d). Ist der gemessene Feldstromindikator bei diesem Spannungspuls negativ ($\Lambda_f < 0$), handelt es sich um die positive d-Achse. Die identifizierte Rotorlage liegt demnach bei $\gamma_i = \gamma_{is,a}$. Im anderen Fall ($\Lambda_f > 0$) gilt $\gamma_i = \gamma_{is,b}$.

Da lediglich das Vorzeichen des Feldstromindikators ausgewertet wird, hängt die Präzision der identifizierten Rotorlage nicht von der Genauigkeit der Feldstromreproduktion ab. Auch das Einprägen des letzten Testsignals bei beliebigem Winkel (identifizierter Winkel $\gamma_{is,a}$) führt zu keiner Verschlechterung der Ergebnisse.

Es sei angemerkt, dass anstelle der Einprägung eines weiteren Pulses, das Vorzeichen des Feldstromindikators auch durch die interpolierte Kurve (4.23) des Feldstromindikators berechnet werden kann. Das Einprägen eines weiteren Pulses hat aber den Vorteil, dass hierbei die Testsignalamplitude erhöht werden darf, da es zu keiner

Bewegung der Maschine kommen kann (Einprägung in die d-Achse), sodass die Antwort im Feldkreis ausgeprägter ist.

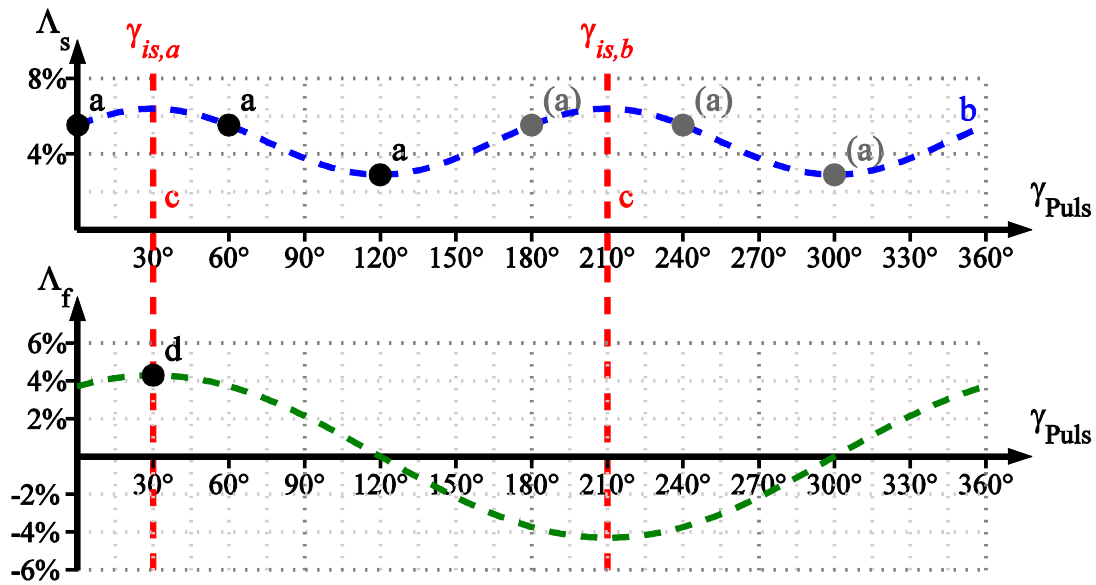


Abbildung 4.27 Identifikationsstrategie B

Zusammenfassend sollen die beiden vorgestellten Identifikationsverfahren nochmals anhand des Flussdiagramms in Abbildung 4.28 erklärt werden.

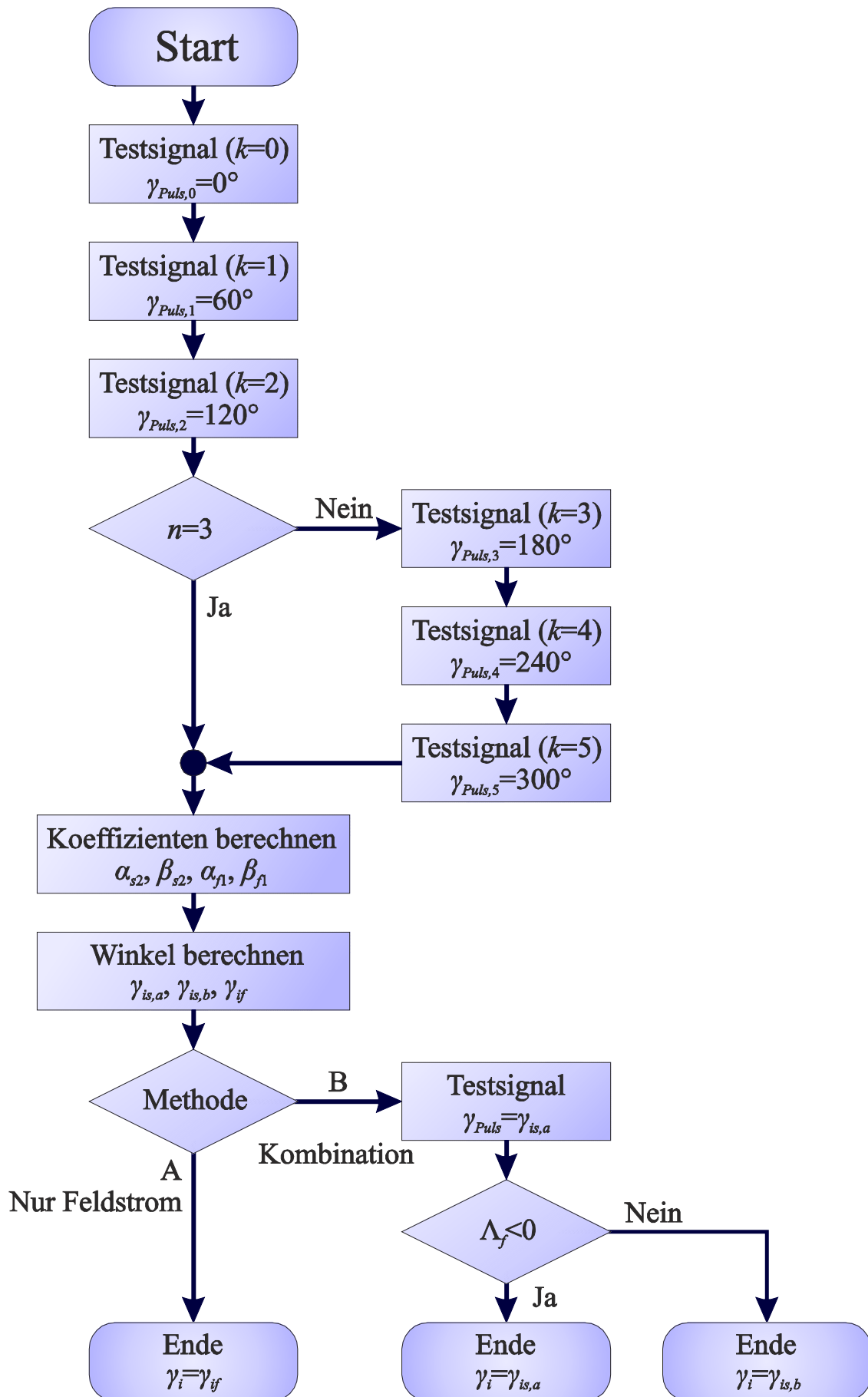


Abbildung 4.28 Ablauf der Identifikationsmethoden

4.4.7 Messergebnisse

Das vorgestellte Identifikationsverfahren wurde durch verschiedene Simulationen und Messungen verifiziert. Zunächst wurde das Verfahren mit der Software Matlab Simulink simulatorisch überprüft. In diesem Schritt wurde vor allem die prinzipielle Funktion des Verfahrens sowie dessen Anwendbarkeit bei verschiedenen elektrisch erregten Synchronmaschinen überprüft.

Im nächsten Schritt wurde das Verfahren im Labor an einer Niederspannungsmaschine mit 25kW Nennleistung getestet. Hierbei handelt es sich um eine direkt erregte Maschine, die mit einem 2-Punkt-IGBT-Wechselrichter gespeist wurde (Abbildung 4.29). Als Erregereinrichtung diente ein IGBT-Stromsteller, dessen Regler allerdings mit Absicht etwas träge eingestellt wurden, sodass der Feldregelkreis in etwa die Dynamik aufwies wie dies für einen Mittelspannungsantrieb mit Thyristor-Stromsteller als Erregereinrichtung zu erwarten ist. Auch der Wechselrichter wurde so betrieben, dass vergleichbare Ergebnisse wie bei einem Mittelspannungsantrieb erzielt wurden: Beispielsweise wurde die maximale Schaltfrequenz auf 1kHz begrenzt, welches etwa die gleiche Stromqualität liefert, wie ein 3-Punkt-Wechselrichter mit 250Hz Schaltfrequenz. Weiter wurde die Auflösung der Strom- und Spannungsmessung gleich der des später verwendeten Mittelspannungsumrichters gewählt (10 Bit).

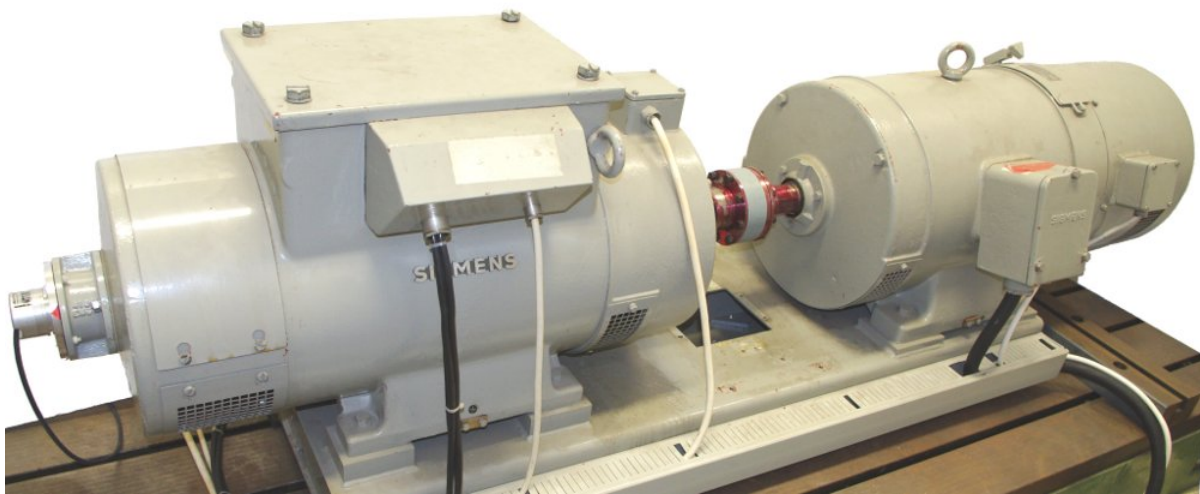


Abbildung 4.29 Foto des Niederspannung-Laboraaufbaus
Rechte Maschine: 25kW Synchronmaschine
Linke Maschine: Belastungsmaschine (Gleichstrommaschine)

Nach erfolgreicher Messung im Niederspannungslabor wurde das Verfahren schließlich in einem kommerziellen 3-Punkt-IGCT-Mittelspannungsumrichter (ACS 6000) der Firma ABB implementiert. Die Messungen wurden in einem Leistungslabor für Mittelspannungsantriebe durchgeführt. Die dort zur Verfügung stehende Synchronmaschine ist eine 1,0MW Maschine. Abbildung 4.30 zeigt ein Foto des Maschinenraums. Die verwendete Maschine konnte aufgrund der beengten Raumverhältnisse nicht fotografiert werden, sie hat allerdings in etwa die Ausmaße wie die auf dem Foto sichtbaren Maschinen. Die Umrichter- und Maschinendaten sind in Tabelle 4.4 und Tabelle 4.5 zusammengefasst.

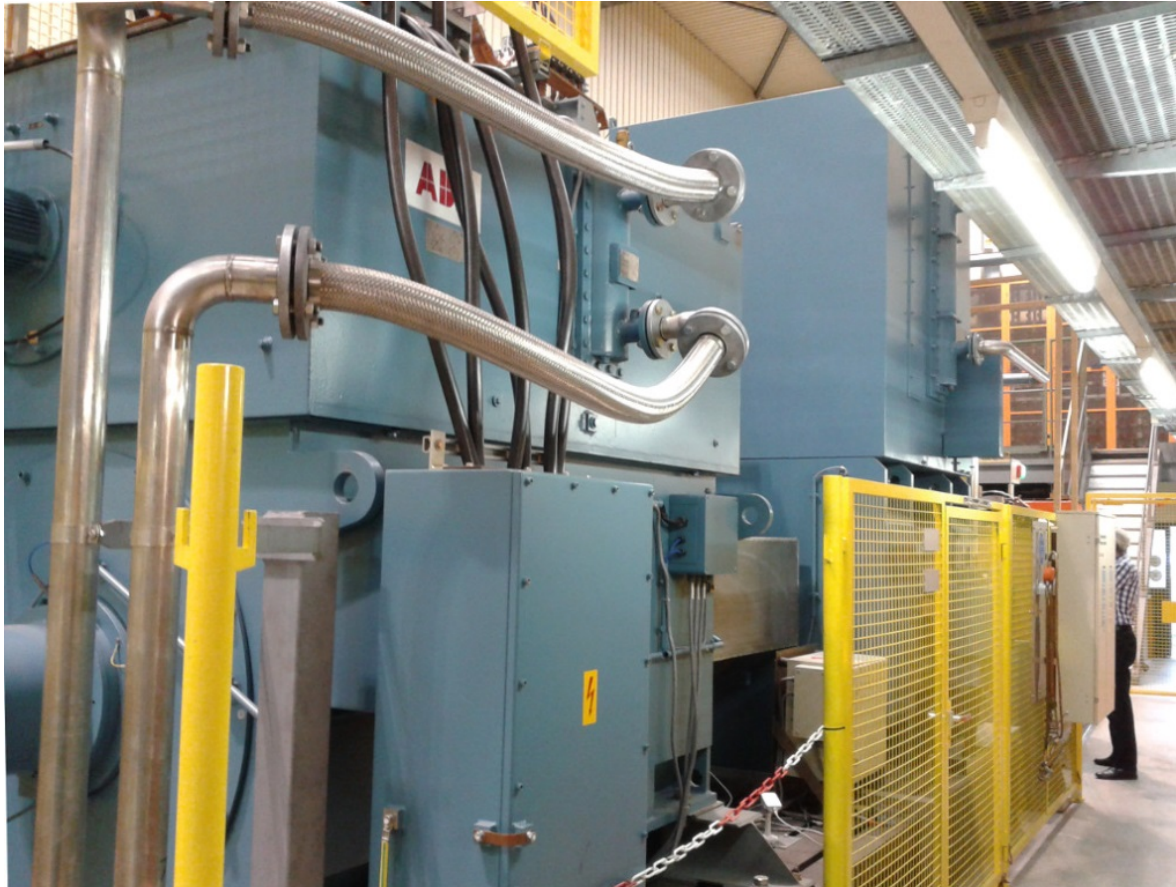


Abbildung 4.30 Foto des Mittelspannungs-Maschinenraums im Leistungslabor

Die notwendige Software für das hier zu testende Verfahren wurde in die vorhandene Umrichter-Software eingefügt und auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) ausgeführt. Die Herausforderungen bei der Implementation des Identifikationsverfahrens liegen insbesondere bei den technischen Einschränkungen des Umrichters, wie etwa maximale Schaltfrequenz, Reihenfolge der erlaubten Schalthandlungen, Auflösung der Strom- und Spannungsmessung, etc. Insbesondere die geringe Auflösung der Strommessung ist zu beachten: Bei dem verfügbaren Antrieb im Labor handelt es sich um einen 3MVA Umrichter, der eine Maschine mit einer Nennleistung von 1,0MW antreibt. Setzt man den Strommessbereich von $\pm 1228\text{A}$, der mit lediglich 10Bit aufgelöst wird, in Relation mit dem Maschinennennstrom, so fällt auf, dass das niederwertigste Bit in der Strommessung bereits 0,9% des Maschinennennstroms ausmacht. Wie die nachfolgenden Messergebnisse zeigen, reicht diese extrem grobe Auflösung der Strommessung dennoch für dieses Verfahren aus, welches die Robustheit der Methode hervorhebt.

Umrichterdaten	
Name	ACS 6000
Topologie	3-Punkt NPC
Halbleiter	IGCTs
S_N	3MVA
U_N	3300V
$U_{DC,N}$	4840V
Strommessbereich	$\pm 1228A$
Auflösung der Strommessung	10Bit

Tabelle 4.4: Daten des verwendeten Mittelspannungsumrichters

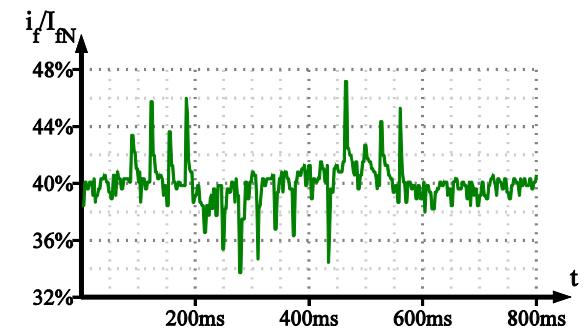
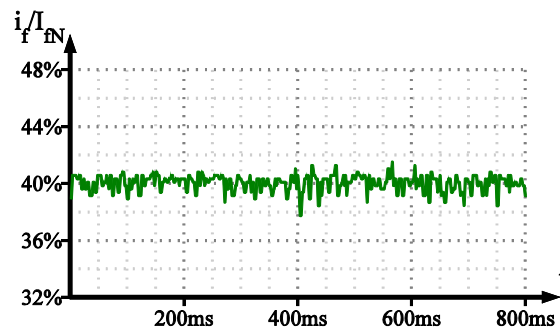
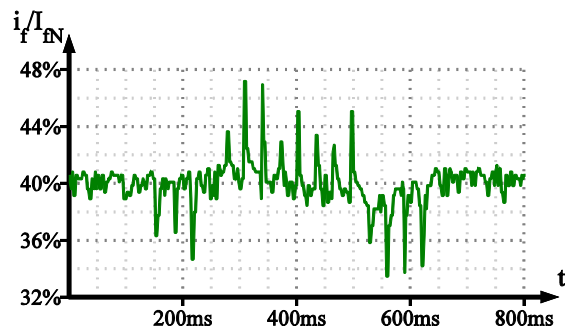
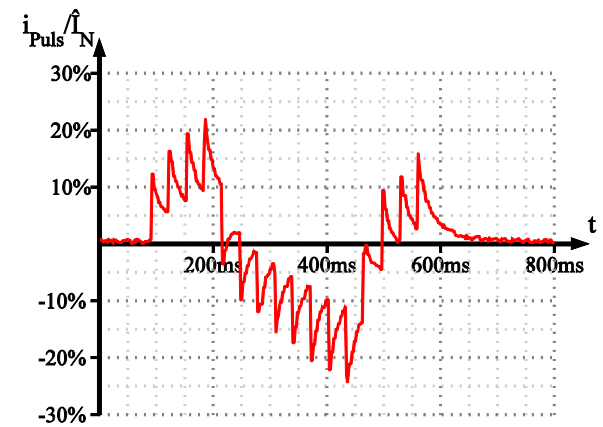
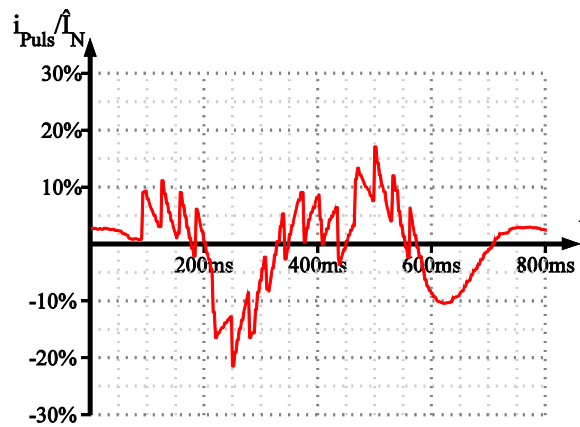
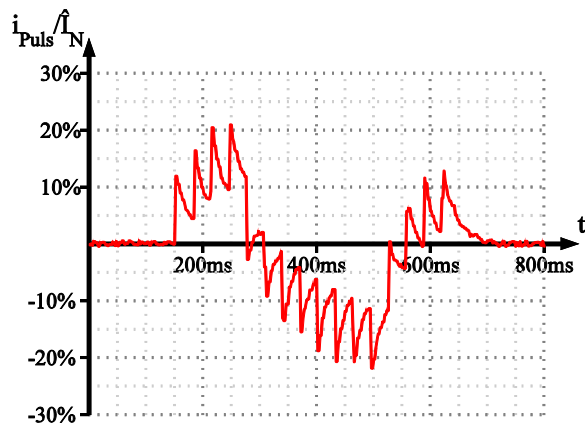
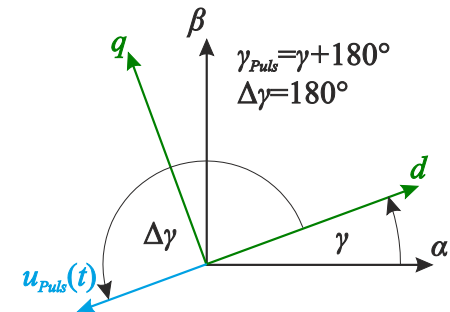
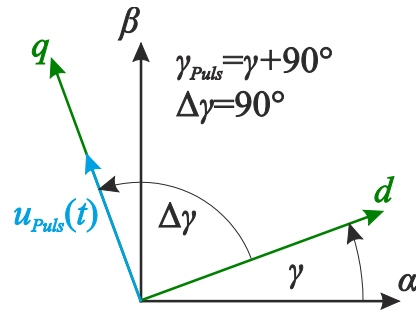
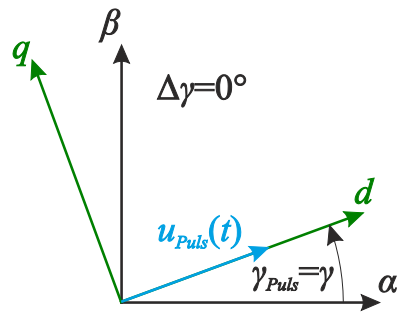
Nennwerte „Labormaschine“	
P_N	1,0MW
n_N	225min^{-1}
p	4
U_N	3300V
I_N	185A
f_N	15Hz
$\cos \varphi_N$	1,0

Tabelle 4.5: Nennwerte „Labormaschine“ (Die Ersatzschaltbildparameter der Maschine sind im Anhang hinterlegt)

Bei der Synchronmaschine handelt es sich um eine Maschine, die speziell für Laborzwecke konstruiert wurde. So kann die Maschine beispielsweise sowohl direkt als auch bürstenlos erregt werden, sodass das hier vorgestellte Verfahren an beiden Erregerverfahren getestet werden konnte.

Des Weiteren ist die Synchronmaschine mechanisch mit einer Asynchronmaschine gleicher Nennleistung gekoppelt um die Maschine belasten zu können. Bei dem hier getesteten Verfahren für die Initialpolradlage ist eine Belastung der Maschine zwar nicht nötig, allerdings erhöht die angekuppelte Lastmaschine das Massenträgheitsmoment und reduziert somit etwas die Bewegung während der Testsignaleinprägung, welches bei der Interpretation der Ergebnisse berücksichtigt werden muss.

Da die Messungen am Mittelspannungsumrichter in Bezug auf die Anwendbarkeit des vorgestellten Verfahrens deutlich mehr Aussagekraft gegenüber den Simulations-Ergebnissen oder den Ergebnissen an der Niederspannungsmaschine aufweisen, wird sich im Folgenden ausschließlich auf die Messergebnisse am Mittelspannungsantrieb beschränkt.



a) $\Delta\gamma=0^\circ$ (d-Achse)

b) $\Delta\gamma=90^\circ$ (q-Achse)

c) $\Delta\gamma=180^\circ$ (neg. d-Achse)

Abbildung 4.31

Stromantworten bei Einprägung des Testsignals in verschiedenen Richtungen. Direkte Erregung, $f_{Puls}=2\text{Hz}$,

$$\hat{u}_{Puls}=1\% \cdot \hat{U}_{1N}$$

a) Stromantworten bei Einprägung des Testsignals in unterschiedliche Richtungen

Zunächst wurden die Stromantworten bei Testsignaleinprägung untersucht. Dabei wurden drei Pulse eingepreßt: In die positive d-Achse, in die q-Achse und in die negative d-Achse. Die Position der d-Achse wurde dabei von dem an der Welle montierten Drehgeber entnommen. Abbildung 4.31 zeigt die Stromantworten zu den drei Pulsen. Prinzipiell entsprechen die Ergebnisse den theoretisch erwarteten Verläufen wie in Abbildung 4.23, allerdings ist die Antwort im Feldstrom bei dieser Maschine nicht besonders ausgeprägt. Die nutzbare Information findet sich in diesem Fall vor allem in den durch die Modulation verursachten hochfrequenten Anteilen im Strom. Durch die nachfolgenden Messergebnisse wird dennoch ersichtlich, dass die Information der Feldstromantwort ausreichend für die Identifikation der Rotorlage ist, sogar wenn ausschließlich der Feldstromindikator verwendet wird.

Betrachtet man die Statorstromantwort $i_{Puls}(t)$ wenn das Testsignal in die q-Achse eingepreßt wird, so scheint es, als ob neben der Testsignal- sowie Modulationsfrequenz noch ein weiterer Frequenzanteil vorhanden ist. Dieser Effekt kann dadurch begründet werden, dass es bei einer Testsignaleinprägung in die q-Achse zu einer leichten Bewegung der Welle kommt (vergleiche Abbildung 4.34). Durch diese Bewegung wird eine Spannung in der Statorwicklung induziert, die ebenfalls die Stromform beeinflusst. Solange die Bewegung der Welle gering ist, stellt dieser Effekt allerdings keine Hürde für die Identifikation der Rotorlage dar.

b) Stromantworten bei unterschiedlichen Testsignalfrequenzen

In Abbildung 4.32 sind Stromantworten zu Testsignalen unterschiedlicher Frequenz dargestellt. Bei dieser Messung ist zu erkennen, inwieweit der Faktor k_m für die Modulation des Testsignals (vergleiche (4.13)) bei unterschiedlicher Testsignalfrequenz angepasst werden kann, um die Testsignale bei unterschiedlichen Frequenzen optimal zu realisieren. Bei kleineren Testsignalfrequenz bietet es sich an, den Faktor k_m zu erhöhen, da nun bei annähernd gleicher Einschaltdauer der aktiven Spannungsraumzeiger während der Pulseinprägung die Modulationsfrequenz erhöht werden kann. Somit kann bei niedrigen Testsignalfrequenzen die Qualität des Testsignals verbessert werden. Die Modulationsfrequenz lässt sich in den Stromantworten in Abbildung 4.32 anhand der Anzahl der Zeitpunkte, bei denen der Strom sehr schnell ansteigt bzw. abfällt erkennen.

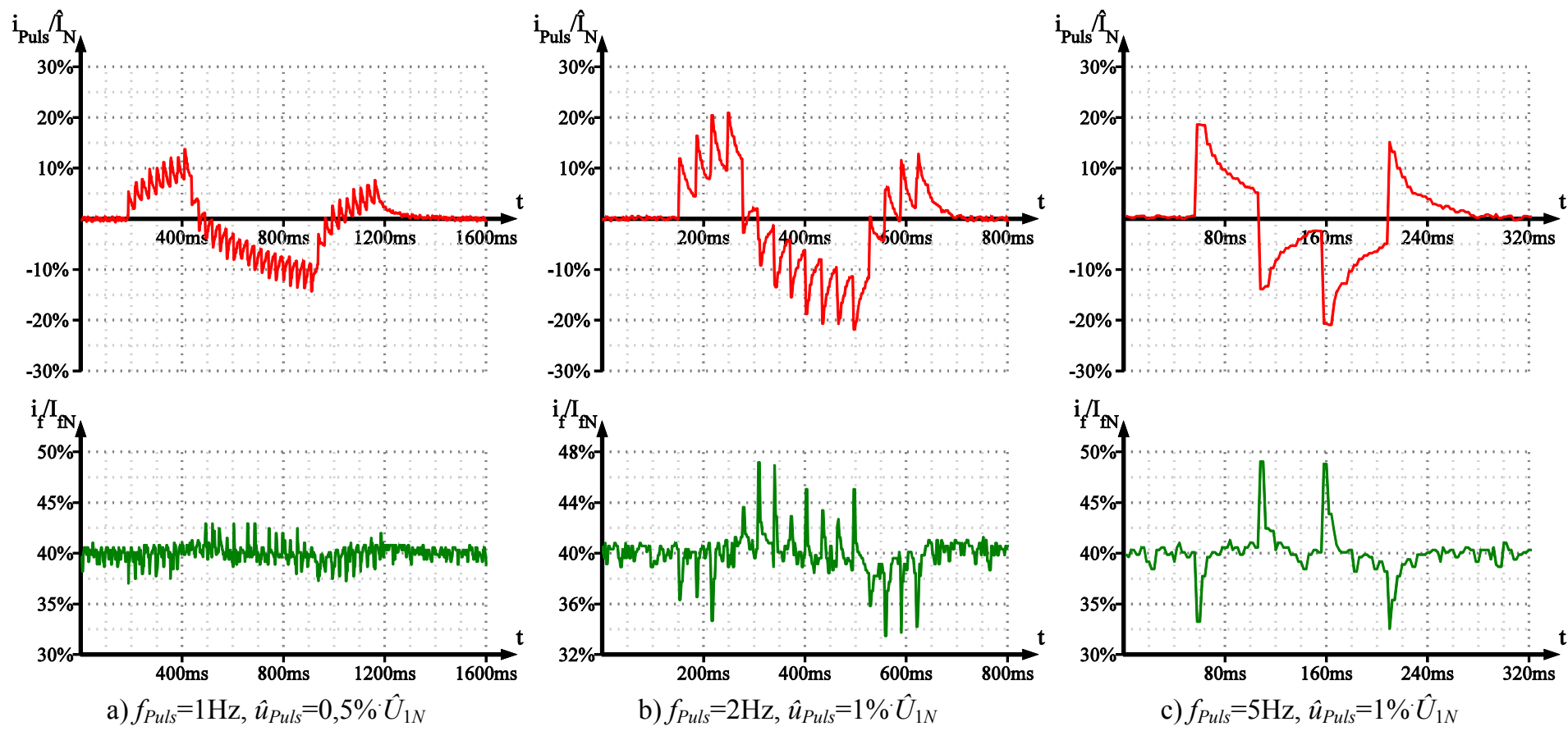


Abbildung 4.32

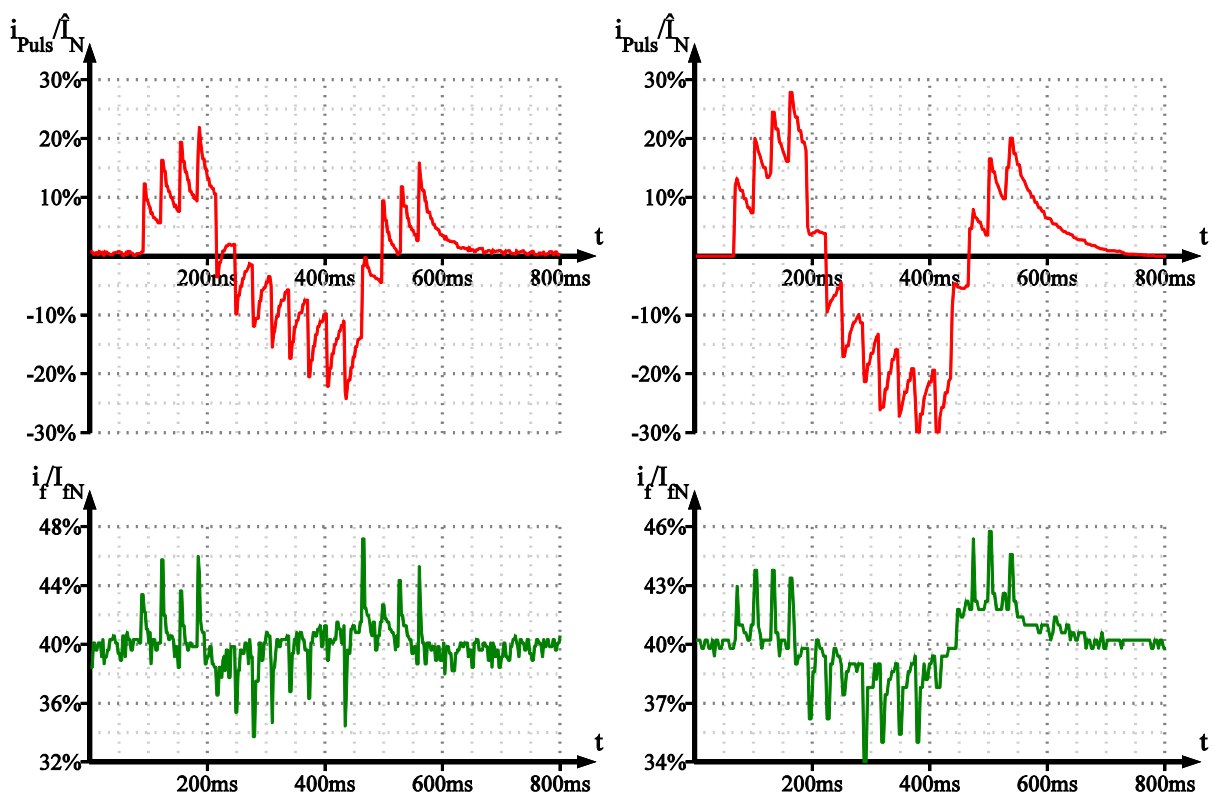
Stromantworten bei unterschiedlichen Testsignalfrequenzen
 Direkte Erregung, $\Delta\gamma=0^\circ$

c) Vergleich zwischen direkter Erregung und bürstenloser Erregung

Eine der wichtigsten Fragen während des Entwurfs des hier vorgestellten Identifikationsverfahrens war diejenige, ob das Feldstromsignal auch bei bürstenloser Erregung eine ausreichende Dynamik und Genauigkeit aufweist. Abbildung 4.33 zeigt die unterschiedlichen Stromantworten bei direkter- und bürstenloser Erregung bei ansonsten gleichen Parametern. Im Fall a (direkte Erregung) wurde das Feldstromsignal direkt aus der Messung desselben gewonnen, während im Fall b (bürstenlose Erregung) das Feldstromsignal anhand der Statorströme des Erregersystems reproduziert wurde.

Die beiden Antworten im Feldstrom weisen kaum einen Unterschied auf, sogar die höherfrequenten Anteile im Feldstrom werden von der Feldstromreproduktion erfasst. Die Auswertung des Feldstroms zur Rotorlagebestimmung ist demnach auch bei bürstenlos erregten Maschinen möglich.

Die größere Amplitude im Statorstrom bei bürstenloser Erregung kann dadurch begründet werden, dass die Parameter des Feldreglers bei der bürstenlosen Erregereinrichtung etwas anders eingestellt waren (vergleiche Abschnitt 4.4.1).



a) Direkte Erregung

b) Bürstenlose Erregung

Abbildung 4.33 Vergleich zwischen direkter und bürstenloser Erregung

$$\Delta\gamma=180^\circ, f_{Puls}=2\text{Hz}, \hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$$

d) Bewegung während der Testsignaleinprägung

Zur Messung der Bewegung der Maschinenwelle während der Testsignaleinprägung wurde ein Puls in die q-Achse der Maschine eingepreßt, welches der kritischste Fall bezüglich der Bewegung ist. Die Messergebnisse sind in Abbildung 4.34 zu sehen. Bei den hier eingepreßten Pulsen liegt die Bewegung der Welle unter $\pm 2^\circ$ mechanisch, welches für die meisten Anwendungen kein Problem darstellt. Vergleicht man Fall b (2Hz) mit Fall c (5Hz) so fällt auf, dass die Bewegung der Welle bei höheren Testsignalfrequenzen geringer ausfällt. Weiterhin muss bei sehr niedrigen Testsignalfrequenzen (Fall a) die Testsignalamplitude reduziert werden, um eine zu starke Bewegung zu vermeiden. Bezüglich der Bewegung der Maschine sind demnach höhere Frequenzen zu bevorzugen.

e) Identifikationslauf

Diejenigen Größen, die letztlich den größten Einfluss auf die Genauigkeit der Auswertemethode haben, sind die Verläufe der Indikatorgrößen Λ_s (Statorstromindikator) und Λ_f (Feldstromindikator) über den Winkel. Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben wurde, werden für die Rotorlageidentifikation während eines normalen Anlaufvorgangs der Maschine eben diese Indikatorcurven durch Messung bzw. Testsignaleinprägung an drei bzw. sechs Winkelwerten abgetastet und der restliche Kurvenverlauf interpoliert, um letztlich den geforderten Winkel zu identifizieren.

Um jedoch eine Aussage über die Genauigkeit der Interpolation zu erhalten, muss für Testzwecke der komplette Indikatorverlauf gemessen werden. Diese Messung wird im Folgenden als „Identifikationslauf“ bezeichnet. Dabei werden die Spannungstestsignale in einem Winkelabstand von $\Delta\gamma_{Puls}=15^\circ$ zueinander in die Statorwicklung eingepreßt ($\gamma_{Puls}=0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, \dots$) und jeweils die beiden Indikatoren Λ_s und Λ_f an den entsprechenden Winkeln ermittelt. In Abbildung 4.35 sind solche Indikatorverläufe für unterschiedliche Parameter des Testsignals zu sehen. Zusätzlich wurde der Winkelwert der mit dem Geber gemessenen Rotorlage $\gamma_{Messung}$ dargestellt.

Besonders bei einer Testsignalfrequenz von 2Hz (Fall a in Abbildung 4.35) ergeben sich bei dieser Maschine für die Rotorlageidentifikation sehr gute Indikatorverläufe. Es ist hierbei deutlich zu erkennen, dass die Rotorlage bei einem der Maxima des Statorstromindikators Λ_s und bei dem Minimum des Feldstromindikators Λ_f liegt.

Auffällig ist auch die Frequenzabhängigkeit der Messung: Bei einer Testsignalfrequenz von 2Hz (Fall a) ergibt sich ein markanter Indikatorverlauf, der dem theoretischem Verlauf nahezu gleicht. Anders sind die Verhältnisse bei einer Frequenz von 5Hz (Fall b), bei dem der Feldstromindikator stark verzerrt und ohnehin sehr gering ist. Im letzten Fall (10Hz, Fall c) sind die Ergebnisse wieder etwas besser. Die Tatsache, dass die Antwort im Feldkreis bei der Frequenz von 5Hz sehr gering ist, jedoch sowohl für höhere als auch für niedrigere Frequenzen ausgeprägt ist, lässt sich durch den Einfluss des PI-Feldreglers erklären (vergleiche Abschnitt 4.4.1, insbesondere Abbildung 4.9).

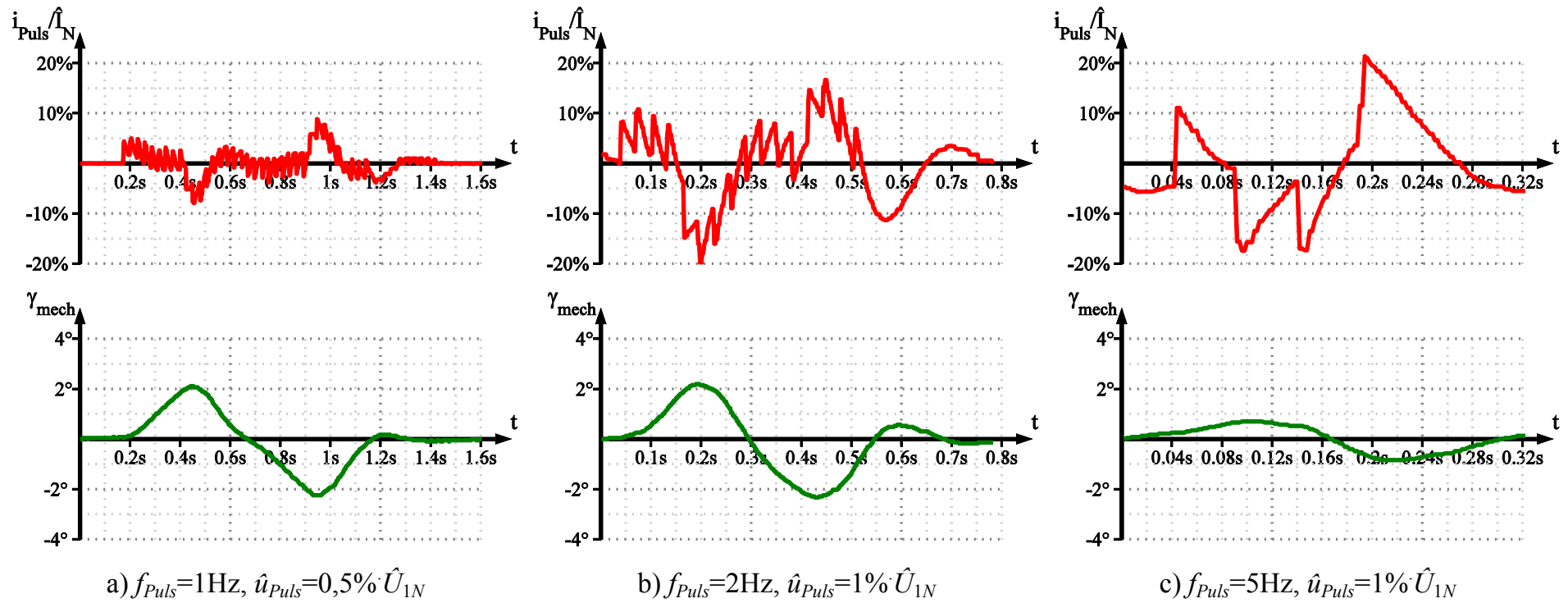


Abbildung 4.34

Bewegung während der Testsignaleinprägung
 Bürstenlose Erregung, $\Delta\gamma = 90^\circ$

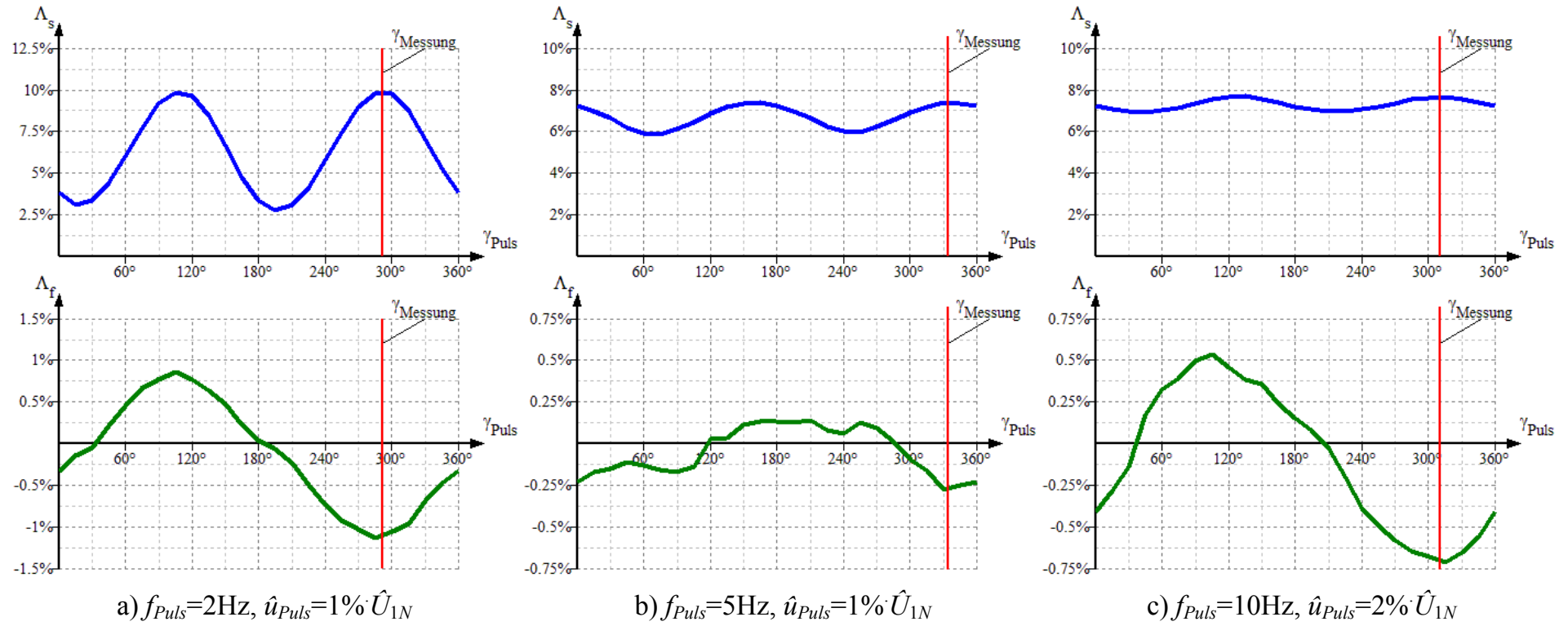


Abbildung 4.35

Identifikationslauf
Bürstenlose Erregung

Die gemessenen Indikatorverläufe weisen demnach den prinzipiell erwarteten Verlauf auf. Allerdings weicht insbesondere der Feldstromindikator in Abbildung 4.35 von der Sinusform ab. Es ist demnach fraglich, ob die Interpolation dieses Verlaufs durch eine Messung der Kurve an nur drei bzw. sechs Punkten eine ausreichende Genauigkeit aufweist.

Abbildung 4.36 und Abbildung 4.37 zeigen die interpolierten Kurven für die Fälle, dass der Indikatorverlauf an drei bzw. an sechs Stellen abgetastet wurde. Außerdem sind die Winkelwerte bei denen der interpolierte Statorstromindikator seine Maxima aufweist (Gleichungen (4.36) und (4.37) bzw. türkise Linien in den Abbildungen) sowie der Winkelwert bei dem der Feldstromindikator sein Minimum aufweist (Gleichung (4.38) bzw. grüne Linie in der Abbildung) angegeben.

In allen Fällen ist die Interpolation des Statorstromindikators sehr genau. Der Winkelfehler zwischen dem identifizierten Maximum des Verlaufs und der tatsächlich gemessenen Rotorlage ist unbedeutend klein. Bei dem Feldstromindikator sind die Ergebnisse im Fall b (5Hz) nicht brauchbar, da hier ein enormer Winkelfehler entsteht. In den Fällen a (2Hz) und c (10Hz) könnte die Rotorlage durch alleinige Auswertung des Feldstromindikators bestimmt werden, allerdings ist der so entstehende Winkelfehler deutlich größer als bei Verwendung der kombinierten Methode, die sich hauptsächlich auf den Statorstromindikator stützt.

Generell lässt sich auch festhalten, dass die Interpolation durch nur drei Messungen hinreichend genau ist. Die Erhöhung auf sechs Messpunkte bringt einen kaum erkennbaren Vorteil.

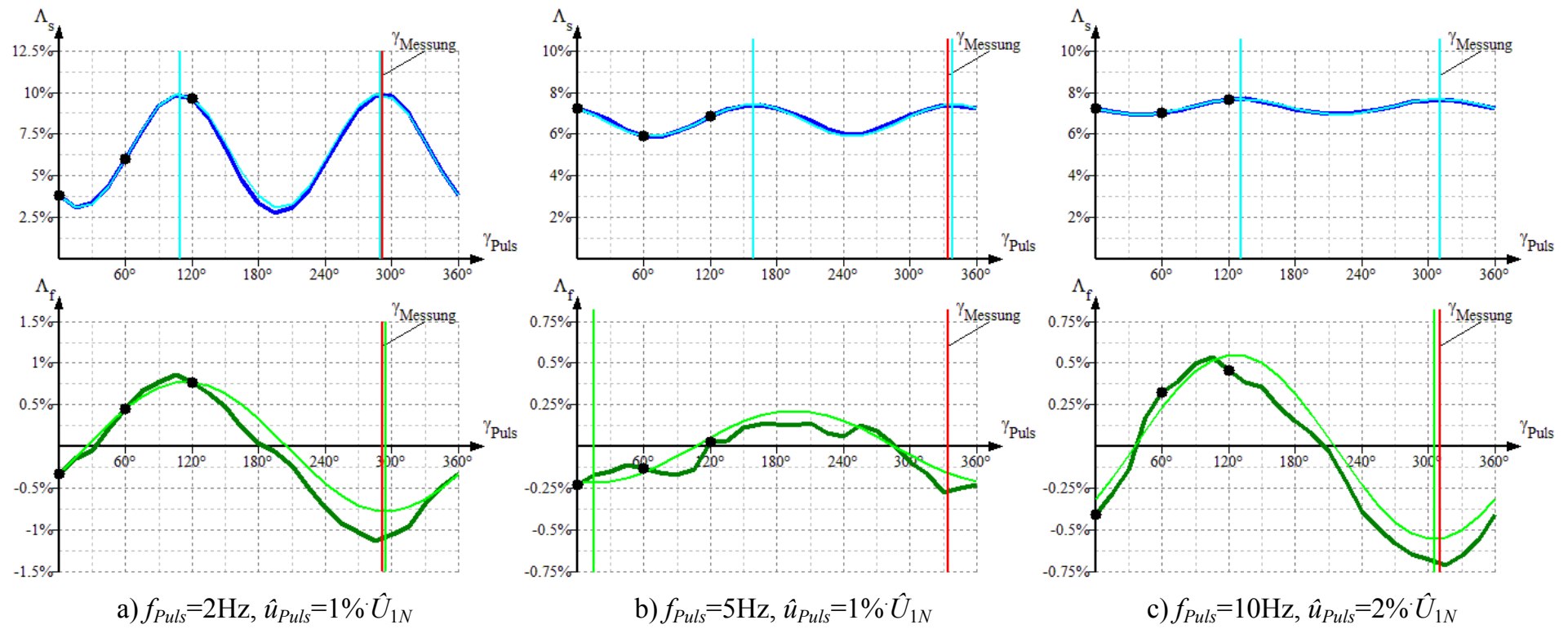


Abbildung 4.36

Interpolation der Indikatorverläufe durch drei Punkte

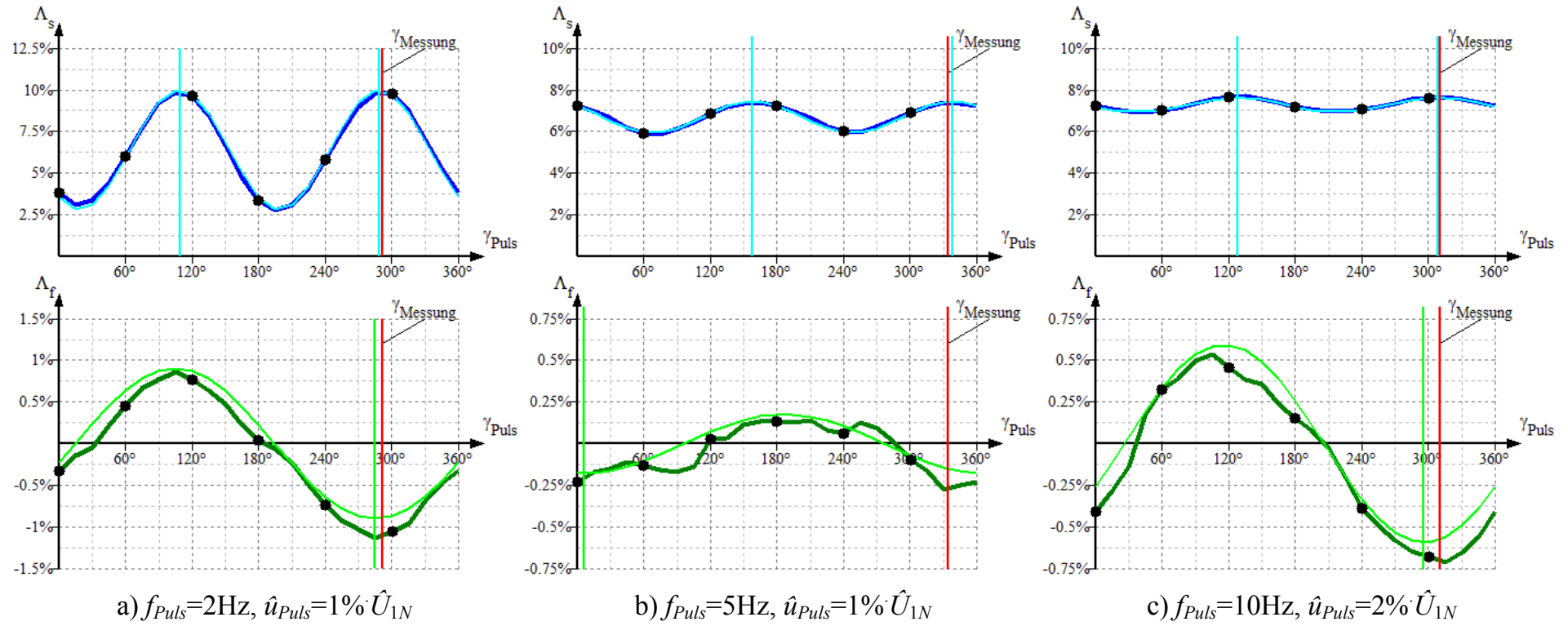


Abbildung 4.37

Interpolation der Indikatorverläufe durch 6 Punkte

f) Identifikation der Rotorlage

An dieser Stelle soll die zeitliche Abfolge eines kompletten Identifikationsprozesses untersucht werden. Abbildung 4.38 zeigt beispielhaft den gemessenen Statorstrom i_{Puls} , den als Referenz gemessenen Winkelwert $\gamma_{Messung}$ sowie den Winkel der Pulseinprägung γ_{Puls} bzw. identifizierten Winkel γ_i während der Rotorlageidentifikation nach Methode B, also derjenigen bei der beide Indikatoren ausgewertet werden.

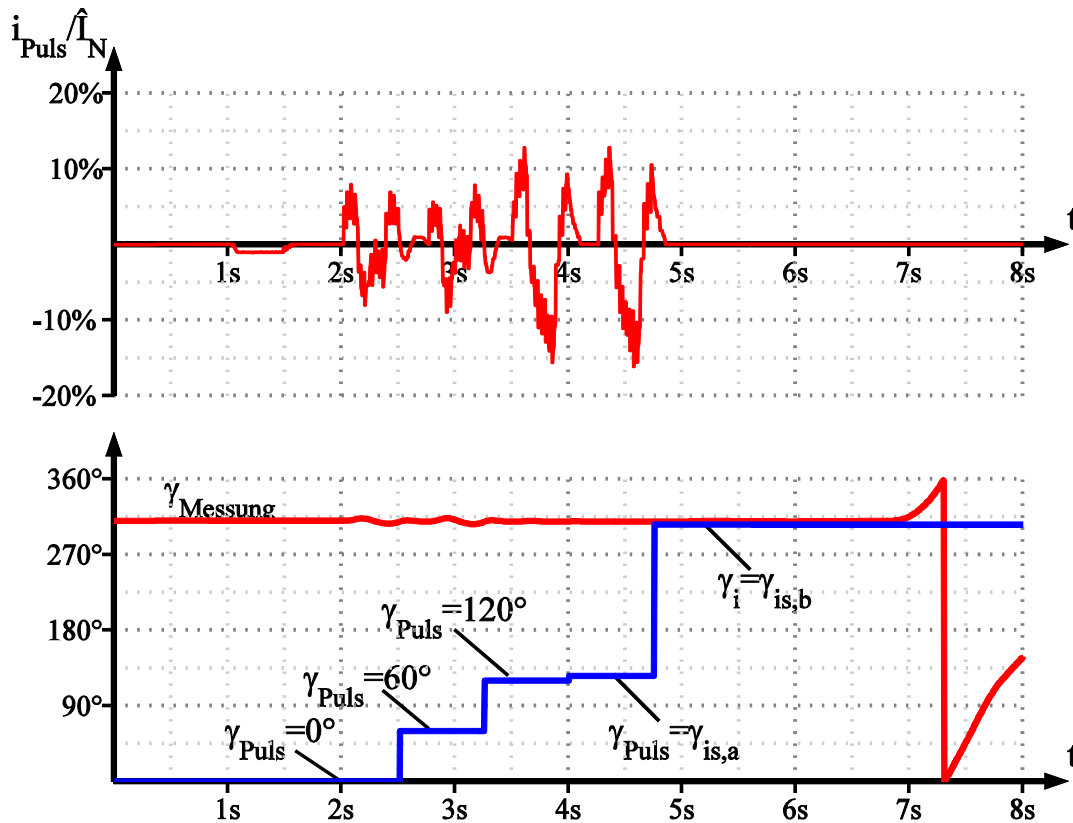


Abbildung 4.38 Zeitverläufe bei der Identifikation der Rotorlage
 $f_{Puls}=2\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$

Wie bereits im vorherigen Abschnitt 4.4.6 ausführlich besprochen wurde, werden zunächst drei Pulse in die Richtungen 0° , 60° und 120° eingepreßt (Zeitraum in Abbildung 4.38: ca. $2\text{s} < t < 4\text{s}$). Nun wird der bei den Pulsen gemessene Statorstromindikator ausgewertet und die beiden Winkelwerte $\gamma_{is,a}$ und $\gamma_{is,b}$ berechnet, an dem der interpolierte Statorstromindikator seine Maxima aufweist. Anschließend wird ein vierter Puls in die Richtung des ersten identifizierten Maxima $\gamma_{is,a}$ eingepreßt und der Feldstromindikator ausgewertet (Zeitraum ca. $4\text{s} < t < 5\text{s}$). In diesem Fall war der Feldstromindikator an dieser Stelle positiv, sodass der zweite zuvor identifizierte Winkel $\gamma_{is,b}$ als die Rotorlage interpretiert wird. Nach dem Identifikationsprozess, wechselt der Umrichter in den regulären Betriebszustand und kann die Maschine aus dem Stillstand beschleunigen.

Es ist bisher nicht erwähnt worden, dass zwischen den einzelnen Pulsen immer eine kleine Pause eingehalten wird, um sicherzustellen, dass der Statorstrom abgeklungen ist, bevor der nächste Puls injiziert wird. In diesem Fall dauert der Identifikations-

vorgang bei einer Testsignalfrequenz von 2Hz demnach ca. drei Sekunden. Selbstverständlich ist diese Zeit vor allem von der verwendeten Testsignalfrequenz abhängig. In den meisten Anwendungen spielt diese Zeit jedoch keine bedeutende Rolle.

g) Genauigkeit

Abschließend soll auf die Genauigkeit der identifizierten Rotorlage eingegangen werden. Um die Genauigkeit zu messen, wurde der Identifikationsprozess bei gleichem Parametersatz mehrmals durchgeführt. Der jeweils größte Winkelfehler wurde für die Auswertung der Genauigkeit herangezogen. In Tabelle 4.6 sind die maximalen Winkelfehler bei unterschiedlichen Testsignalfrequenzen dargestellt.

Direkte Erregung	$f_{Puls}=0,5\text{Hz}$	1Hz	2Hz	5Hz	10Hz
Methode A: Nur Λ_f			31°	2,2°	4,1°
Methode B: Λ_S und Λ_f			4,3°	10,0°	10,7°
Bürstenlose Erregung	$f_{Puls}=0,5\text{Hz}$	1Hz	2Hz	5Hz	10Hz
Methode A: Nur Λ_f	119°	84°	10,7°	60°	13°
Methode B: Λ_S und Λ_f	177°	3,4°	4,9°	18°	14,8°

Tabelle 4.6: Maximaler Winkelfehler bei der Rotorlageidentifikation

Wie bereits am Anfang dieses Kapitels erwähnt wurde, ließ sich die zu testende Maschine sowohl bürstenlos als auch direkt erregen. Es wurde bei den Messungen die standardmäßig eingestellten Feldregler verwendet. Allerdings unterschieden sich diese Standardeinstellungen bei beiden Erregereinrichtungen, weshalb sich auch unterschiedliche Stromantworten bei den beiden Erregerverfahren ergaben.

Aus diesem Grund ergeben sich allerdings auch unterschiedliche Winkelfehler, je nachdem welche Erregereinrichtung verwendet wurde, bzw. je nachdem wie der Feldregler eingestellt wurde. Beispielsweise versagt die Rotorlageidentifikation bei bürstenloser Erregung und 5Hz Testsignalfrequenz, wenn ausschließlich der Feldstromindikator verwendet wird (Methode A). Dies ist nicht verwunderlich, wenn man sich nochmals den gemessenen Indikatorverlauf für diese Frequenz in Abbildung 4.35 vor Augen führt. Ändert man nun allerdings die Feldreglerparameter, bzw. schaltet auf direkte Erregung um, so ergibt sich die exzellente Genauigkeit mit einem Winkelfehler von weniger als 2,2°, da sich in diesem Fall ein „sauberer“ Feldstromindikatorverlauf ergibt!

Der Einfluss des Feldreglers auf die Rotorlageidentifikation ist demnach, wie bereits unter 4.4.1 besprochen (vergleiche Abbildung 4.9), enorm. Durch alleinige Berechnung des Frequenzgangs einer Maschine ohne Berücksichtigung des Feldreglers kann demnach keine geeignete Testsignalfrequenz gewählt werden. Vielmehr sollten die optimalen Testsignalparameter durch verschiedene Identifikationsläufe bei Inbetriebnahme eines Antriebs ermittelt werden.

Aus der obigen Tabelle ist jedoch auch ersichtlich, dass bei geeigneten Parametern eine exzellente Genauigkeit von weniger als 5° des elektrischen Winkels erzielt

werden konnte und zwar bei beiden Feldgeräten. Bei schlecht gewählten Parametern kann die Identifikation jedoch auch scheitern. Die Wahl der Testsignalparameter spielt demnach eine entscheidende Rolle und soll im nachfolgenden Abschnitt ausführlicher besprochen werden.

4.4.8 Identifikationslauf bei Inbetriebnahme

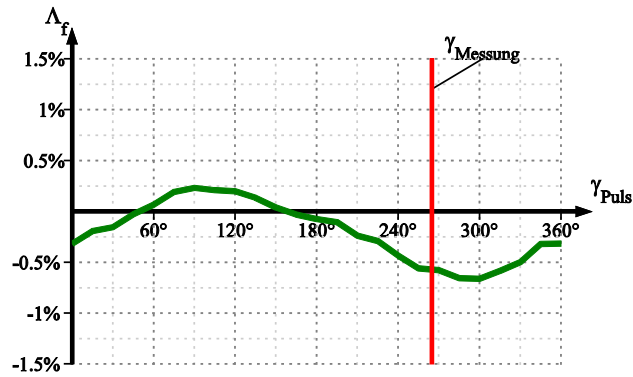
Die Schwierigkeit geeignete Testsignalparameter zu finden, liegt demnach darin, dass man diese nicht aus der Berechnung des Frequenzgangs erhalten kann. Theoretisch wäre es zwar möglich, die Feldreglerparameter mit in die Frequenzgangberechnung einfließen zu lassen, jedoch birgt dies ein weiteres praktisches Problem in sich: Die Parameter des Feldreglers sind nämlich nicht von dem statorseitigen Umrichter aus zugänglich. Der Anwender müsste der Umrichtersoftware bei Inbetriebnahme demnach die Reglerparameter eines anderen Gerätes mitteilen, also manuell eintragen. Problematisch ist weiterhin, dass nicht nur die Proportionalverstärkung und die Nachstellzeit von Bedeutung sind, sondern jegliche Verzögerungen und Filter die ebenfalls im Feldregelkreis enthalten sind.

Spätestens wenn man nun noch die Problematik anspricht, dass die Stromantworten auch von der Eisensättigung der Maschine abhängen können, wird deutlich, dass eine Berechnung der einzustellenden Parameter keine praktikable Lösung darstellt.

Im Folgenden sollen die Parameter deshalb aus geeigneten Messungen bestimmt werden. Am einfachsten lässt sich die Genauigkeit selbstverständlich messen, wenn man den Winkelfehler mit einem an der Welle montierten Geber auswertet. Diese Art der Vorgehensweise ist prinzipiell bei Antrieben denkbar, die normalerweise mit Gebern arbeiten und nur bei Ausfall des Gebersystems auf die geberlose Regelung umschalten. Es widerspricht allerdings dem Grundsatz der geberlosen Regelung, wenn ein Geber zur Einstellung der Parameter für den geberlosen Betrieb zwingend notwendig ist. Die Einstellung der Testsignalparameter muss demnach auch ohne Geber möglich sein.

Vergleicht man die resultierende Genauigkeit des Identifikationsverfahrens in Tabelle 4.6 mit den Indikatorverläufen aus den Identifikationsläufen, so findet man einen direkten Zusammenhang: Je „sauberer“ das entsprechende Indikatorsignal ist, umso genauer wird die Rotorlageidentifikation.

In Abbildung 4.39 sind verschiedene Verläufe des Feldstromindikators sowie der dazugehörige Winkelfehler γ_{Fehler} zu sehen. Der Winkelfehler ist in diesem Fall der Fehler, der sich unter Verwendung der Identifikationsmethode A ergibt, also diejenige, die ausschließlich den Feldstromindikator verwendet. Auffallend ist, dass sich bei stark verzerrten Indikatorverläufen, also bei starken Abweichungen von der Sinusform, ein größerer Winkelfehler ergibt (z.B. Abbildung 4.39c). Dieses Merkmal alleine reicht allerdings noch nicht aus, um die Qualität des Indikatorverlaufs zu beschreiben. Beispielsweise sind die Indikatorverläufe in Abbildung 4.39a und d mehr oder weniger sinusförmig, weshalb die Vermutung nahe liegt, dass bei Verwendung dieses Indikatorverlaufs, bzw. bei Verwendung der entsprechenden Testsignalparameter, ein geringer Winkelfehler γ_{Fehler} bei der Identifikation der Polradlage entsteht. Tatsächlich, stellt sich jedoch ein sehr großer Fehler ein (vergleiche



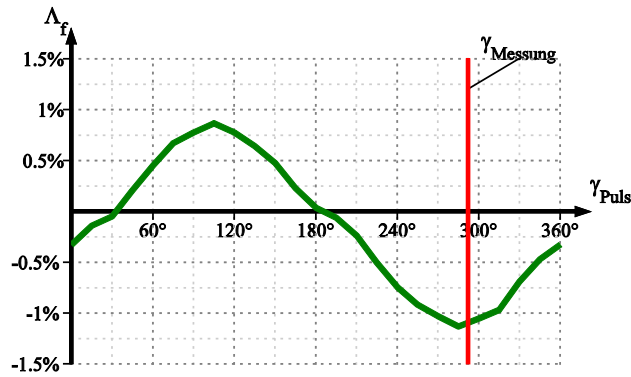
$$\gamma_{Fehler} = 84^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 16,1\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 499\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 48\%$$

a) $f_{Puls} = 1\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 0,5\% \cdot \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



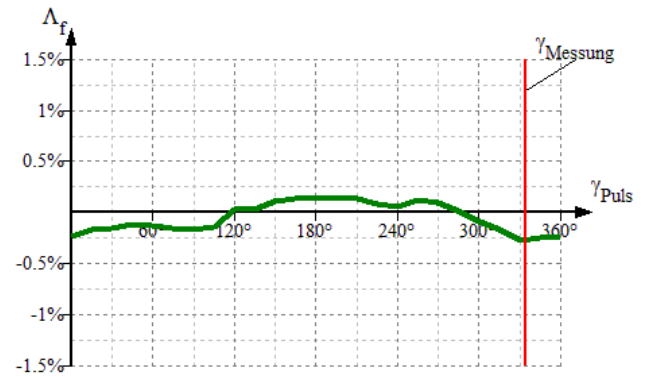
$$\gamma_{Fehler} = 10,7^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 11,2\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 70\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 14,8\%$$

b) $f_{Puls} = 2\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 1\% \cdot \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



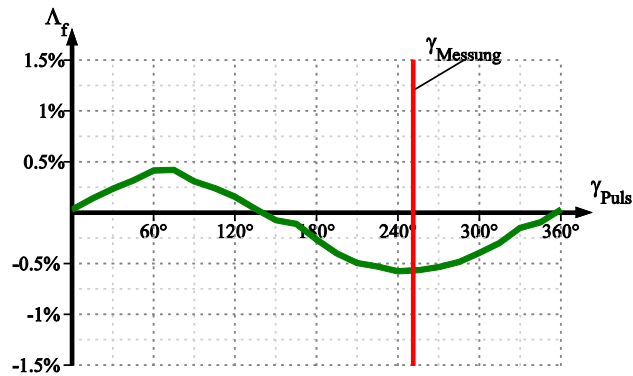
$$\gamma_{Fehler} = 60^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 41,3\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 198\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 21,8\%$$

c) $f_{Puls} = 5\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 1\% \cdot \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



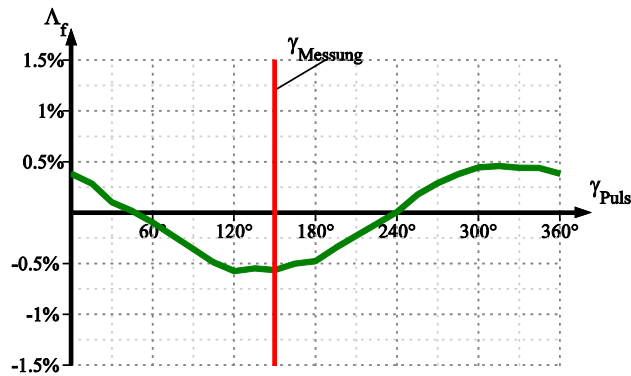
$$\gamma_{Fehler} = 31^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 8,9\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 124\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 24,0\%$$

d) $f_{Puls} = 2\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 1\% \cdot \hat{U}_{1N}$, direkte Err.



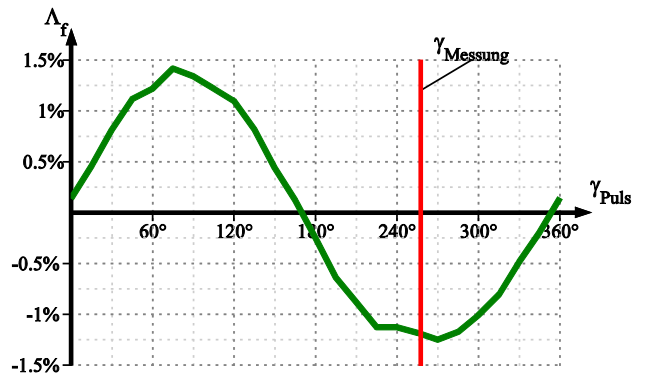
$$\gamma_{Fehler} = 2,2^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 6,0\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 19,3\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 8,8\%$$

e) $f_{Puls} = 5\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 1\% \cdot \hat{U}_{1N}$, direkte Err.



$$\gamma_{Fehler} = 4,1^\circ$$

$$THD_{\Lambda_f} = 6,5\%$$

$$K_{\Lambda_f} = 3,1\%$$

$$\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f,1} = 0,2\%$$

f) $f_{Puls} = 10\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls} = 2\% \cdot \hat{U}_{1N}$, direkte Err.

Abbildung 4.39

Qualität des Feldstromindikatorverlaufs bei unterschiedlichen Parametern

Abbildung 4.39). Betrachtet man die Indikatorverläufe genauer, stellt man fest, dass diese offset-behaftet sind, also deren arithmetischer Mittelwert von null verschieden ist.

Dieser Offset im Feldstromindikatorverlauf tritt insbesondere bei sehr niedrigen Testsignalfrequenzen auf. Eine mögliche Erklärung für diesen Effekt ist, dass vor allem bei niedrigen Testsignalfrequenzen die Bewegung der Maschine nicht mehr vernachlässigt werden kann. Sobald sich die Maschine während der Testsignale bewegt, handelt es sich nicht mehr um ein lineares System, weshalb es zu dem Offset im Feldstromindikator kommen könnte.

Ist die Amplitude im Feldstromindikatorverlauf nun im Vergleich zu diesem Offset nicht besonders ausgeprägt, ergibt sich ebenfalls ein großer Fehler im identifizierten Winkel. Der Einfluss des Offsets auf die Qualität des identifizierten Winkels scheint bei dem Feldstromindikatorverlauf wesentlich ausgeprägter zu sein als die Verzerrung des Signals. Für die Analyse der Qualität des Feldstromindikatorverlaufs sollten also die beiden beschriebenen Effekte berücksichtigt werden: die Verzerrung des Signals und dessen Offset.

Zur quantitativen Erfassung der Verzerrung eines Signals wird üblicherweise der sogenannte *THD*-Wert (Total Harmonic Distortion) verwendet. Dieser ist wie folgt für ein Signal S definiert:

$$THD = \sqrt{\frac{S_2^2 + S_3^2 + S_4^2 + \dots + S_n^2}{S_1^2}} \quad (4.39)$$

mit:

S_1	Grundschwingung des Signals
S_v	v -te Harmonische des Signals

Zur Berechnung des *THD*-Wertes muss das Indikatorsignal also zunächst nach Fourier in seine einzelnen harmonischen Anteile zerlegt werden. Da der Feldstromindikator bei einem Identifikationslauf nur in Winkelschritten von 15° abgetastet wird, können für dieses Signal nicht die harmonischen Anteile mit beliebig hoher Ordnung erfasst werden. Die Abtastfrequenz muss nämlich mindestens das Doppelte der zu erfassenden Frequenz betragen. In diesem Fall können die harmonischen Anteile bis zu einer Ordnung von 12 ($=360^\circ/30^\circ$) bestimmt werden. Die genaue Vorgehensweise zur Berechnung der Grundschwingung, also der ersten Harmonischen des Feldstromindikatorverlaufs, wurde bereits im Abschnitt 4.4.6 bei der Beschreibung der Identifikationsmethode beschrieben. Die Vorgehensweise ist hier prinzipiell identisch, mit dem Unterschied, dass mehrere harmonische Anteile berechnet werden und der Indikatorverlauf an mehreren Stützstellen $n=24$ mit einem Winkelabstand von $\Delta\gamma_{Puls}=15^\circ$ zueinander abgetastet wird (vergleiche Gleichung (4.28)). Die allgemeinen Formeln zur Berechnung einer beliebigen Harmonischen Λ_{ν} sind wie folgt:

$$\alpha_{fv} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_f(\gamma_{Puls,k}) \cdot \cos(v \cdot \gamma_{Puls,k}) \quad (4.40)$$

$$\beta_{fv} = \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_f(\gamma_{Puls,k}) \cdot \sin(v \cdot \gamma_{Puls,k}) \quad (4.41)$$

$$\Lambda_{fv} = \sqrt{\alpha_{fv}^2 + \beta_{fv}^2} \quad (4.42)$$

mit:

Λ_{fv} v-te Harmonische des Feldstromindikators (Amplitudenwert)

Der THD -Wert des Feldstromindikators $THD_{\mathcal{N}f}$ lässt sich demnach nach (4.43) berechnen und ist ebenfalls in Abbildung 4.39 für die jeweiligen Indikatorverläufe angegeben.

$$THD_{\mathcal{N}f} = \sqrt{\frac{\Lambda_{f2}^2 + \Lambda_{f3}^2 + \Lambda_{f4}^2 + \dots + \Lambda_{f12}^2}{\Lambda_{f1}^2}} \quad (4.43)$$

$$\bar{\Lambda}_f = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_f(\gamma_{Puls,k}) \quad (4.44)$$

Nun ist eine weitere Größe notwendig, die den Offset des Indikatorverlaufs berücksichtigt. Die Qualität des Signals ist umso besser, je größer das Verhältnis von der Grundschwingung des Indikatorverlaufs zu seinem Mittelwert ist. Der Mittelwert $\bar{\Lambda}_f$ lässt sich nach (4.44) berechnen. Dieser Wert wird im Folgenden auf die Grundschwingung des Indikatorverlaufs bezogen: $\bar{\Lambda}_f / \Lambda_{f1}$.

Um nun die beiden Kennwerte miteinander zu verbinden, damit man eine einzelne Größe erhält, die eine Aussage über die Qualität eines entsprechender Indikatorverlaufs zulässt, wird folgende Kostenfunktion eingeführt:

$$K_{\mathcal{N}f} = THD_{\mathcal{N}f}^2 \cdot g_{THDf} + \left(\frac{\bar{\Lambda}_f}{\Lambda_{f1}} \right)^2 \cdot g_{avg,f} + \frac{T_{Puls}}{1s} \cdot g_T + K_{Brushless} \quad (4.45)$$

mit:

$K_{\mathcal{N}f}$ Kostenfunktion für Identifikationsmethode A (ausschließliche Verwendung des Feldstromindikators)

g_{THDf} Verstärkungsfaktor (**gain**), um den Einfluss des THD -Wertes auf die Kostenfunktion einzustellen

$g_{avg,f}$ Verstärkungsfaktor, um den Einfluss des Offsets auf die Kostenfunktion einzustellen

g_T Verstärkungsfaktor, um den Einfluss der Testsignalfrequenz bzw. –periode auf die Kostenfunktion einzustellen

$K_{Brushless}$ Parameter zur Erhöhung der Kostenfunktion bei bürstenloser Erregung

Durch die beiden Verstärkungsfaktoren g_{THDf} und g_{avgf} kann nun der Einfluss der beiden Effekte auf die Kostenfunktion eingestellt werden. Der Sinn der Kostenfunktion ist also, dass verschiedene Indikatorverläufe miteinander verglichen werden können. Dabei ist derjenige mit der niedrigsten resultierenden Kostenfunktion bevorzugt für die Rotorlageidentifikation zu wählen. Des Weiteren wird die Kostenfunktion genau so skaliert, dass ein Wert der Kostenfunktion über 100% bedeutet, dass der Indikatorverlauf keine ausreichende Qualität für die Rotorlageidentifikation aufweist. In einem solchen Fall werden andere Testsignalparameter gesucht, die eine Kostenfunktion von unter 100% erzielen. Sollten keine geeigneten Testsignalparameter gefunden werden, so kann die hier vorgestellte Identifikationsmethode an der derzeitigen Maschine nicht angewandt werden!

Der große Vorteil einer Kostenfunktion ist der, dass auf einfache Weise zusätzliche Qualitätsmerkmale hinzugeführt werden können. So wurde beispielsweise die Testsignalperiodendauer, verknüpft mit dem Verstärkungsfaktor g_T , ebenfalls in die Kostenberechnung in (4.45) mit einbezogen. Größere Testsignalfrequenzen führen nämlich zum einen zu einem schnelleren Identifikationsprozess, zum anderen aber auch zu einer geringeren Bewegung der Maschinenwelle. Deshalb sollten bei ansonsten gleicher Qualität des Indikatorverlaufs bei verschiedenen Testsignalfrequenzen, immer die höhere Testsignalfrequenz gewählt werden. Der Einfluss der Testsignalfrequenz bzw. der Testsignalperiode kann nun auf einfache Weise durch den Verstärkungsfaktor g_T bestimmt werden.

Da sich die Identifikationsmethode A ausschließlich auf die Auswertung des Feldstromindikatorverlaufs stützt, erlaubt die hier eingeführte Kostenfunktion K_{Af} nicht nur eine Aussage über die Qualität des Feldstromindikatorverlaufs, sondern auch darüber, wie genau die Identifikationsmethode A bei den eingestellten Testsignalparametern arbeitet. Im Nachfolgenden wird auch eine Kostenfunktion eingeführt, die die Qualität des Statorstromindikators angibt und somit eine Aussage über die Genauigkeit der Identifikationsmethode B zulässt.

Um beide Methoden miteinander vergleichen zu können, wird bei der Kostenfunktion des Feldstromindikators (4.45) ein weiterer Faktor $K_{Brushless}$ eingefügt. Dieser Faktor ist null, wenn die Maschine direkt erregt wird und das Feldstromsignal demnach aus einer direkten Messung gewonnen wird. Bei bürstenloser Erregung, bei der das Feldstromsignal nicht direkt gemessen werden kann, hat dieser Faktor jedoch den Wert $K_{Brushless0}$, sodass die Kostenfunktion des Feldstromindikators erhöht wird (4.46). Das hat zur Folge, dass bei bürstenloser Erregung eher die Identifikationsmethode B, die sich hauptsächlich auf die Auswertung des Statorstromindikators stützt, verwendet wird. Nur wenn der Feldstromindikator eine wesentlich bessere Qualität als der Statorstromindikator aufweist, wird bei bürstenloser Erregung die Methode A gewählt.

$$K_{Brushless} = \begin{cases} 0, & \text{direkte Erregung} \\ K_{Brushless0}, & \text{bürstenlose Erregung} \end{cases} \quad (4.46)$$

mit:

$K_{Brushless0}$ Faktor zur Erhöhung der Kostenfunktion bei bürstenloser Erregung

Die Herausforderung bei der Verwendung der Kostenfunktion liegt in der sinnvollen Parametrierung der verschiedenen Verstärkungsfaktoren.

Um die Kostenfunktions-Parameter mittels eines automatischen Verfahrens anzupassen, wäre eine Vielzahl an Messungen, vorzugsweise auch an unterschiedlichen Maschinen, notwendig. Als Verfahren zur Bestimmung der Kostenfunktions-Verstärkungen eignen sich sogenannte überwachte Lernverfahren wie beispielsweise der Least-Mean-Square-Algorithmus. Hierbei müsste zu jeder Messung bereits ein Sollwert der Kostenfunktion vorliegen. Die Kostenfunktion kann beispielsweise so gewählt werden, dass sich bei einem Winkelfehler von unter 5° eine Kostenfunktion von unter 20% ergibt. Weiterhin sollte die Kostenfunktion über 100% bei einem Winkelfehler von über 20° liegen, sodass dieser Parametersatz nicht für die Rotorlageidentifikation verwendet wird.

Die im Rahmen dieser Arbeit vorliegende Anzahl an Messergebnissen mit unterschiedlichen Parametern reicht jedoch nicht aus, um solche automatischen Verfahren zur Bestimmung der Kostenfunktions-Parameter durchzuführen. In diesem Fall wurden die Parameter per Hand durch „Trial and Error“ gesetzt, um die prinzipielle Funktion des hier vorgestellten Verfahrens zur Abschätzung der Eignung der Testsignalparameter zu validieren. Die so erhaltenen Verstärkungsfaktoren sind in Tabelle 4.7 zu sehen. Die resultierende Kostenfunktion K_{Af} bei verschiedenen Indikatorverläufen ist ebenfalls in Abbildung 4.39 zu sehen.

Methode A (K_{Af})		Methode B (K_{AS})	
g_{THDf}	5	g_{THDS}	5
$g_{avg,f}$	20	$g_{avg,S}$	0,025
g_T	10%	g_T	10%
$K_{Brushless0}$	15%		

Tabelle 4.7: Parameter zur Berechnung der Kostenfunktionen

Die Berechnung der Kostenfunktion für den Statorstromindikator ist vergleichbar mit der des Feldstromindikators.

$$K_{AS} = THD_{AS}^2 \cdot g_{THDS} + \left(\frac{\bar{\Lambda}_S}{\Lambda_{S2}} - 1 \right) \cdot g_{avg,S} + \frac{T_{Puls}}{1s} \cdot g_T + K_{min,f} \quad (4.47)$$

mit:

K_{AS}	Kostenfunktion für Identifikationsmethode B (hauptsächliche Verwendung des Statorstromindikators)
g_{THDS}	Verstärkungsfaktor (gain) um den Einfluss des THD-Wertes auf die Kostenfunktion einzustellen
$g_{avg,S}$	Verstärkungsfaktor um den Einfluss des Offsets auf die Kostenfunktion einzustellen
g_T	Verstärkungsfaktor um den Einfluss der Testsignalfrequenz bzw. -periode auf die Kostenfunktion einzustellen
$K_{min,f}$	Parameter zur Erhöhung der Kostenfunktion auf über 100%, wenn die Qualität des Feldstromindikators nicht ausreicht.

Der Mittelwert $\bar{\Lambda}_s$ sowie die einzelnen Harmonischen Λ_{s_v} des Statorstromindikators lassen sich analog zu denen des Feldstromindikators berechnen: Siehe (4.40) und (4.44). Bei der Berechnung des *THD*-Wertes ergibt sich jedoch ein kleiner Unterschied, da der Statorstromindikator, bezogen auf eine elektrische Winkelumdrehung der Maschine, die doppelte Frequenz aufweist. Die eigentliche Grundschiwingung des Statorstromindikators tritt, unter Verwendung einer elektrischen Winkelumdrehung als Bezugsgröße, demnach als zweite Harmonische auf. Bei der Berechnung des *THD*-Wertes muss demnach durch die zweite Harmonische geteilt werden:

$$THD_{\Lambda_s} = \sqrt{\frac{\Lambda_{s3}^2 + \Lambda_{s4}^2 + \Lambda_{s5}^2 + \dots + \Lambda_{s12}^2}{\Lambda_{s2}^2}} \quad (4.48)$$

Ein weiterer Unterschied bei der Berechnung der Kostenfunktion für den Statorstromindikator besteht darin, dass der Offset nicht so stark gewichtet wird. Während bei dem Feldstromindikator das Verhältnis $\bar{\Lambda}_f/\Lambda_{f,1}$ quadratisch in die Berechnung einfließt, wird hier mit dem linearen Verhältnis gerechnet, bzw. genauer mit dem Term $(\bar{\Lambda}_s/\Lambda_{s,2} - 1)$. Dies liegt daran, dass im Gegensatz zum Feldstromindikator, beim Statorstromindikator immer ein Offset im Indikatorverlauf vorhanden ist. Der Einfluss des Offsets ist in diesem Fall nicht gravierend, da dies bei der Interpolation des Indikatorverlaufs berücksichtigt wurde (vergleiche Abschnitt 4.4.6). Da ein negativer Wert des Statorstromindikators ebenfalls nicht möglich ist, wäre bei dem bestmöglichen Verlauf, das Verhältnis $\bar{\Lambda}_s/\Lambda_{s,2}$ genau eins. Aus diesem Grund wird mit dem Term $(\bar{\Lambda}_s/\Lambda_{s,2} - 1)$ gerechnet, sodass sich bei einem optimalen Indikatorverlauf eine Kostenfunktion von 0 ergeben könnte.

Die Auswertemethode B stützt sich zwar hauptsächlich auf den Statorstromindikator, der Feldstromindikator wird allerdings benötigt um die 180°-Mehrdeutigkeit zu eliminieren (vergleiche Abschnitt 4.4.6). Selbst bei optimaler Qualität des Statorstromindikators muss demnach eine gewisse Qualität des Feldstromindikators vorausgesetzt werden. Dies wird durch den Faktor $K_{min,f}$ berücksichtigt, der den Wert 100% annimmt, falls die Kostenfunktion des Feldstromindikators K_{Λ_f} über 150% liegt. In solchen Fällen verbietet dieser Faktor demnach die Anwendung der Auswertemethode B.

$$K_{min,f} = \begin{cases} 0, & K_{\Lambda_f} < 150\% \\ 1, & K_{\Lambda_f} \geq 150\% \end{cases} \quad (4.49)$$

Die Parameter für die Kostenfunktion des Statorstromindikators wurden analog zu denen des Feldstromindikators eingestellt und sind ebenfalls in

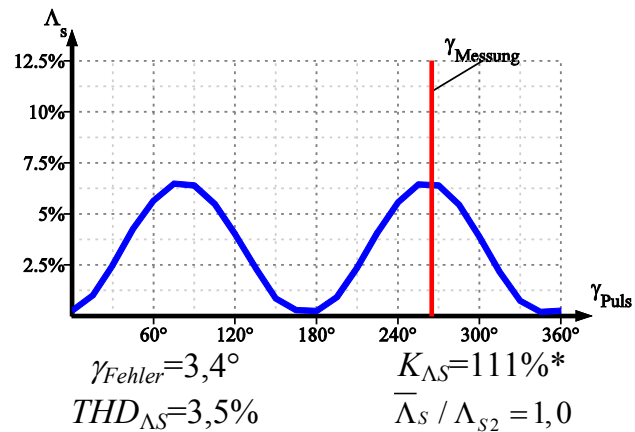
Tabelle 4.7 zu sehen. Die resultierenden Werte der Kostenfunktionen zu den verschiedenen Indikatorverläufen sind in Abbildung 4.40 zu finden.

Testsignalparameter		Methode A		Methode B	
		(Nur Feldstromindikator)		(Kombinierte Methode)	
Direkte Erregung:		γ_{Fehler}	$K_{\Delta f}$	γ_{Fehler}	$K_{\Delta s}$
$f_{Puls}=2\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=1\% \cdot \hat{U}_{1N}$	31°	124%	$4,3^\circ$	10%
$f_{Puls}=5\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=1\% \cdot \hat{U}_{1N}$	$2,2^\circ$	19%	10°	55%
$f_{Puls}=10\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=2\% \cdot \hat{U}_{1N}$	$4,1^\circ$	3,11%	$10,7^\circ$	47%
Bürstenlose Erregung:		γ_{Fehler}	$K_{\Delta f}$	γ_{Fehler}	$K_{\Delta s}$
$f_{Puls}=1\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=0,5\% \cdot \hat{U}_{1N}$	84°	499%	$3,4^\circ$	111% *
$f_{Puls}=2\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=1\% \cdot \hat{U}_{1N}$	$10,7^\circ$	70%	$4,9^\circ$	7,6%
$f_{Puls}=5\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=1\% \cdot \hat{U}_{1N}$	60°	198%	18°	127% *
$f_{Puls}=10\text{Hz}$	$\hat{u}_{Puls}=2\% \cdot \hat{U}_{1N}$	13°	70%	$14,8^\circ$	58%

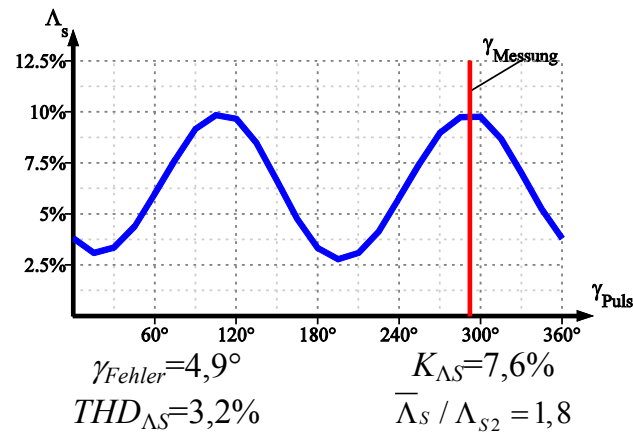
*Die Qualität des Feldstromindikatorverlaufs ist nicht ausreichend!

Tabelle 4.8: Winkelfehler und Kostenfunktion bei unterschiedlichen Testsignalparametern

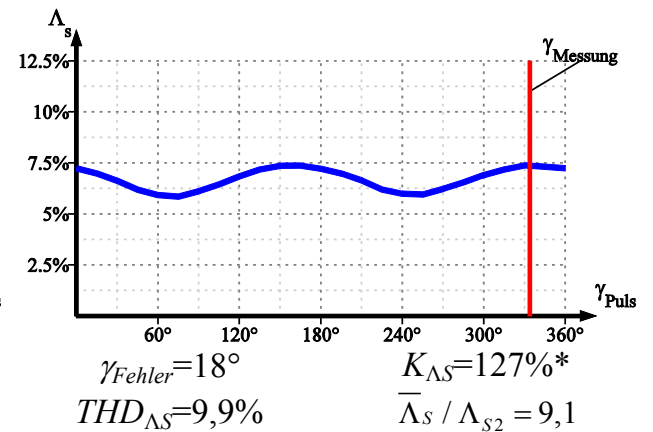
In Tabelle 4.8 sind die maximal aufgetretenen Winkelfehler γ_{Fehler} während der Rotorlageidentifikation und die errechneten Kostenfunktionen gegenübergestellt. Im Fall der direkten Erregung ergibt sich die geringste Kostenfunktion bei einer Testsignalfrequenz von 10Hz unter Verwendung der Methode A. Hierbei ergibt sich auch ein geringer Winkelfehler bei der Identifikation von $4,1^\circ$. Betrachtet man den Fall mit bürstenloser Erregung, so ist die geringste Kostenfunktion bei einer Testsignalfrequenz von 2Hz am kleinsten, allerdings unter Verwendung der Methode B. Dies entspricht dem zweitbesten Wert der Genauigkeit bei der Rotorlageidentifikation. Bei dem geringfügig besseren Wert bei 1Hz, war die Qualität des Feldstromindikators nicht ausreichend, sodass sich eine sehr große Kostenfunktion ergibt.



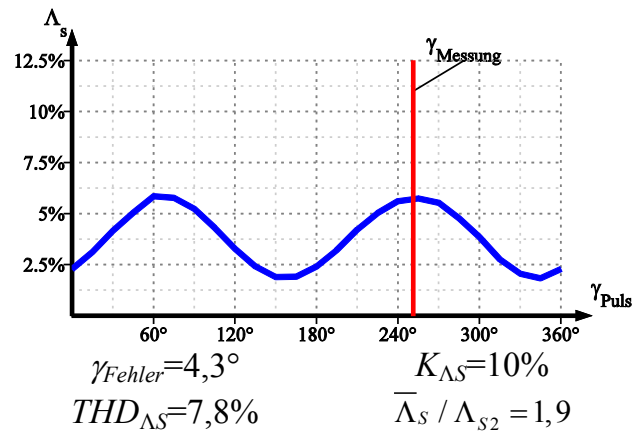
a) $f_{Puls}=1\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=0,5\% \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



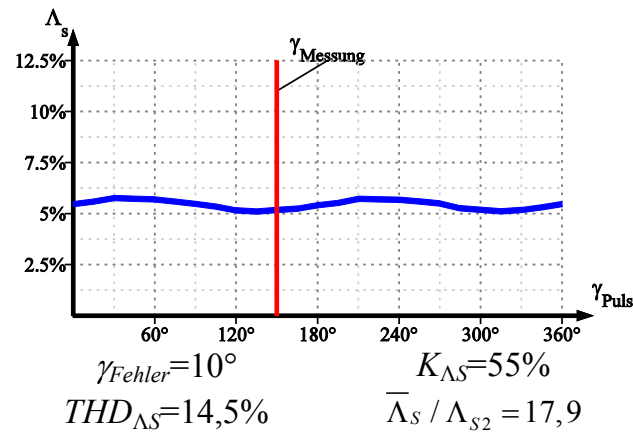
b) $f_{Puls}=2\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



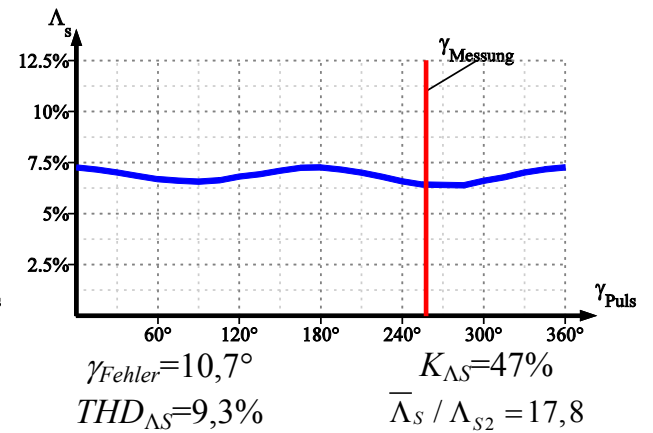
c) $f_{Puls}=5\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$, bürstenlose Err.



d) $f_{Puls}=2\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$, direkte Err.



e) $f_{Puls}=5\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=1\% \hat{U}_{1N}$, direkte Err.



f) $f_{Puls}=10\text{Hz}$, $\hat{u}_{Puls}=2\% \hat{U}_{1N}$, direkte Err.

Abbildung 4.40

Qualität des Statorstromindikatorverlaufs bei unterschiedlichen Parametern

*Die Qualität des Feldstromindikatorverlaufs ist nicht ausreichend!

Bisher wurde noch nicht auf die Wahl des weiteren Testsignalparameters, nämlich der Amplitude \hat{u}_{Puls} des Testsignals eingegangen. Wird die Amplitude zu klein gewählt, so ergeben sich zu kleine Stromantworten, sodass die Qualität der Indikatoren leidet. Wählt man die Amplitude jedoch zu groß, so kommt es zu stärkeren Bewegung der Welle. In diesem Fall ergeben sich induzierte Spannungen in der Statorwicklung, die die Stromantworten gegenüber der idealen Form im Stillstand verzerren. Letztlich geht bei zu großer Amplitude die Qualität der Indikatoren zurück.

Bei der hier untersuchten Maschine ergaben sich optimale Werte bezüglich der Qualität der Indikatorgrößen sowie der Anforderung an eine geringe Bewegung der Maschinenwelle, wenn die Testsignalamplitude so eingestellt wurde, dass die resultierende Stromantwort im Stator einen Effektivwert von ca. $I_{Puls} = 10\% \hat{I}_N$ aufwies.

Der Effektivwert der Stromkomponente in Pulsrichtung, kann dabei wie folgt berechnet werden, wobei der Zeitpunkt $t=0$ dem Startzeitpunkt eines eingepprägten Testsignals entspricht:

$$I_{Puls} = \sqrt{\frac{1}{T_{Puls}} \int_0^{T_{Puls}} i_{Puls}^2(t) dt} \quad (4.50)$$

Während der Inbetriebnahme des Antriebs kann nun bei gegebener Testsignalfrequenz die Spannungsamplitude \hat{u}_{Puls} schrittweise erhöht werden, bis der geforderte Effektivwert I_{Puls} der Statorstromantwort erreicht ist. Dabei sollte der maximale Effektivwert, also beim Einprägten des Testsignals in die d-Achse der Maschine, herangezogen werden. Dieses Verfahren muss für jede gewünschte Testsignalfrequenz wiederholt werden, da die Admittanz der Maschine frequenzabhängig ist.

Die automatische Bestimmung der Testsignalparameter ist nun nach dem hier beschriebenen Verfahren möglich. Das hier vorgestellte Verfahren wurde allerdings bisher nur bei einer Maschine untersucht und die Parameter der Kostenfunktionen wurden per Hand nach dem Trial-and-Error-Prinzip eingestellt. Um eine allgemeingültige Aussage über die automatische Bestimmung der Testsignalparameter anhand der Kostenfunktionen zu erhalten, müssten weitere Messungen an unterschiedlichen Synchronmaschinen vorliegen. Die entscheidende Information die in diesem Abschnitt erörtert wurde, ist demnach eher, dass eine automatische Identifikation der optimalen Testsignalparameter prinzipiell möglich ist. Die Kostenfunktionen-Parameter sollten jedoch anhand weiterer Messungen validiert bzw. angepasst werden.

4.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die derzeitigen bekannten Verfahren zum geberlosen Beschleunigen aus dem Stillstand diskutiert. Viele der bisherigen Verfahren scheitern bei bestimmten Maschinentypen oder können aufgrund von praktischen Problemen in vielen Anwendungen nicht eingesetzt werden.

Aus diesem Grund wurde in diesem Kapitel ein neues Verfahren zur geberlosen Identifikation der Anfangsrotorlage im Stillstand vorgestellt. Nach erfolgreicher Identifikation des Polrads kann die Maschine direkt mit dem geberlosen Verfahren für

hohe Drehgeschwindigkeiten aus dem niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich beschleunigt werden.

Das neue Verfahren basiert auf der Einprägung von niederfrequenten Spannungspulsen in die Statorwicklung und der Messung der entsprechenden Antworten im Stator- und Feldstrom. Die Frequenz des Testsignals wird so gewählt, dass sich ein signifikanter Unterschied zwischen der d- und q- Achse der Maschine ergibt. Die Analyse der Frequenzgänge von elektrisch erregten Synchronmaschinen unterschiedlicher Leistungsklassen, Drehgeschwindigkeiten und Bauformen belegt, dass jede Maschine einen Frequenzbereich aufweist, in dem ein deutlicher Unterschied beider Achsen besteht. Somit lässt sich das vorgestellte Verfahren an einer Vielzahl von elektrisch erregten Synchronmaschinen anwenden.

Insgesamt müssen mindestens drei Pulse in verschiedenen Richtungen in die Statorwicklung eingepägt werden. Anhand dieser drei Messwerte wird die Polradlage ermittelt. Für die eigentliche Identifikationsmethode sind keine weiteren Informationen notwendig, allerdings ist ein Identifikationslauf bei Inbetriebnahme sinnvoll, um die Testsignalparameter optimal einzustellen.

Die Methode wurde an einem kommerziellen Mittelspannungsantrieb sowohl bei einer direkt als auch bei einer bürstenlos erregten Maschine getestet.

Aus den Messergebnissen geht hervor, dass die Wahl der Testsignalparameter (Frequenz und Amplitude) entscheidend die Genauigkeit der Winkelidentifikation beeinflusst. Eine automatische Anpassung der Parameter während der Inbetriebnahme des Antriebs ist jedoch prinzipiell möglich und wurde ebenfalls vorgestellt.

Bei angemessenen Testsignalparametern erzielt die vorgestellte Methode hervorragende Ergebnisse, die die ordnungsgemäße Beschleunigung aus dem Stillstand sicherstellt.

5 Geberloses Verfahren für niedrige Drehgeschwindigkeiten

Unter Verwendung des im vorherigen Kapitel beschriebenen Verfahrens, ist es nun möglich die Anfangspolradlage der Maschine ohne Winkelsensor zu erfassen und somit die Maschine geberlos aus dem Stillstand zu beschleunigen. Der dauerhafte, geregelte Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit ist jedoch nach wie vor nur bei einigen wenigen, speziellen Maschinen möglich. Wenn die Anfangsrotorlage bekannt ist könnte zwar prinzipiell auch in den im Abschnitt 4.1.1 beschriebenen gesteuerten Betrieb gewechselt werden, allerdings kann hierbei weder das aktuelle Drehmoment noch der Magnetisierungszustand identifiziert bzw. vorgegeben werden, sodass die Maschine meist in einem äußerst ungünstigen Betriebszustand arbeitet.

Aufgrund der sehr guten Ergebnisse der im vorherigen Kapitel vorgestellten Identifikationsmethode im Stillstand, kommt nun allerdings die Frage auf, ob nicht die Grundidee des Verfahrens, nämlich die Einprägung niederfrequenter Signale, auch bei kleinen Drehgeschwindigkeiten angewandt werden kann. In diesem Kapitel wird dieser Gedanke weiter verfolgt und schließlich ein geberloses Verfahren zur Identifikation der Polradlage während des geregelten Betriebs der Maschine im unteren Drehgeschwindigkeitsbereich vorgestellt.

5.1 Mögliches Testsignal

Genau wie bei der Stillstandsmethode in Kapitel 4 muss ein geeignetes Testsignal in eine der Wicklungen der Maschine eingeprägt werden, um die Polrad- oder Flusslage auch bei langsam drehender Maschine identifizieren zu können. Für die Stillstandsmethode wurden bereits einige Einschränkungen bezüglich des einzuprägenden Signals erörtert, die prinzipiell auch für das Testsignal bei drehender Maschine gelten:

Um eine Identifikationsmethode zu erhalten, die das Potential hat, bei möglichst vielen elektrisch erregten Synchronmaschinen einsetzbar zu sein, muss beispielsweise auf die Verwendung von hochfrequenten Signalen verzichtet werden. Hierbei wären die Admittanzen in d- und q- Achse der meisten Maschinen beinahe identisch und gäben keinen Aufschluss über die Rotorlage. Außerdem ist die Auswertung der Feldstromantwort auf das Testsignal bei hohen Frequenzen nicht möglich (vergleiche Abschnitt 4.4.2). Auch das Einprägen eines Signals in die Feldwicklung ist nicht zielführend, da dies insbesondere bei bürstenlos erregten Maschinen zu einer zu geringen Antwort im Stator führt.

Neben diesen, bereits sehr restriktiven Anforderungen an das Testsignal bei der Methode zur Identifikation der Anfangsrotorlage, kommen weitere Einschränkungen an das Testsignal bei dem Einsatz bei drehender Maschine hinzu: Da die Polrad- bzw. Flusslage zur Regelung der Maschine benötigt wird, muss die Information über den entsprechenden Winkel mit ausreichender Dynamik vorliegen. Wird die Frequenz des Testsignals jedoch zu klein gewählt, ist die Identifikation zu langsam, um bei einem geregelten Antrieb eingesetzt zu werden. Bei dem im Folgenden vorgestellten

Verfahren hat sich aus diesem Grund gezeigt, dass die Testsignalfrequenz in dem Bereich zwischen 20 und 100Hz liegen sollte. Dies erschwert jedoch bereits die Auswertung des Admittanzunterschiedes zwischen der d- und q-Achse, da sich bei einigen Maschinen bei diesen Testsignalfrequenzen bereits kein Unterschied mehr zwischen beiden Achsen feststellen lässt (vergleiche Abschnitt 4.4.1).

Weiterhin ergibt sich ein unterschiedliches Admittanzverhalten je nach Sättigungszustand der Maschine, also letztendlich je nach Belastungszustand, wodurch die Auswertung der Admittanzen extrem erschwert wird. Aus diesen Gründen wird bei dem Verfahren bei langsam drehender Maschine auf die Auswertung des Admittanzunterschiedes vollständig verzichtet. Stattdessen wird ein Testsignals in die Statorwicklung eingepreßt um die Antwort des Feldstroms zu analysieren.

In [RES-13] wurde bereits ein Verfahren für elektrisch erregte Synchronmaschinen vorgestellt, bei dem ein Testsignal in die Statorwicklung eingepreßt wird und die Antwort im Feldkreis untersucht wird. Hierbei handelt es sich jedoch um eine Niederspannungsmaschine ohne Dämpferwicklung, bei der der Feldkreis außerdem über einen schnelltaktenden Transistorsteller gespeist wird. Da das eingesetzte hochfrequente Testsignal sowie dessen Auswertung, bei den industriellen Mittelspannungsantrieben nicht realisiert werden kann, kommt diese Methode hier nicht in Betracht.

Das eigentliche Testsignal kann nun in Form einer Spannung oder als Strom in die Statorwicklung eingepreßt werden. Die Spannungseinprägung ist prinzipiell die einfachere Methode, da hierbei keinerlei Regler notwendig wären. Da das Testsignal jedoch, zusätzlich zu den Größen die die Regelung vorgibt, eingepreßt werden muss, ist eine Spannungseinprägung nicht möglich: Bei einer feldorientierten Regelung könnte zwar das Spannungstestsignal zu den Ausgängen der Stromregler addiert werden, jedoch würden die hochdynamischen Stromregler das aus Sicht der Regler, als Störung auftretende, niederfrequente Spannungstestsignal sofort ausregeln. Es bleibt demnach nur noch, das Testsignal in Form eines Stroms auf die Stromsollwerte der übergeordneten Regelung (z.B. der Drehgeschwindigkeitsregelung) zu addieren (Abbildung 5.1).

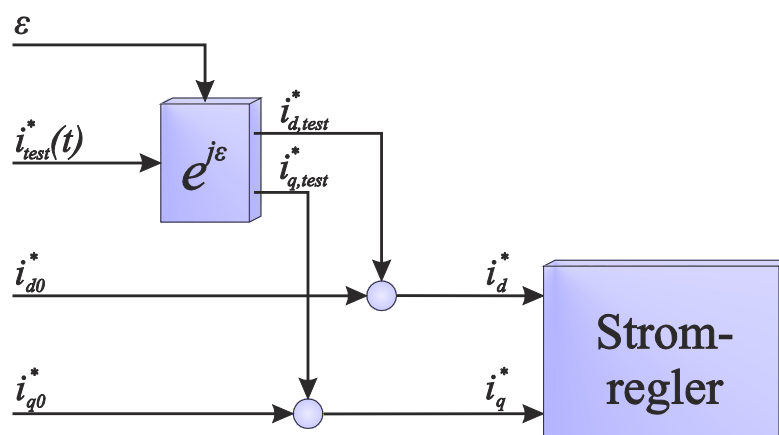


Abbildung 5.1 Einprägung des Testsignals

mit:

$i_{test}^*(t)$	Zeitlicher Verlauf des Testsignalsollwertes
ε	Winkel zwischen der d-Achse und dem einzuprägendem Testsignalraumzeiger
i_{d0}^*, i_{q0}^*	Von der übergeordneten Regelung stammender Stromsollwert der d- bzw. q-Achse
$i_{d,test}^*, i_{q,test}^*$	Stromsollwerte des Testsignals, transformiert in dq-Koordinaten
i_d^*, i_q^*	Resultierende Stromsollwerte in d- bzw. q-Achse

5.2 Identifikationsverfahren

Die prinzipielle Idee des hier vorgestellten Verfahrens ist, dass eine Testsignal-einprägung in die d-Achse der Statorwicklung zu einer messbaren Antwort im Feldstrom führt, während die Einprägung in die q-Achse keinerlei Einfluss auf den Feldstrom hat. Wird nun ein sinusförmiges Testsignal in der q-Achse (also mit einem Winkel von $\varepsilon=90^\circ$) auf die Stromsollwerte der übergeordneten Regelung addiert, so ist keine Reaktion im Feldkreis messbar, solange die Polradlage richtig identifiziert wurde. Gibt es allerdings einen Winkelfehler γ_{Fehler} zwischen dem Winkel γ_i der identifizierten d-Achse d_i und realem Polradwinkel γ , so wird das Testsignal auch eine Komponente in die tatsächlichen d-Achse aufweisen (Abbildung 5.2). Durch die dadurch messbare Antwort im Feldstrom kann der identifizierte Winkel γ_i dementsprechend korrigiert bzw. der Winkelfehler minimiert werden.

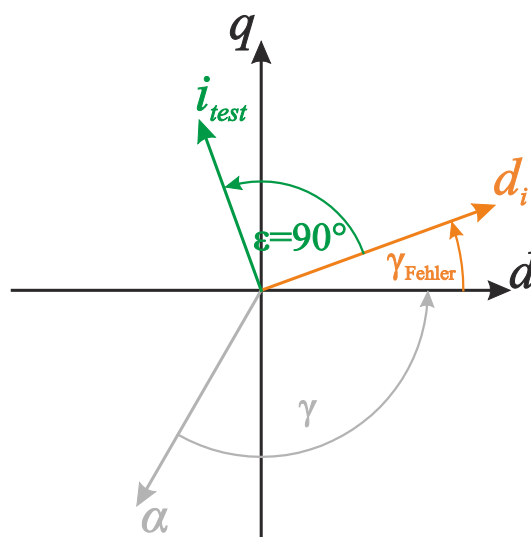


Abbildung 5.2 Einprägung des Testsignalraumzeigers

In Abbildung 5.3 ist qualitativ die Stromantwort im Feldstrom i_f zu sehen, wenn der Winkelfehler γ_{Fehler} negativ, null oder positiv ist. Wie bereits oben erwähnt wurde, ergibt sich keine Reaktion im Feldkreis, wenn die d-Achse richtig identifiziert wurde (Fall b in Abbildung 5.3). Idealerweise gleicht der Feldstromwert in diesem Fall seinem Sollwert. Tritt jedoch ein Winkelfehler γ_{Fehler} durch Ungenauigkeiten im Modell oder durch die in Abschnitt 3.2 angesprochene Drift des Spannungsmodells

auf, so lässt sich im Feldstrom eine Antwort des Testsignals feststellen. Je nach Vorzeichen des Winkelfehlers ergibt sich eine andere Phasenlage der Stromantwort, sodass durch Analyse des Feldstroms auf den Winkelfehler geschlossen werden kann. Die Voraussetzung für eine messbare Antwort im Feldstrom ist selbstverständlich, dass die Dynamik des Feldreglers nicht ausreicht, um die Antwort im Feldstrom auszuregeln. Dies ist in der Regel gegeben, da der Feldkreis üblicherweise sehr träge ist.

Für eine automatische Korrektur des Winkels muss nun, wie bereits bei der Methode im Stillstand, eine Indikatorgröße definiert werden. Ziel dieser Indikatorgröße χ ist es, alle notwendigen Informationen der Feldstromantwort in nur eine Größe zu konzentrieren. In diesem Fall wird die Regeldifferenz des Feldstromreglers ($i_f - i_f^*$) mit dem normierten Testsignalverlauf multipliziert:

$$\chi = (i_f - i_f^*) \cdot \frac{\hat{i}_{test}^*}{\hat{i}_{test}} \quad (5.1)$$

$$\hat{i}_{test}^*(t) = \hat{i}_{test} \cdot \sin(2\pi f_{test} t) \quad (5.2)$$

mit:

χ	Indikator
$\hat{i}_{test}^*(t)$	Zeitlicher Verlauf des Testsignalsollwertes
\hat{i}_{test}	Amplitude des Testsignals
f_{test}	Frequenz des Testsignals

Die so erhaltene Indikatorgröße χ ist null wenn kein Winkelfehler γ_{Fehler} vorliegt (Fall b in Abbildung 5.3). Bei negativem Winkelfehler ergibt sich ein pulsierendes Signal $\chi(t)$ mit negativem Mittelwert (Fall a), bei positivem Winkelfehler ergibt sich dementsprechend ein positiver Mittelwert (Fall c). Da letztendlich der Mittelwert des Indikatorverlaufs Aufschluss über den zu identifizierenden Winkelfehler gibt, wird der gefilterte Indikatorverlauf χ_{Flt} bevorzugt verwendet. Für die Filterung des Signals wird der fließende Mittelwert aus der letzten Periode des Testsignals gebildet:

$$\chi_{Flt} = \frac{1}{T_{test}} \int_{\tau=t-T_{test}}^t \chi(\tau) \cdot d\tau \quad (5.3)$$

mit:

χ_{Flt}	Gefilterter Indikator
$T_{test} = 1 / f_{test}$	Periodendauer des Testsignals

Die Filterung der Indikatorgröße ist auch insbesondere dann notwendig, wenn die Antwort im Feldstrom eine Phasenverschiebung zum eingepprägten Testsignal aufweist. In diesem Fall würde der ungefilterte Indikator auch bei richtig identifizierter d-Achse eine Welligkeit aufweisen. Diese wäre im Mittel zwar null, würde aber zu unruhigem Verhalten im geberlosen Betrieb führen, wenn dieses ungefilterte Signal zur Korrektur des Winkelfehlers verwendet würde.

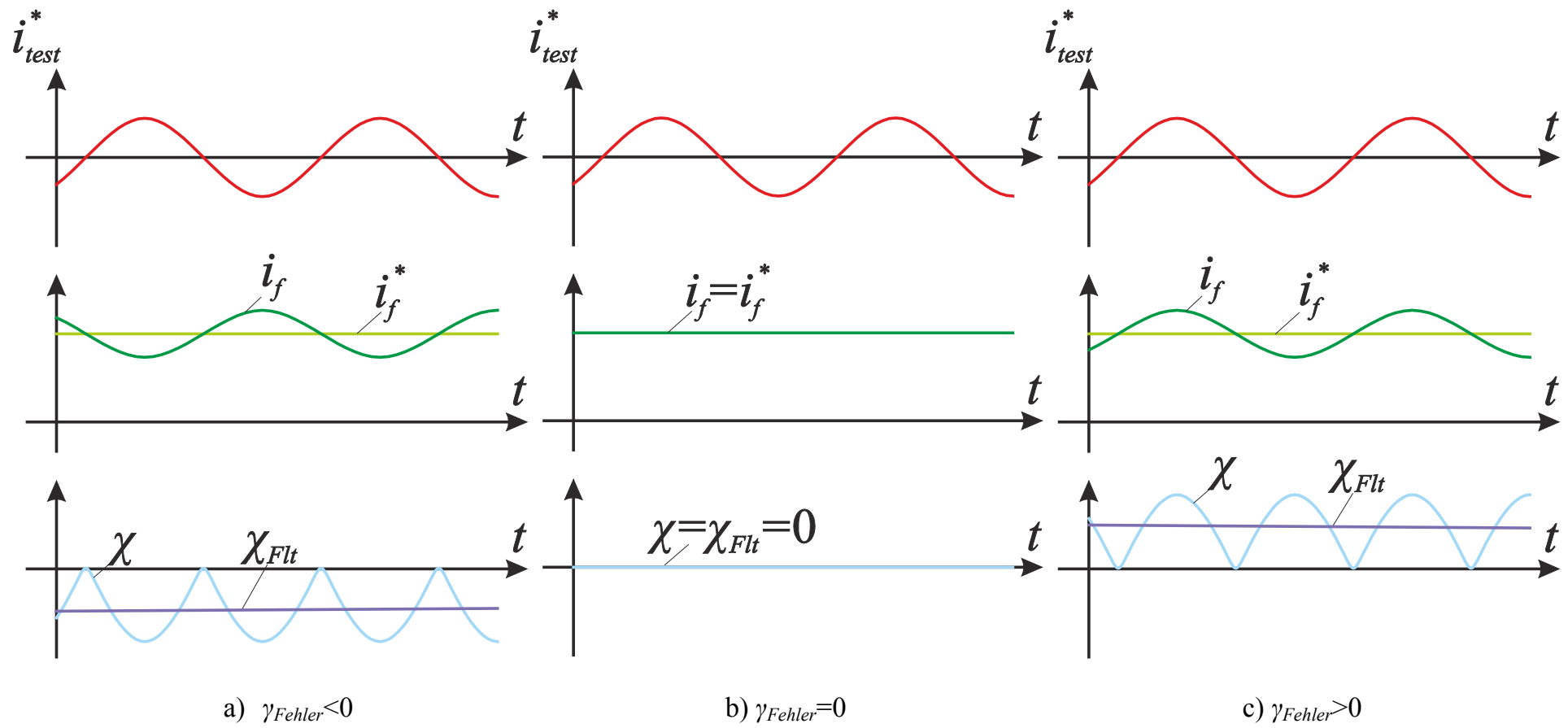


Abbildung 5.3

Stromantworten auf das Testsignal bei unterschiedlichen Winkel Fehlern γ_{Fehler}

5.2.1 Korrektur des Spannungsmodells

Das vorgestellte Verfahren ist demnach in der Lage den Winkelfehler zu identifizieren, wenn die Polradlage der Maschine bereits grob geschätzt vorliegt. Demnach könnte der identifizierte Winkel nach und nach während des Betriebs der Maschine bei niedriger Drehgeschwindigkeit korrigiert werden. Nachteilig ist allerdings, dass aufgrund der niedrigen Testsignalfrequenz (20 bis 100Hz) und den notwendigen Filtern, das Identifikationsverfahren eine sehr geringe Dynamik aufweist. Aus diesem Grund eignet sich das hier vorgestellte Verfahren nicht als alleiniges Verfahren zur Identifikation der Polradlage. Insbesondere bei dynamischen Laständerungen würde dieses Verfahren scheitern.

Verknüpft man aber dieses Verfahren zur Korrektur des Winkelfehlers bei langsamer Drehgeschwindigkeit mit den dynamischen Verfahren zur geberlosen Identifikation der Polradlage bei hoher Drehgeschwindigkeit (Abschnitt 3.3), lassen sich die jeweiligen Vorteile der Modelle zusammenfügen: Einerseits wird die hohe Dynamik des Spannungsmodells ausgenutzt, andererseits wird dessen Driftproblematik durch die Korrektur des Winkels mit dem hier vorgestellten Verfahren eliminiert. Abbildung 5.5 zeigt das Blockschaltbild zur Korrektur des Spannungsmodells. Im Prinzip basiert dieses auf dem bereits unter 3.3.1 vorgestellten Model Reference Adaptive System (MRAS), bei dem der geschätzte Polradwinkel soweit durch einen Phasenregelkreis (PLL) angepasst wird, bis der durch das Strommodell identifizierte Statorflussraumzeiger in die gleiche Richtung wie der des Spannungsmodells zeigt.

Des Weiteren wird die Offset-Drift des Spannungsmodells bereits durch das Strommodell korrigiert. Durch diese Maßnahme wird jedoch nur der Betrag des identifizierten Flusses beeinflusst, nicht jedoch sein Winkel (vergleiche 3.3.1). Bei niedriger Drehgeschwindigkeit und insbesondere im Stillstand muss allerdings auch der Winkel des identifizierten Flusses korrigiert werden. Genau dies geschieht nun mit Hilfe des in diesem Kapitel vorgestellten Verfahrens. Da anhand der errechneten Indikatorgröße χ_{Flt} direkt auf den Winkelfehler der identifizierten Polradlage γ_{Fehler} geschlossen werden kann, wird genau diese Indikatorgröße verwendet, um den Winkelfehler im identifizierten Statorflussraumzeiger zu korrigieren.

Auf den ersten Blick erscheint dies widersprüchlich, da der Winkelfehler der Polradlage durch den Indikator ermittelt wurde, aber der Winkel des Statorflussraumzeigers angepasst wird. Dies liegt an dem zugrunde liegenden Maschinenmodell. Da die identifizierte Polradlage als Ausgang des Phasenregelkreises (PLL) vorliegt, hätte es keinen Sinn dieses Signal anzupassen, da es durch die dynamische PLL in wenigen Abtastschritten wieder zu dem vorherigen Wert gesetzt würde. Vielmehr liegt der Fehler im identifizierten Statorfluss. Geht man nämlich davon aus, dass alle Modellparameter des Strommodells exakt mit der Realität übereinstimmen, so tritt nur dann ein Winkelfehler in der identifizierten Polradlage auf, wenn auch ein Fehler im durch das Spannungsmodell identifizierten Statorfluss vorliegt. Durch die Korrektur des Statorflussraumzeigers wird demnach auch der Winkelfehler der Polradlage reduziert.

Da die Modellparameter des Strommodells (vor allem die Sättigungskennlinie der Hauptinduktivität) in der Regel nie exakt die Realität nachbilden, kommt es bei diesem

Verfahren zu einem kleinen Fehler im identifizierten Statorflussraumzeiger, da der Winkelfehler des Polradwinkels γ_{Fehler} durch das Verfahren idealerweise zu null geregelt wird. Der Fehler im Statorfluss kann jedoch in der Regel toleriert werden. Es sei angemerkt, dass sich das gleiche Verhalten auch beim Betrieb mit Geber in diesem Drehgeschwindigkeitsbereich einstellt.

Zur Veranschaulichung sind nochmals in Abbildung 5.4 die drei unterschiedlichen Korrekturmaßnahmen des Spannungsmodells für die drei Betriebsmodi „Mit Geber“ (Fall a), „Geberlos bei hoher Drehgeschwindigkeit“ (Fall b) und „Geberlos bei niedriger Drehgeschwindigkeit“ (Fall c) dargestellt (vergleiche Abschnitt 3.2.4 und 3.3.1).

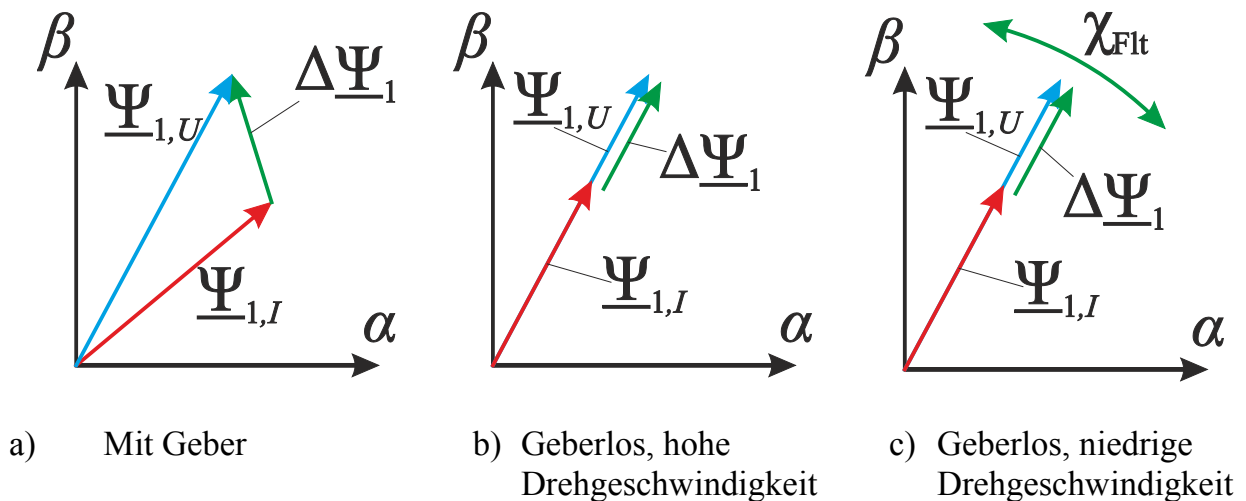


Abbildung 5.4 Korrektur des Spannungsmodells durch das Strommodell

In jedem der drei Fälle muss das Spannungsmodell korrigiert werden. Im Fall mit Geber (Fall a) kann sowohl der Betrag als auch die Phasenlage des identifizierten Statorflussraumzeigers durch das Strommodell angepasst werden. Im Fall b), also beim geberlosen Betrieb bei hoher Drehgeschwindigkeit, wird davon ausgegangen, dass das Spannungsmodell sehr präzise Ergebnisse liefert. Das Verhältnis von induzierter Spannung zum Spannungsabfall über den Wicklungswiderstand ist hier nämlich sehr groß. Die Korrektur des Modells ist hier lediglich notwendig um die Drift aufgrund des Offsets in den Eingangsgrößen des Modells zu eliminieren. Bei langsamer Drehgeschwindigkeit (Fall c) kann die induzierte Maschinenspannung deutlich kleiner als der Spannungsabfall über den Wicklungswiderstand werden. Jegliche Modellfehler oder Messungenauigkeiten können nun zu extremen Fehlern in der Berechnung des Flussraumzeigers führen, sodass hierbei zusätzlich auch der Winkel des identifizierten Flussraumzeigers korrigiert werden muss. Im Fall c) wirkt demnach das Strommodell der Drift im Betrag des Flussraumzeigers entgegen, während das in diesem Kapitel beschriebene Verfahren den Winkel des identifizierten Flussraumzeigers korrigiert.

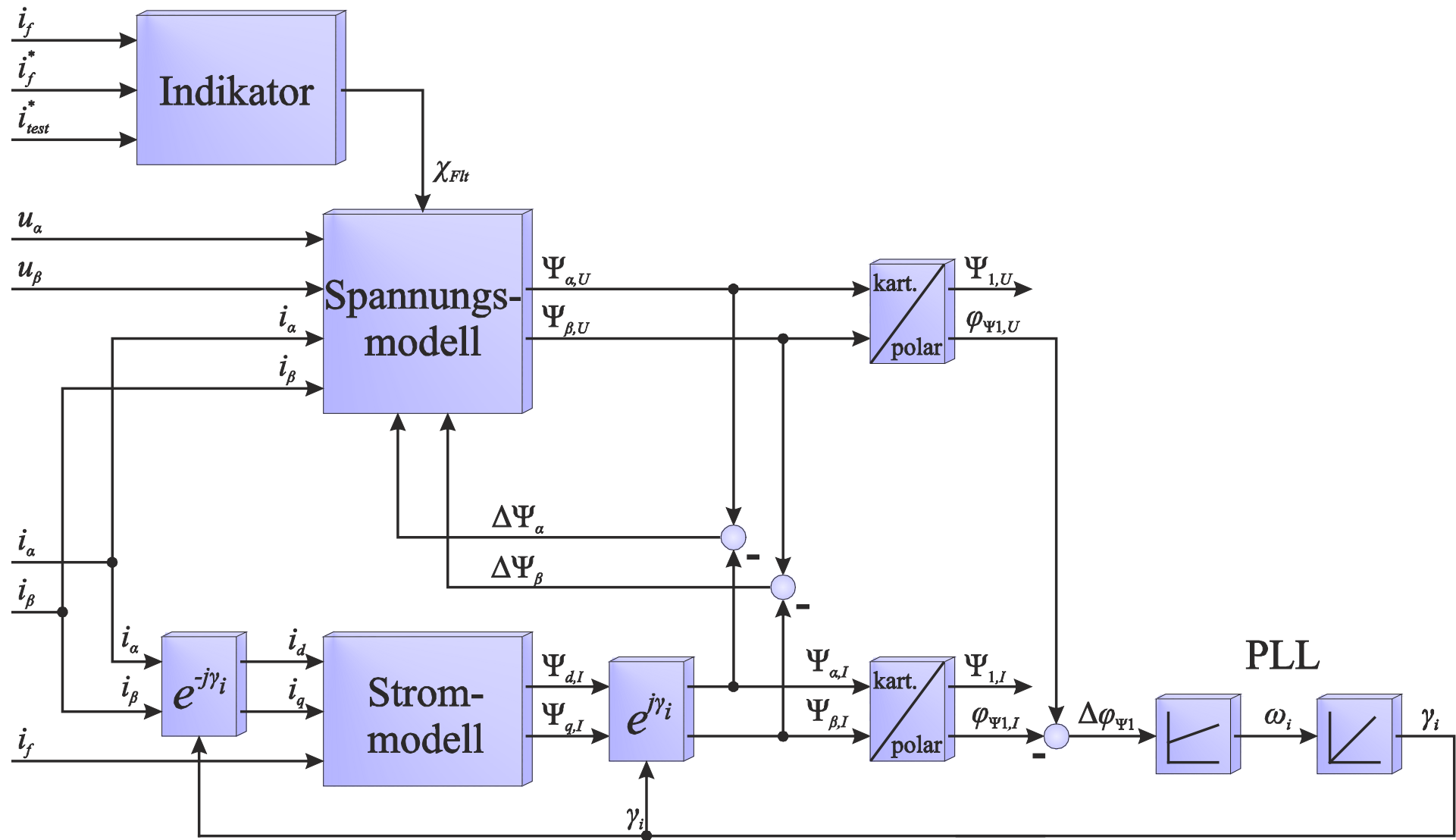


Abbildung 5.5

Korrektur des Spannungsmodells im geberlosen Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit

5.2.2 Winkelkorrektur

Da das Spannungsmodell im statorfesten und kartesischen Koordinatensystem ($\alpha\beta$ -System) berechnet wird, muss auch dessen Winkelkorrektur in demselben System stattfinden. Die Berechnung der beiden Statorflusskomponenten Ψ_α und Ψ_β aus dem Statorspannungsraumzeiger \underline{u}_1 sowie die beiden Korrekturen des Flussraumzeigers werden sequenziell in einem digitalen Signalprozessor durchgeführt. Dabei werden in einem ersten Schritt zum Abtastzeitpunkt „k“ die Hilfsgrößen Ψ'_α und Ψ'_β nach folgender Beziehung berechnet (vergleiche auch das Blockschaltbild des Spannungsmodells in Abbildung 3.13):

$$\Psi'_{\alpha,U}(k+1) = \Psi_{\alpha,U}(k) + \left(u_\alpha(k) - R_1 i_\alpha(k) - \frac{\Delta\Psi_\alpha(k)}{\tau} \right) \cdot T_{Sample} \quad (5.4)$$

$$\Psi'_{\beta,U}(k+1) = \Psi_{\beta,U}(k) + \left(u_\beta(k) - R_1 i_\beta(k) - \frac{\Delta\Psi_\beta(k)}{\tau} \right) \cdot T_{Sample} \quad (5.5)$$

$$\Delta\Psi_\alpha(k) = \Psi_{\alpha,U}(k) - \Psi_{\alpha,I}(k) \quad (5.6)$$

$$\Delta\Psi_\beta(k) = \Psi_{\beta,U}(k) - \Psi_{\beta,I}(k) \quad (5.7)$$

mit:

$\Psi'_{\alpha,U}(k+1)$,	Vom Spannungsmodell errechnete Hilfsgrößen der Komponenten des Statorflussraumzeigers.
$\Psi'_{\beta,U}(k+1)$	In diesen Größen ist bereits die Korrektur durch das Strommodell enthalten, nicht jedoch die Winkelkorrektur durch den Indikator
$\Delta\Psi_\alpha(k)$,	Differenz zwischen der vom Spannungs- und Strommodell berechneten Komponenten des Statorflussraumzeigers
$\Delta\Psi_\beta(k)$	
τ	Zeitkonstante des Korrekturmechanismus durch das Strommodell (vergleiche Abschnitt 3.2.4)
T_{Sample}	Abtastzeit für die Berechnung des Spannungsmodells

Die Hilfsgrößen Ψ'_α und Ψ'_β enthalten somit die aus dem Spannungsmodell errechneten Werte der beiden Komponenten des Statorflussraumzeigers zum nachfolgenden Abtastzeitpunkt „k+1“. Die Dämpfung des Betrags des Statorflussraumzeigers durch das Strommodell ist ebenfalls in den Gleichungen (5.4) und (5.5) enthalten, nicht jedoch die Korrektur des Winkels des Statorflusses durch das in diesem Kapitel beschriebene Verfahren. Dies geschieht durch einen zweiten Schritt bei dem der Flussraumzeiger für den nachfolgenden Abtastzeitpunkt durch Drehung der zuvor berechneten Hilfsgrößen bestimmt wird:

$$\Psi_{\alpha,U}(k+1) = \Psi'_{\alpha,U}(k+1) \cdot \cos(\omega_{korr} \cdot T_{Sample}) - \Psi'_{\beta,U}(k+1) \cdot \sin(\omega_{korr} \cdot T_{Sample}) \quad (5.8)$$

$$\Psi_{\beta,U}(k+1) = \Psi'_{\alpha,U}(k+1) \cdot \sin(\omega_{korr} \cdot T_{Sample}) + \Psi'_{\beta,U}(k+1) \cdot \cos(\omega_{korr} \cdot T_{Sample}) \quad (5.9)$$

mit:

ω_{korr}	Korrekturfaktor: Gibt an, mit welcher Winkelgeschwindigkeit der identifizierte Statorflussraumzeiger korrigiert werden soll
-----------------	---

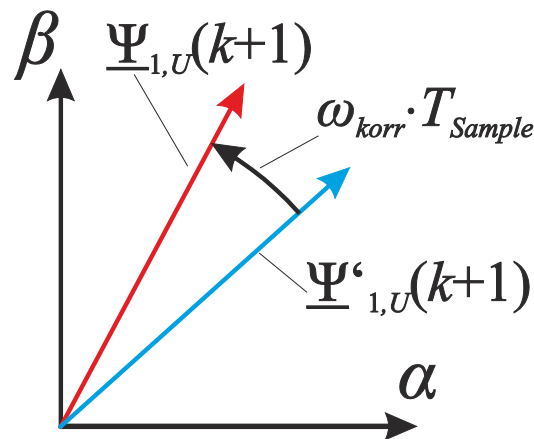


Abbildung 5.6 Drehung des Statorflussraumzeigers

Der Korrekturfaktor ω_{korr} gibt dabei an, mit welcher Winkelgeschwindigkeit der identifizierte Statorflussraumzeiger korrigiert, das heißt gedreht, werden soll. In einem Abtastschritt wird demnach eine Drehung des Raumzeigers mit dem Winkel „ $\omega_{korr} \cdot T_{Sample}$ “ vollzogen (Abbildung 5.6). Ein positiver Wert von ω_{korr} führt zu einer Drehung entgegen des Uhrzeigersinns, also in mathematisch positiver Richtung, des identifizierten Flusses. Der Korrekturfaktor wird bei dieser Identifikationsmethode direkt aus dem gefilterten Indikatorwert χ_{Flt} berechnet:

$$\omega_{korr} = -2\pi \cdot \frac{\chi_{Flt}}{\chi_{Flt,max}} \cdot k_{korr} \quad (5.10)$$

mit:

χ_{Flt}	Gefilterter Indikator
$\chi_{Flt,max}$	Maximal mögliches Indikatorsignal beim Einprägen des Testsignals in die d-Achse
k_{korr}	Parameter zum Einstellen der Sensibilität der Winkelanpassung auf die Indikatorgröße. $[k_{korr}] = 1/s$

Der Parameter $\chi_{Flt,max}$ muss dabei bei Inbetriebnahme des Antriebs gemessen werden, indem das Testsignal in die d-Achse der Statorwicklung eingepreßt wird. Der nun erhaltene, maximal mögliche Indikatorwert wird in diesem Parameter gespeichert.

Ein Indikatorwert von $\chi_{Flt} = \chi_{Flt,max}$ während des normalen Betriebs würde demnach einem Winkelfehler von $\gamma_{Fehler} = 90^\circ$ entsprechen. Die Bestimmung dieses Wertes ist demnach notwendig, um die Sensibilität des Korrekturmechanismus zu normieren, also um beispielsweise auch bei unterschiedlichen Maschinen ähnliche Verhältnisse zu erhalten. Letztendlich kann nun die Sensibilität des Verfahrens mit dem Parameter k_{korr} eingestellt werden. Ein Wert von $1,0s^{-1}$ hat zur Folge, dass bei maximalem Indikatorwert der identifizierte Fluss mit einer Drehgeschwindigkeit von einer Umdrehung pro Sekunde korrigiert wird.

Während den Messungen an einer Mittelspannungsmaschine hat sich herausgestellt, dass die besten Ergebnisse bei Werten von $k_{korr} = 1s^{-1}$ bis $2s^{-1}$ erhalten wurden. Wird der Parameter zu klein gewählt, dann ist die Drift des Modells stärker als der Korrektur-

mechanismus. Andererseits führt ein zu groß gewählter Parameter zu unruhigem Verhalten bis hin zur Instabilität des Verfahrens.

5.3 Einprägung des Testsignals

Es wurden bisher die prinzipielle Funktion des Verfahrens sowie der zugrundeliegende Korrekturmechanismus beschrieben, nicht aber welche Parameter das Testsignal aufweisen sollte und wie dieses während des Betriebs der Maschine zusätzlich zu der Regelung des Drehmoments und Flusses in die Statorwicklung eingeprägt werden kann.

5.3.1 Testsignalparameter

Bei der Wahl der beiden Parameter des Testsignals, nämlich dessen Frequenz f_{test} und Amplitude \hat{i}_{test} , müssen verschiedene Aspekte berücksichtigt werden. So führt ein Testsignal mit sehr großer Amplitude zweifelsohne zu einer deutlich erkennbaren Antwort im Feldstrom (setzt man einen Winkelfehler während der geberlosen Regelung voraus), gleichzeitig erhält man allerdings auch eine extreme Welligkeit in dem erzeugten Drehmoment der Maschine. Da das Testsignal in die q-Achse der Maschine eingeprägt wird, erhält man demnach eine Drehmomentwelligkeit, die, bezogen auf das Nenndrehmoment, etwa so groß ist wie die Amplitude des Testsignals bezogen auf den Nennstrom. Ein Testsignal mit der Amplitude von 10% des Nennstroms würde also eine Drehmomentwelligkeit mit einer Amplitude von bereits 10% des Nenndrehmoments erzeugen. Letztendlich muss ein Kompromiss gefunden werden, der einerseits die Funktion des hier beschriebenen Verfahrens sicherstellt, andererseits eine unnötige Welligkeit im Drehmoment unterbindet.

Während den durchgeführten Messungen an einem Mittelspannungsantrieb hat sich herausgestellt, dass eine Testsignalamplitude von 10% des Stromnennwertes einen praxistauglichen Kompromiss darstellt. Eine geringere Amplitude führt zu deutlich schlechterem Verhalten des Identifikationsverfahrens, während eine Erhöhung nur unwesentliche Vorteile mit sich bringt.

Bei der Frequenz des Signals ist eine möglichst hohe Frequenz, aufgrund von verschiedenen Vorteilen, anzustreben. Zum einen bringt dies eine höhere Dynamik des Identifikationsprozesses mit sich, zum anderen kann der Feldstromregler das höherfrequente Signal schlechter ausregeln. Auch die unvermeidbare Bewegung der Maschinenwelle aufgrund der Drehmomentwelligkeit durch das Testsignal würde kleiner ausfallen.

Die Frequenz des Signals ist allerdings durch praktische Gegebenheiten beschränkt. Beispielsweise wird der Feldstrom mit der Abtastrate von der sechsfachen Netzfrequenz, also beispielsweise mit 300Hz bei einem 50Hz-Netz, abgetastet. Das Testsignal muss demnach deutlich unter dieser Abtastfrequenz liegen, damit die Antwort im Feldstrom überhaupt noch sicher erfasst werden kann.

Des Weiteren ist die maximal erlaubte Schaltfrequenz eines Mittelspannungs-umrichters extrem niedrig. Je nach Ausführung des Umrichters kann diese bei 250Hz im normalen Betrieb und nur 150Hz im Stillstand betragen. Die Schaltfrequenz muss bei kleinen Ausgangsfrequenzen reduziert werden, um die Halbleiter der Phase, die

gerade den größten Strom führt, nicht zu überlasten. Durch die 3-Punkt- oder sogar 5-Punkt-Topologie kann die Ausgangsspannung des Umrichters zwar dennoch mit höherer Frequenz als der Schaltfrequenz eines einzelnen Ventils verändert werden, allerdings ist der Abstand zwischen der resultierenden Schaltfrequenz und Testsignalfrequenz dennoch extrem klein. Insbesondere bei der praktischen Umsetzung hat sich gezeigt, dass aufgrund der beschränkten Schaltfrequenz lediglich mit einer Testsignalfrequenz von 20Hz gearbeitet werden konnte, da bei höheren Frequenzen die Signalqualität deutlich zurückgeht. Wie sich im Folgenden noch genauer herausstellt, war die niedrige Wechselrichterschaltfrequenz die größte Hürde bei der Implementierung dieses Verfahrens.

Bei der Wahl der Testsignalfrequenz sei abschließend noch angemerkt, dass mechanische Resonanzfrequenzen unbedingt vermieden werden müssen.

5.3.2 DMCC – Stromhystereseregler

Da dieses Verfahren auf der Einprägung eines Stromes als Testsignal beruht, kann es besonders einfach in ein Regelverfahren integriert werden, welches sich ebenfalls auf die Regelung der Maschinenströme stützt (also beispielsweise die im Abschnitt 2.3.1 beschriebene feldorientierte Regelung). Im Rahmen dieser Dissertation sollte das neue geberlose Verfahren allerdings explizit auf einem ABB Umrichter implementiert werden, der normalerweise mit dem DTC-Regelverfahren (Direct Torque Control) arbeitet (vergleiche Abschnitt 2.3.3). Hierbei werden also der Statorflussbetrag sowie das innere Drehmoment der Maschine geregelt, nicht jedoch die Statorströme.

Zu Beginn wurde im Rahmen dieser Dissertation zwar versucht, das derzeitige DTC-Regelverfahren auch während dem geberlosen Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit zu verwenden, um ein Umschalten der Verfahren beim Wechsel in oder aus dem niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich zu verhindern. Dafür müssten allerdings, ausgehend von dem Stromsollwert des Testsignals, die Sollwerte vom Statorfluss und Drehmoment soweit angepasst werden, dass letztendlich tatsächlich das gewünschte Testsignal in der Statorwicklung eingepägt wird. Es hat sich gezeigt, dass dieser Ansatz prinzipiell funktionieren könnte, bzw. besser ausgedrückt, dass der Ansatz aus theoretischer Sicht möglich wäre. Es müsste dafür allerdings der identifizierte Statorfluss und auch der aus den Strömen berechnete Flussollwert mit dem selben Maschinenmodell (dem Strommodell) errechnet worden sein. Dies ist in diesem Fall allerdings nicht möglich, da die Information aus dem Spannungsmodell essentiell für den geberlosen Betrieb ist (vergleiche 5.2.1).

Es ist aus diesem Grund unvermeidbar auf ein anderes Regelverfahren während des Betriebs dieses Verfahrens umzuschalten. Es wurde dennoch versucht, ein Modulations- bzw. Regelverfahren zu implementieren, bei dem die Umrichtersoftware nur geringfügig geändert werden muss. Deshalb kam zunächst kein Verfahren in Frage, das sich auf eine Pulsweitenmodulation stützt, da sich dieses grundsätzlich von dem bisherigen DTC-Hystereseregler unterscheidet und zu enormen Änderungen in der Software führen würde. Somit wurde die feldorientierte Regelung vorerst ausgeschlossen.

Es wurde sich vielmehr für ein von Niemelä vorgeschlagenes Regelkonzept für den Statorstrom entschieden, welches sich nur geringfügig von dem DTC-Regelkonzept

unterscheidet und sich demnach ohne große Änderungen implementieren lässt [Nie-99]. Das Verfahren wird DMCC-Verfahren genannt, wobei die Abkürzung für „**D**FLC **M**odulator **B**ased **C**urrent **C**ontrol“ steht. Die darin enthaltene Abkürzung DFLC steht wiederum für „**D**irect **F**lux **L**inkage **C**ontrol“.

In Abbildung 5.7 ist das Blockschaltbild der DTC- sowie der DMCC-Regelung schematisch abgebildet. Der Einfachheit halber wird der Modulator-Block wie bei einem 2-Punkt-Wechselrichter abgebildet. Der eigentliche Hystereseregler bzw. Modulator inklusive Schalttabelle, ist bei beiden Verfahren identisch. Der einzige Unterschied besteht darin, dass die Eingänge des Modulators unterschiedlich sind. Während beim DTC-Verfahren der Sektor des Statorflussraumzeigers sowie die Regelabweichungen im Betrag des Statorflusses und im Drehmoment als Eingänge vorliegen, werden beim DMCC-Verfahren der Sektor des Statorstroms, die Regelabweichung im Betrag des Statorstroms und eine Art Kreuzprodukt von Ist- und Sollstrom (5.11) benötigt. Die Hysteresebänder unterscheiden sich dementsprechend auch.

Um das DMCC-Verfahren in die Software zu implementieren, kann demnach der bereits vorhandene DTC-Modulator verwendet werden, wenn dieser lediglich mit anderen Eingangsgrößen beschaltet wird. In diesem Fall wird die Eingangsgröße e_τ aus den Ist- und Sollstromraumzeigern berechnet als:

$$e_\tau = \text{Im} \left\{ \underline{i}_i^* \cdot \underline{i}_i^K \right\} = i_\alpha i_\beta^* - i_\beta i_\alpha^* \quad (5.11)$$

Die beiden Hysteresebänder für die Regelabweichung des Statorstroms sowie für e_τ sind abhängig voneinander, sodass letztendlich nur einer der beiden Werte vorgegeben werden muss [Nie-99]:

$$\frac{h_{\tau 1}}{h_{i 1}} = \sqrt{3} \quad (5.12)$$

mit:

$h_{\tau 1}$ Hystereseband für e_τ

$h_{i 1}$ Hystereseband für den Betrag des Statorstromraumzeigers

Einer der beiden Werte kann nun entweder so eingestellt werden, dass sich eine gewünschte Qualität im Statorstrom einstellt oder dass eine bestimmte Schaltfrequenz nicht überschritten wird.

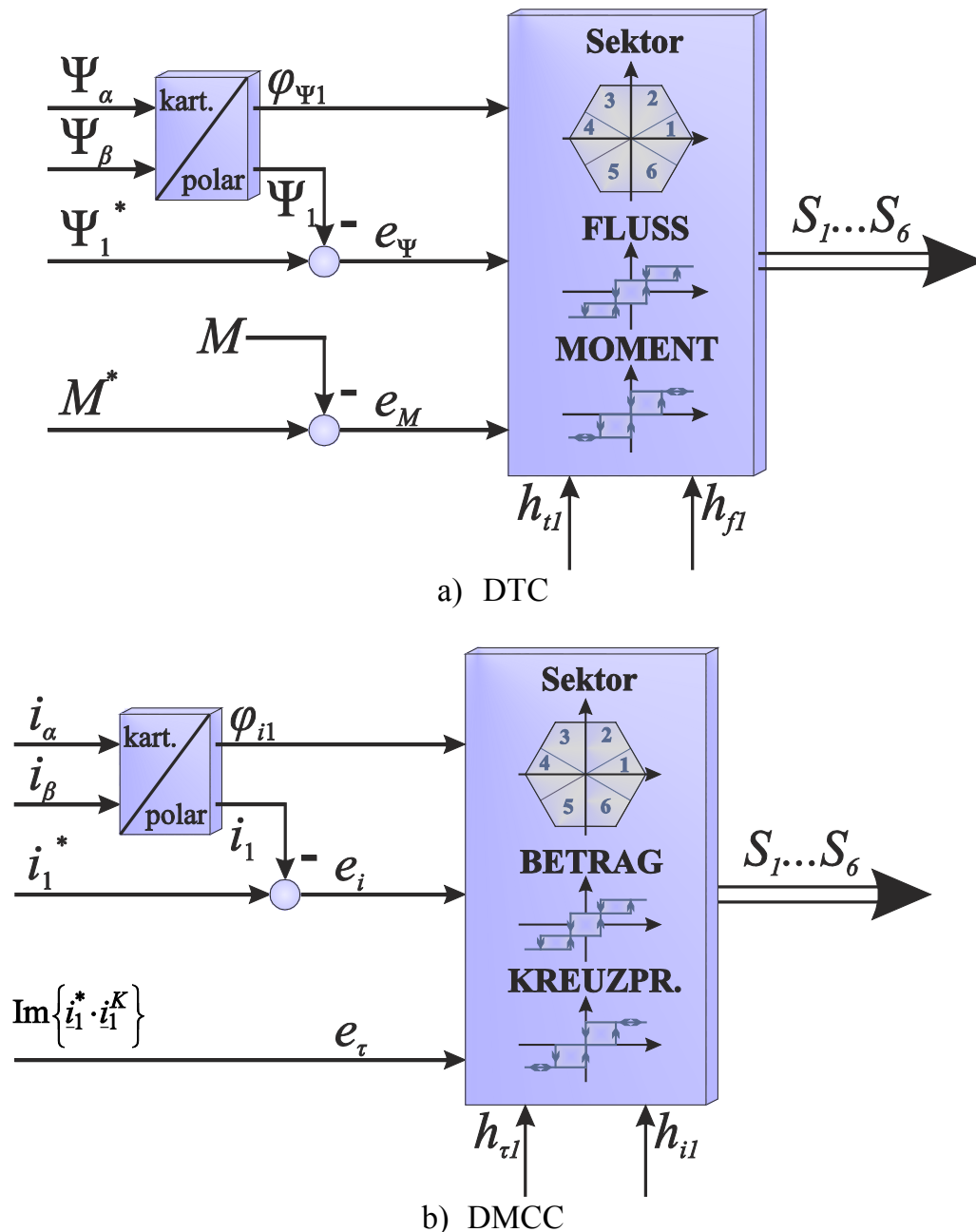


Abbildung 5.7 Vergleich zwischen DTC und DMCC

5.3.3 Generierung der Sollwerte

Damit das hier vorgestellte Verfahren ordnungsgemäß arbeiten kann, ist es entscheidend, dass neben dem eingepprägten Testsignal keine weiteren Anteile im Stator- oder Feldstrom mit ähnlichen Frequenzanteilen generiert werden. Wird beispielsweise durch die übergeordnete Regelung ein Drehmoment gefordert, welches eine Welligkeit mit einer Frequenz aufweist, die nahe der Testsignalfrequenz liegt, so würde der Feldstromwert und letztendlich die Indikatorgröße zur Identifizierung des Winkelfehlers dadurch ebenfalls beeinflusst. In diesem Fall kann der Winkel nicht sicher identifiziert werden und das Identifikationsverfahren könnte in diesem Fall sogar zu einer Erhöhung des Winkelfehlers führen.

Besonders kritisch ist der drehgeschwindigkeitsgeregelte Betrieb in Kombination mit diesem Verfahren. Zum einen bewirken die Einprägung des Testsignals und die daraus folgende Drehmomentpendelung, dass die Drehgeschwindigkeit auch eine geringfügige Welligkeit mit Testsignalfrequenz aufweist. Zum anderen kann die geberlos identifizierte Drehgeschwindigkeit aufgrund des Korrekturmechanismus ebenfalls diese Welligkeit aufweisen. In beiden Fällen würde der Drehgeschwindigkeitsregler mit einem entsprechenden Drehmomentsollwert entgegenwirken, welches genau zu dem kritischen Fall führt, dass neben dem einzuprägenden Testsignal auch noch weitere Signale mit Testsignalfrequenz eingepägt werden. Um dies zu unterbinden, muss die Dynamik des Drehgeschwindigkeitsreglers deutlich reduziert werden, nämlich so, dass er nur unwesentlich auf Frequenzen nahe dem Testsignal reagiert. Wird in einer Anwendung jedoch nur verlangt, sicher durch den niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich zu reversieren, so ist es ratsam von vornherein auf die Drehgeschwindigkeitsregelung in diesem Bereich zu verzichten und stattdessen einfach einen konstanten Drehmomentsollwert vorzugeben.

Der in Abschnitt 2.3.2 angedeutete $\cos\varphi$ -Regler führt zu ähnlichen Problemen. Hierbei wird der Feldstrom soweit nachgestellt, dass der Grundswingungsleistungsfaktor der Maschine zu eins wird. Zur Berechnung des Leistungsfaktors werden der identifizierte Statorfluss- und Statorstromraumzeiger verwendet, die beide ebenfalls durch das Testsignal verändert werden. Somit würde der Feldstromsollwert ebenfalls Komponenten mit Testsignalfrequenz aufweisen. Um dies zu unterbinden und dennoch eine ausreichende Dynamik zur Erhaltung des Betriebspunkts bei idealem Leistungsfaktor garantieren zu können, wird bei diesem Verfahren zu einer Steuerung des Leistungsfaktors gewechselt. Dabei wird der Feldstromsollwert i_f^* sowie der notwendige Lastwinkel θ , der für den gewünschten Leistungsfaktor notwendig ist, in Abhängigkeit des Drehmoments offline berechnet und in einer Tabelle gespeichert. Die resultierende Struktur zur Berechnung der Sollwerte für den Feldstrom als auch der Statorströme ist in Abbildung 5.8 zu sehen.

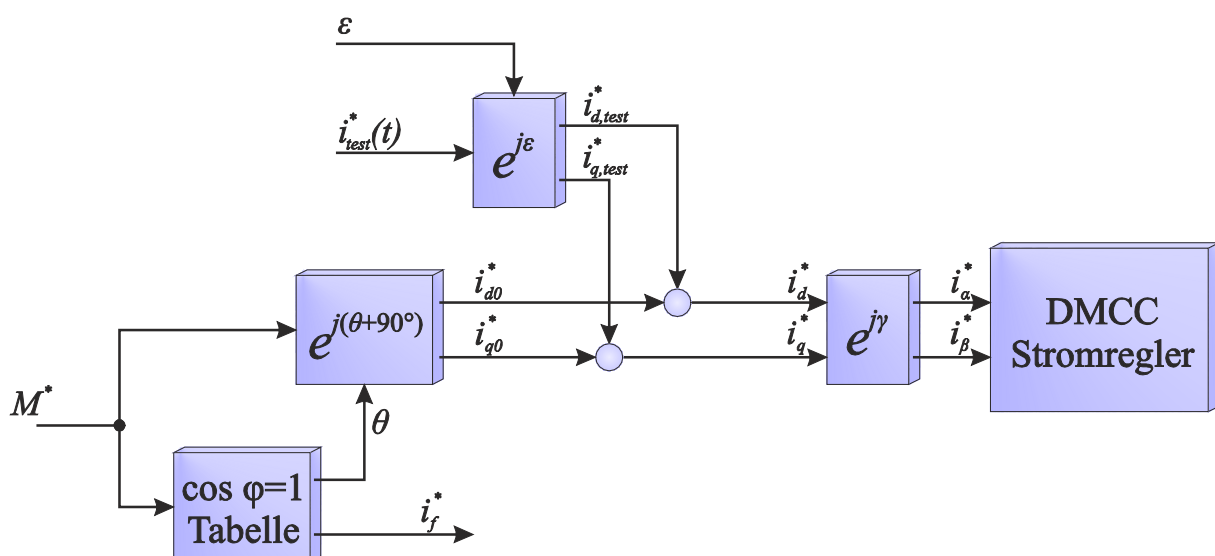


Abbildung 5.8 Berechnung der Stromsollwerte

Aufgrund der hier angesprochenen Problematik und der daraus notwendigen Forderung zur Reduktion der Reglerdynamik eignet sich dieses Verfahren nicht oder nur unter Umständen für hochdynamische Anwendungen. In der Regel werden in solchen Anwendungen direkt erregte Maschinen eingesetzt, sodass dieses Verfahren vorzugsweise für bürstenlose Maschinen von Vorteil wäre.

Es sei noch angemerkt, dass während der Implementierung des Verfahrens zusätzlich zu der in Abbildung 5.8 gezeigten Struktur zur Generierung der Sollwerte noch ein weiterer Block hinzugefügt wurde. Es hat sich nämlich gezeigt, dass für das DMCC Verfahren ein Mindeststrom notwendig ist, um beispielsweise sicherzustellen, dass die Umrichterschaltfrequenz innerhalb der tolerierbaren Grenzen bleibt. Deshalb wird bei sehr geringen Drehmomentsollwerten ein Zusatzstrom in die Statorwicklung eingepreßt, der nicht zur Drehmomentbildung beiträgt, sondern eine Feldschwächung zur Folge hätte. Um der so entstehenden, ungewollten, Feldschwächung entgegenzuwirken wird im gleichen Maß der Feldstromsollwert erhöht. Der resultierende Magnetisierungszustand der Maschine bleibt somit unverändert, allerdings stellt sich ein unterschiedlicher Grundschwingungsleistungsfaktor ($\cos \varphi$) ein. Der Zusatzstrom lässt sich anhand folgender Gleichung berechnen:

$$i_{zus} = \begin{cases} 0, & \text{für } \left| \frac{M^*}{M_N} \right| > 2 \cdot \frac{\hat{i}_{test}}{\hat{i}_N} \\ 2 \cdot \hat{i}_{test} \left(2 - \left| \frac{M^*}{M_N} \right| \frac{\hat{i}_{test}}{\hat{i}_N} \right), & \text{für } \frac{\hat{i}_{test}}{\hat{i}_N} < \left| \frac{M^*}{M_N} \right| < 2 \cdot \frac{\hat{i}_{test}}{\hat{i}_N} \\ 2 \cdot \hat{i}_{test}, & \text{für } \left| \frac{M^*}{M_N} \right| < \frac{\hat{i}_{test}}{\hat{i}_N} \end{cases} \quad (5.13)$$

Die resultierende Struktur ist in Abbildung 5.9 zu sehen.

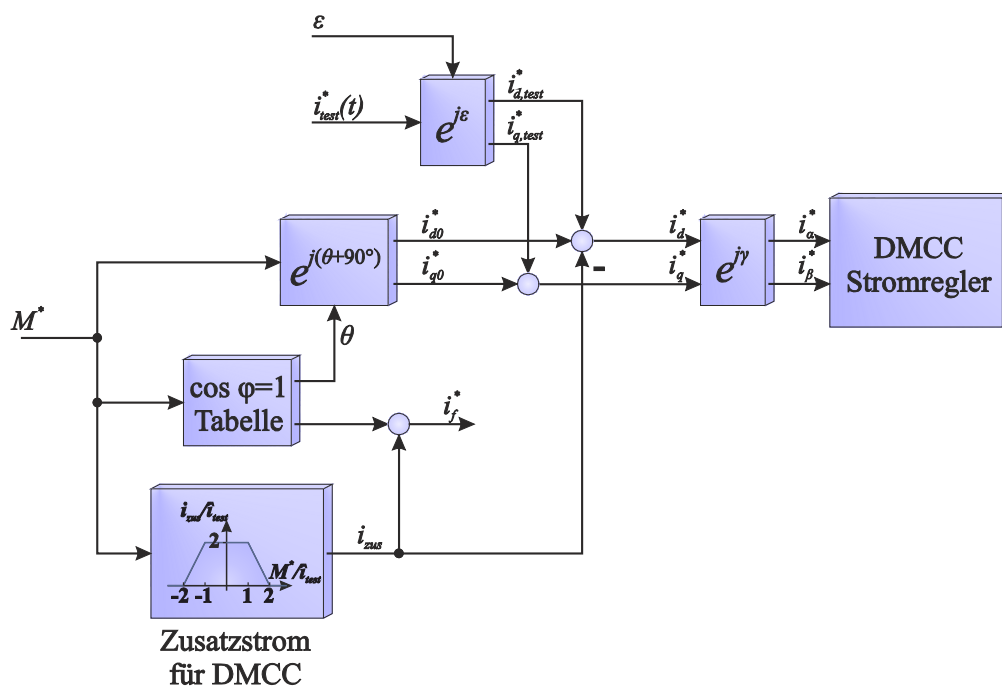


Abbildung 5.9 Berechnung der Stromsollwerte mit Mindeststrom

5.4 Fehlerquellen und praktische Probleme

Während der Implementierung dieses Verfahrens sind bereits einige Effekte bzw. praktische Probleme aufgetreten, die die Identifikation des Winkelfehlers erschweren oder die Anwendung des Verfahrens gänzlich ausschließen. Diese werden im Folgenden vorgestellt.

5.4.1 Sättigungskopplung beider Achsen

Eine der Voraussetzungen dieses Verfahrens ist, dass bei korrekt ermittelter Polradlage keine Antwort im Feldstrom sichtbar ist, da das Testsignal in die q-Achse eingepägt wird und diese elektrisch gesehen orthogonal zur Feldwicklung steht. Jedoch wurde sowohl in den Messungen an realen Maschinen als auch in der Simulation festgestellt, dass je nach Betriebszustand der Maschine auch eine Reaktion im Feldkreis sichtbar wurde, obwohl das Testsignal ausschließlich in die q-Achse eingepägt wurde.

Grund dafür ist der bereits unter 3.1 beschriebene Effekt, dass beide Achsen (d und q) durch das Sättigungsverhalten der Hauptinduktivität miteinander gekoppelt sind [MW-90]. Betrachtet man das Ersatzschaltbild der Maschine (Abbildung 5.10) in der q-Achse, so wird deutlich, dass sich das Testsignal in dieser Achse der Statorwicklung in die beiden Zweige, nämlich den der Hauptinduktivität und den der Dämpferwicklung, aufteilt. Der Magnetisierungsstrom in der q-Achse $i_{\mu q}$ wird demnach durch das Testsignal beeinflusst und enthält somit einen Wechselanteil mit Testsignalfrequenz. Dadurch bedingt wird die Hauptinduktivität der Maschine je nach Momentanwert des Magnetisierungsstroms $i_{\mu q}$ immer etwas mehr oder weniger in die Sättigung getrieben. Da die Hauptinduktivität als Ganzes sättigt, also beide Komponenten L_{hd} und L_{hq} gleichzeitig beeinflusst werden, wirkt sich dies auch in der d-Achse der Maschine aus. Die Hauptinduktivität in d-Achse ist also abhängig vom Magnetisierungsstrom in der q-Achse: $L_{hd} = f(i_{\mu q})$. Letztendlich wird der Hauptfluss in der d-Achse durch die Einprägung des Testsignals in der q-Achse beeinflusst, sodass sich schließlich eine Antwort im Feldstrom ergeben kann, selbst wenn der Statorstrom in der d-Achse absolut konstant ist [CJN-13].

Je nachdem, in welchem Sättigungszustand die Maschine gerade betrieben wird oder anders ausgedrückt, welches Drehmoment gerade von der Maschine gefordert wird, ist der oben beschriebene Effekt mehr oder weniger stark ausgeprägt und kann zu erheblichen Winkelfehlern führen (Bei Messungen wurde ein Winkelfehler von bis zu $\pm 16^\circ$ aufgrund dieses Effekts detektiert).

Glücklicherweise kann der beschriebene Effekt kompensiert werden, indem das Testsignal nicht mehr genau in die q-Achse der Maschine eingepägt wird, sondern um einen Winkel $\Delta\varepsilon$ versetzt dazu.

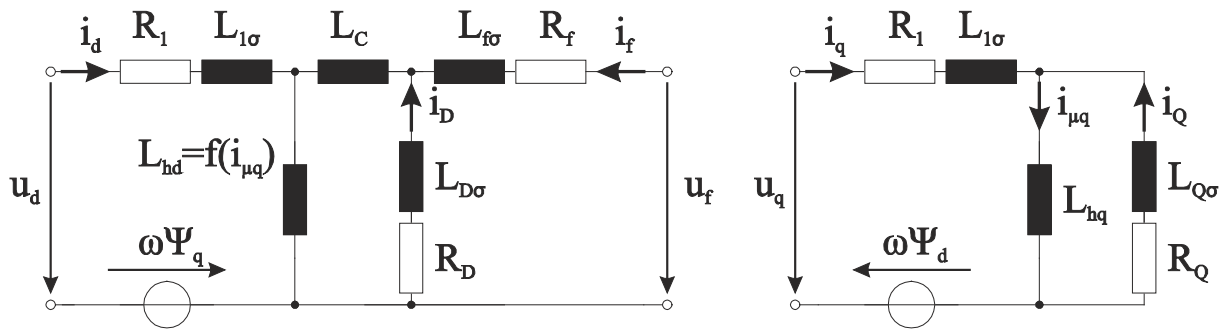


Abbildung 5.10 Kreuzkopplung beider Achsen durch Sättigungseffekte

Der in Abbildung 5.2 angegebene Winkel zwischen Testsignal und geschätzter d-Achse beträgt somit nicht mehr exakt 90° , sondern in diesem Fall $\varepsilon=90^\circ+\Delta\varepsilon$. Bei geeigneter Wahl des Winkelversatzes $\Delta\varepsilon$ heben sich die beiden Effekte, nämlich die Feldstromantwort aufgrund der Kreuzkopplung und aufgrund des Testsignals in d-Achse, genau auf, sodass der resultierende Indikator den Wert null annimmt. Letztendlich muss eine Tabelle in der Umrichter-Software abgelegt werden, die genau diesen Winkelversatz $\Delta\varepsilon$ in Abhängigkeit des geforderten Drehmoments angibt.

Unter Laborbedingungen ist diese Kompensationstabelle relativ leicht zu ermitteln, indem die Drehgeschwindigkeit der zu untersuchenden Maschine beispielsweise durch eine weitere mechanisch gekoppelte elektrische Maschine konstant gehalten wird. Die zu untersuchende Maschine wird drehmoment geregelt mit einem Geber betrieben, allerdings wird dennoch das Testsignal nach dem oben vorgestellten Verfahren eingepreßt. Nun kann für unterschiedliche Drehmomentwerte der Winkelversatz $\Delta\varepsilon$ genau so angepasst werden, dass der gemessene Indikator null wird. Abbildung 5.11 zeigt beispielhaft den durch eine automatisierte Messung bestimmten, notwendigen Winkelversatz $\Delta\varepsilon$ in Abhängigkeit des Drehmoments.

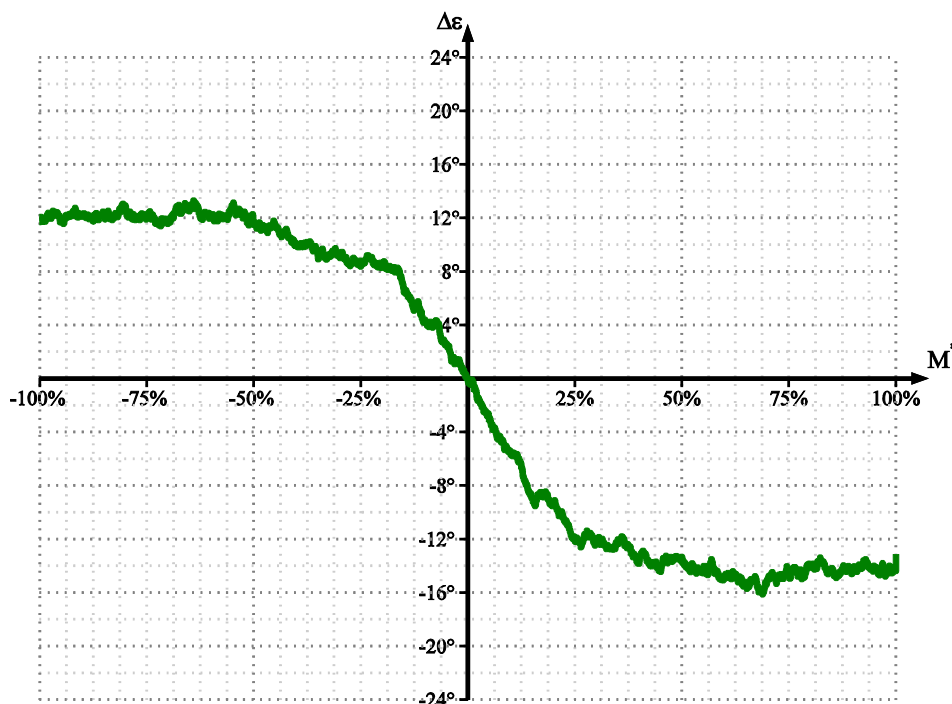


Abbildung 5.11 Kompensation der Kreuzkopplung in Abhängigkeit des Drehmomentes (Messergebnisse an einer 25kW, 400V -Maschine)

Die Messung dieser Kompensationstabelle an einer Maschine in einer gegebenen Anwendung ist äußerst problematisch, da im Prinzip verschiedene Drehmomentwerte für lange Zeit bei möglichst konstanter und niedriger Drehgeschwindigkeit gemessen werden müssten. Außerdem müsste ein Geber installiert sein. Unter praktischen Gesichtspunkten ist diese Messung demnach nicht möglich. Auch die Berechnung dieser Tabelle aus den Maschinenparametern scheitert, da dafür die beiden zweidimensionalen Sättigungstabellen beider Achsen (vergleiche 3.1) präzise vorliegen müssten, welches in der Regel nicht der Fall ist. Letztendlich bleibt nur die Möglichkeit eine Standardkorrekturtabelle für jede Maschine zu verwenden, die möglichst die Charakteristik einer „Durchschnittsmaschine“ wiedergibt. Somit würde bei manchen Maschinen etwas zu wenig kompensiert, bei anderen jedoch etwas zu viel. Solange der Betrag des Winkelfehlers dadurch minimiert werden kann, ist die Kompensation nach wie vor sinnvoll. Zur Beschaffung dieser „Durchschnittskompensationswerte“ müssten allerdings weitere Labormessungen an verschiedenen Mittelspannungsmaschinen durchgeführt werden.

Abschließend sei noch erwähnt, dass die Testsignalfrequenz ebenfalls einen Einfluss auf die Kompensationstabelle hat. Wird die Frequenz des Testsignals nämlich erhöht, so würde der Anteil des Testsignals im Magnetisierungsstrom der q-Achse $i_{\mu q}$ deutlich kleiner ausfallen. In diesem Fall würde die Dämpferwicklung den Großteil des Testsignals aufnehmen. Dadurch bedingt würde auch der Hauptfluss deutlich geringer beeinflusst, welches ebenfalls zu einer kleineren Antwort im Feldstrom führt und schließlich den Winkelfehler aufgrund dieses Effekts reduziert.

Abbildung 5.12 zeigt beispielsweise für Maschine 1, wie sich das Testsignal in der q-Achse $i_{q,test}$ auf den Magnetisierungsstrom $i_{\mu q,test}$ und auf die Dämpferwicklung $i_{Q,test}$ aufteilt. Es ist deutlich zu erkennen, dass eine höhere Testsignalfrequenz auch in Bezug auf diesen Effekt wünschenswert ist, da dieser störende Effekt dann deutlich reduziert würde.

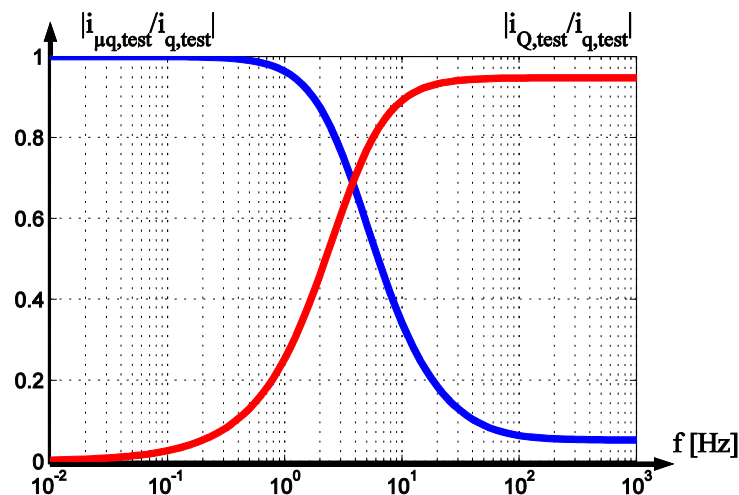


Abbildung 5.12 Testsignalaufteilung auf beide Stränge in Abhängigkeit der Testsignalfrequenz (Maschine 1)

5.4.2 Störsignale bei bürstenloser Erregung

Bei dem Betrieb mit bürstenlos erregten Maschinen tritt ein weiteres schwerwiegendes Problem auf. Zwar haben die Messergebnisse belegt, dass die Antwort im Feldstrom trotz der Reproduktion anhand der drei Statorströme des Erregersystems (vergleiche 4.4.2) deutlich sichtbar und hinreichend genau ist. Jedoch tritt neben der Antwort auf das Testsignal ein weiteres, störendes Signal im reproduzierten Feldstrom auf. Interessanterweise ist dieses Störsignal auch dann sichtbar, wenn sich die Welle der Maschine zwar dreht aber der statorseitige Umrichter inaktiv ist, also jegliche Statorströme null sind. Abbildung 5.13 zeigt das Störsignal im reproduzierten Feldstrom bei inaktivem Umrichter.

Anmerkung: Bisher wurde das Formelzeichen i_f synonym für den tatsächlichen Feldstrom sowie den in der Regelung verwendeten, reproduzierten Feldstrom verwendet, da angenommen wurde, dass beide Größen identisch sind. In diesem Abschnitt werden nun allerdings detailliert die Unterschiede zwischen beiden Größen besprochen, sodass für diesen Abschnitt das Formelzeichen i_f für den tatsächlich im Rotor fließenden (allerdings auf die Statorseite der Synchronmaschine transformierten) Feldstrom verwendet wird. Das reproduzierte Feldstromsignal wird mit \hat{i}_f bezeichnet.

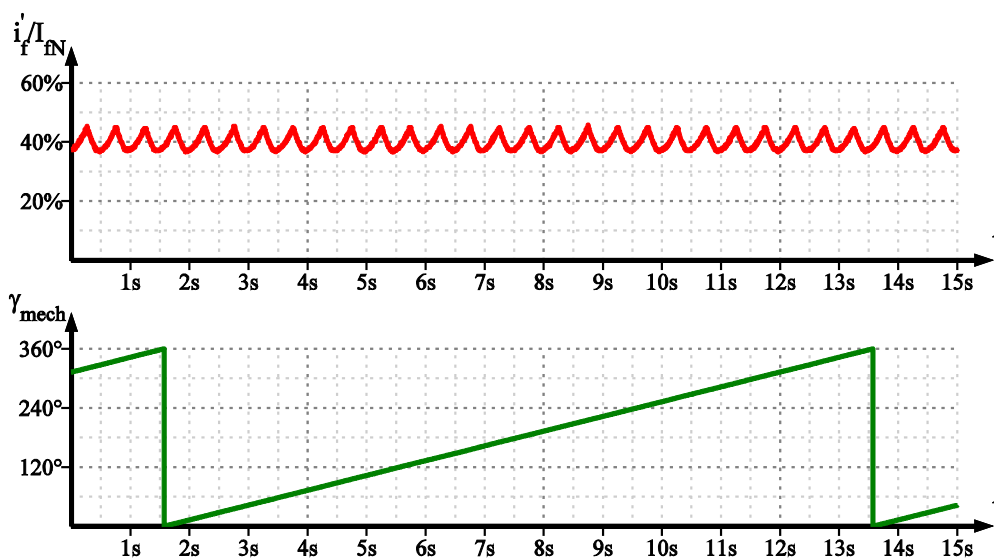


Abbildung 5.13 Reproduziertes Feldstromsignal bei drehender Maschine aber inaktivem statorseitigem Umrichter

Durch verschiedene Messungen und anschließender Simulation des Erregerkreises hat sich herausgestellt, dass die Frequenz des Störsignals $f_{stör}$ proportional zur Drehgeschwindigkeit n ist. Bei genauerer Betrachtung fällt sogar auf, dass das Signal nicht nur von der Drehgeschwindigkeit abhängt, sondern sogar mit der mechanischen Rotorposition γ_{mech} gekoppelt ist. Das Störsignal in Abbildung 5.13 könnte also ebenso gut über den mechanischen Winkel, anstelle der Zeit, aufgetragen werden. Weiterhin hängt die Störfrequenz $f_{stör}$ ebenfalls von der Polpaarzahl p_{err} der Erregermaschine ab:

$$f_{stör} = 6 \cdot p_{err} \cdot n \quad (5.14)$$

In diesem Abschnitt wird nun zunächst die Ursache dieses Signals geklärt und anschließend auf dessen Einfluss auf das Identifikationsverfahren eingegangen.

Abbildung 5.14 zeigt qualitativ die Beschaltung der Erregermaschine. Die Synchronmaschine ist in dieser Abbildung vereinfacht als Induktivität L_f' und Wicklungswiderstand R_f' modelliert.

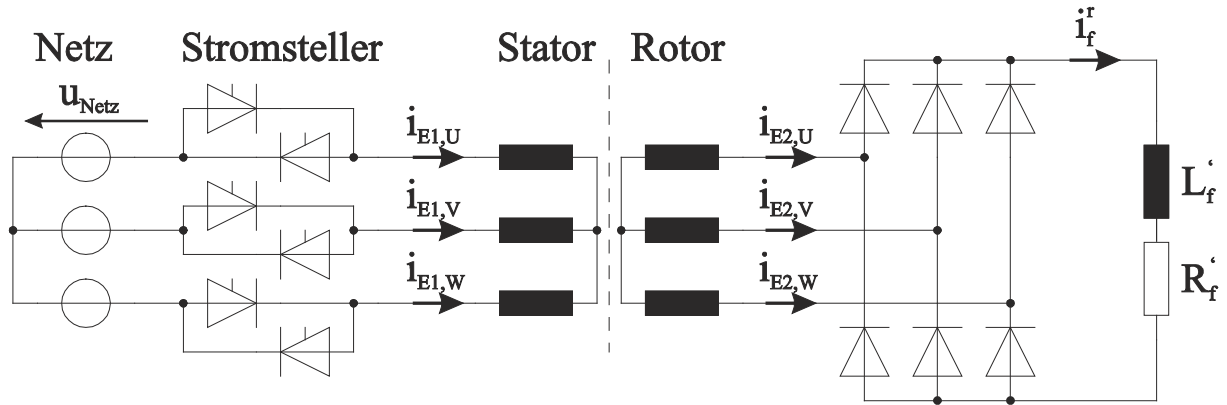


Abbildung 5.14 Beschaltung der Erregermaschine

Zunächst wurde das in Abbildung 5.14 gezeigte System simuliert. Um einfache Verhältnisse zu schaffen, wurde die Wicklungszeitkonstante L_f'/R_f' deutlich größer als die Periodendauer der Netzspannung gewählt, sodass der simulierte Feldstrom ideal glatt wurde. Des Weiteren wurde für die Simulation eine konstante Drehgeschwindigkeit von $n=20\text{min}^{-1}$ vorausgesetzt. Betrachtet man die Simulationsergebnisse in Abbildung 5.15 so ist zu erkennen, dass die Rotorströme der Erregermaschine keine Amplitudenänderung mit niedriger Frequenz aufweisen, allerdings dessen Statorströme. Die Frequenz der sich ergebenden Schwebung ist genau die Frequenz, die sich auch durch (5.14) errechnen lässt.

Dennoch ist die genaue Ursache dieses Effektes nach wie vor nicht auf den ersten Blick nachzuvollziehen. Eine bessere Übersicht erhält man, wenn man die in Abbildung 5.16b dargestellte Raumzeigerdarstellung der drei Rotorströme betrachtet.

Dort ist die Trajektorie des Rotorstromraumzeigers \underline{i}_{E2} in dem rotorfesten Koordinatensystem in dem der Realteil mit der Spule „U2“ der Rotorwicklung zusammenfällt, dargestellt. Aufgrund der für die Gleichrichterschaltung auf dem Rotor typischen, nichtsinusförmigen, Stromformen (vergleiche Abbildung 5.16a) ergibt sich die abgebildete sechseckige Trajektorie des Raumzeigers [Sch-12]. Diese sechseckige Trajektorie wird mit der sich ergebenden Frequenz der Rotorströme f_{E2} , also dem Produkt aus Schlupf s_E und Statorfrequenz f_{E1} , durchlaufen:

$$f_{E2} = s_E \cdot f_{E1} \quad (5.15)$$

$$s_E = 1 - \frac{n}{f_{E1}} \cdot p_{err} \quad (5.16)$$

mit:

f_{E1}	Statorfrequenz der Erregermaschine
f_{E2}	Frequenz der Rotorströme der Erregermaschine
s_E	Schlupf der Erregermaschine

Die Erregermaschine wird dabei stets mit einem Schlupf s_E größer eins betrieben. Das an die Maschine angelegte Drehspannungssystem rotiert demnach immer in entgegengesetzter Richtung als die Drehrichtung der Maschinenwelle. Bei einem Reversiervorgang werden dementsprechend zwei Phasen der Erregermaschine vertauscht, um dies zu erreichen (diese Beschaltung ist nicht in Abbildung 5.14 dargestellt). Die resultierende Rotorfrequenz ist daher stets größer (oder im Stillstand gleich) der Netzfrequenz und kann demnach nicht die Ursache der oben beschriebenen Störfrequenz sein.

Der Statorstromraumzeiger setzt sich nun einerseits aus dem transformierten Rotorstromraumzeiger $\underline{i}_{E2}^{S'}$ und andererseits aus dem Raumzeiger des Magnetisierungsstroms $\underline{i}_{E\mu}$ zusammen (5.17).

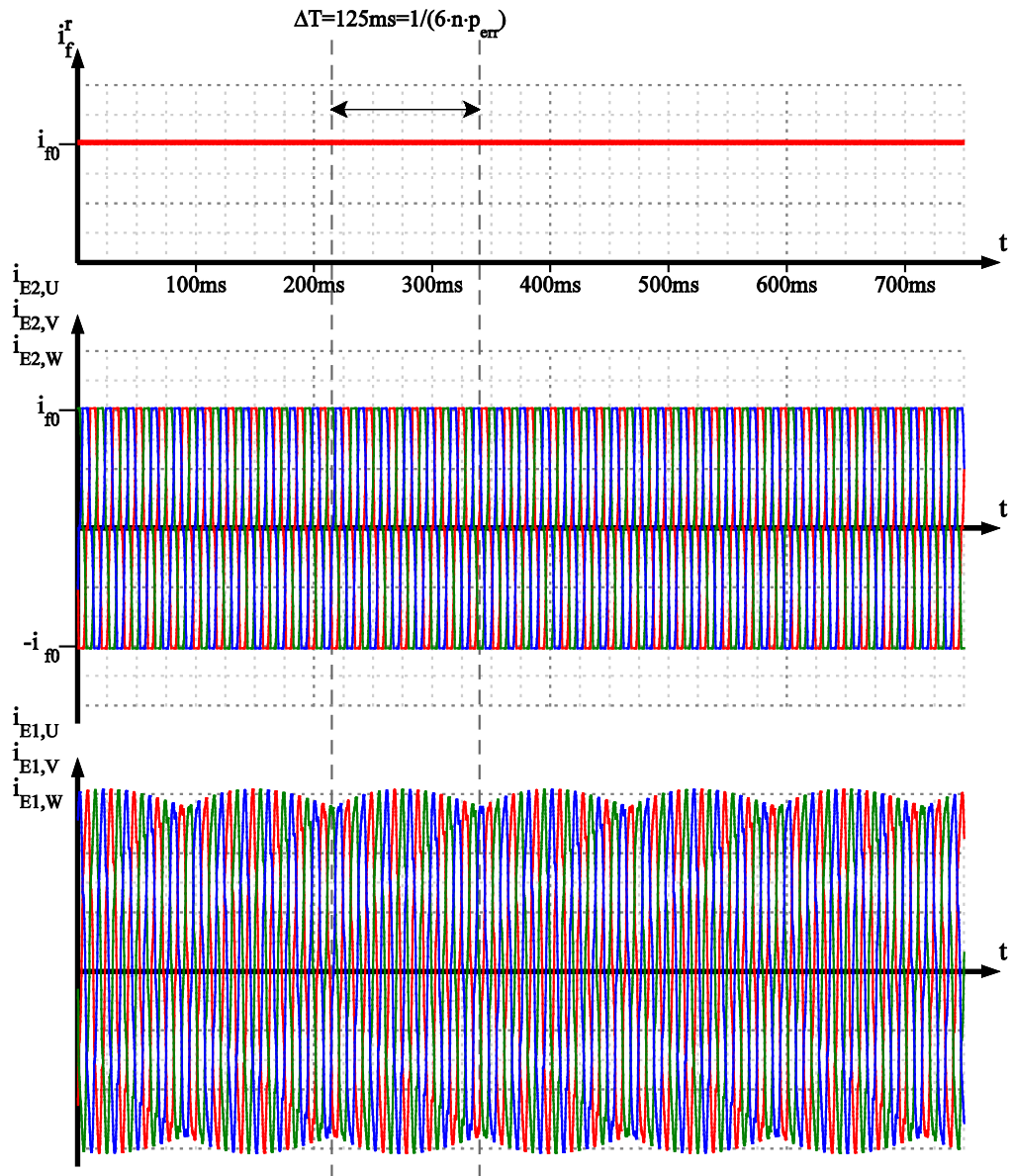
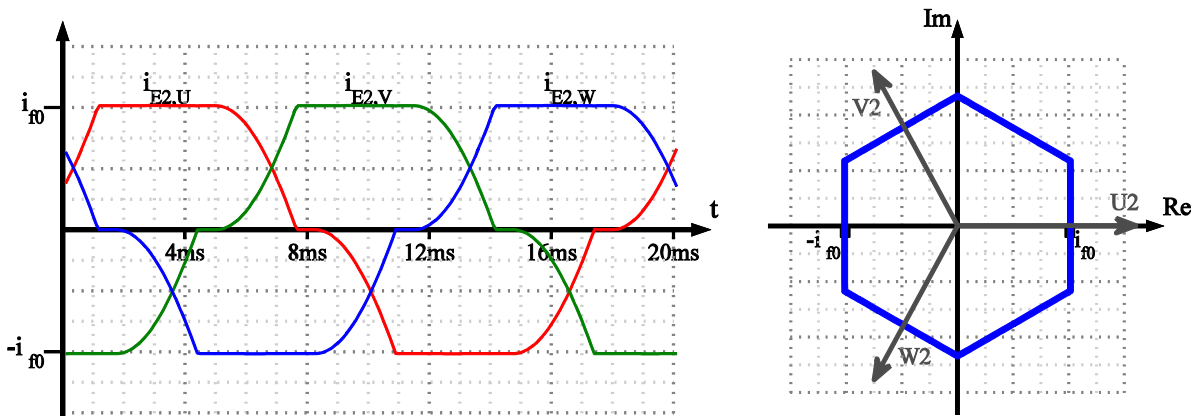


Abbildung 5.15 Simulationsergebnisse zur bürstenlosen Erregung
 $n=20\text{min}^{-1}$, $p_{err}=4$



a) Zeitverläufe der Rotorströme

b) Raumzeigerdarstellung

Abbildung 5.16 Rotorströme im rotorfesten Bezugssystem

$$\underline{i}_{E1} = \underline{i}_{E2}^{S'} + \underline{i}_{E\mu} \quad (5.17)$$

$$\underline{i}_{E2}^{S'} = k_E \cdot \underline{i}_{E2}^S = k_E \cdot \underline{i}_{E2} \cdot e^{j\gamma_{err}} \quad (5.18)$$

$$\gamma_{err} = p_{err} \cdot \gamma_{mech} \quad (5.19)$$

mit:

\underline{i}_{E1}	Raumzeiger des Statorstroms der Erregermaschine im statorfesten Koordinatensystem (also im Originalsystem)
$\underline{i}_{E\mu}$	Raumzeiger des Magnetisierungsstroms der Erregermaschine im statorfesten Koordinatensystem
$\underline{i}_{E2}^{S'}$	Auf die Statorseite umgerechneter Wert des Raumzeigers des Rotorstroms im statorfesten Koordinatensystem
k_E	Übersetzungsverhältnis zwischen Stator und Rotor der Erregermaschine
\underline{i}_{E2}^S	Raumzeigers des Rotorstroms im statorfesten Koordinatensystem
\underline{i}_{E2}	Raumzeigers des Rotorstroms im rotorfesten Koordinatensystem (also im Originalsystem)
γ_{err}	Elektrischer Winkel zwischen den jeweiligen Spulen U der Rotor- und Statorwicklung der Erregermaschine

Für die Berechnung des Statorstromraumzeigers \underline{i}_{E1} in seinem Originalsystem, also dem statorfesten Koordinatensystem, muss der Rotorstromraumzeiger \underline{i}_{E2} zunächst mit dem elektrischen Rotorwinkel γ_{err} gedreht werden (5.18). Genau in dieser Drehung des Raumzeigers (bzw. der zugrunde liegenden Drehung der entsprechenden Spulen des Rotors und Stators gegeneinander) entsteht letztendlich die in Abbildung 5.15 zu sehende Schwebung in den Statorströmen.

Betrachtet man den Rotorstromraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem für die beiden Rotorwinkel $\gamma_{err}=0^\circ$ und 30° (Abbildung 5.17a), so stellt man fest, dass obwohl der Feldstrom in beiden Fällen identisch ist, sich dennoch unterschiedliche Amplituden im Statorstrom bei beiden Fällen ergeben.

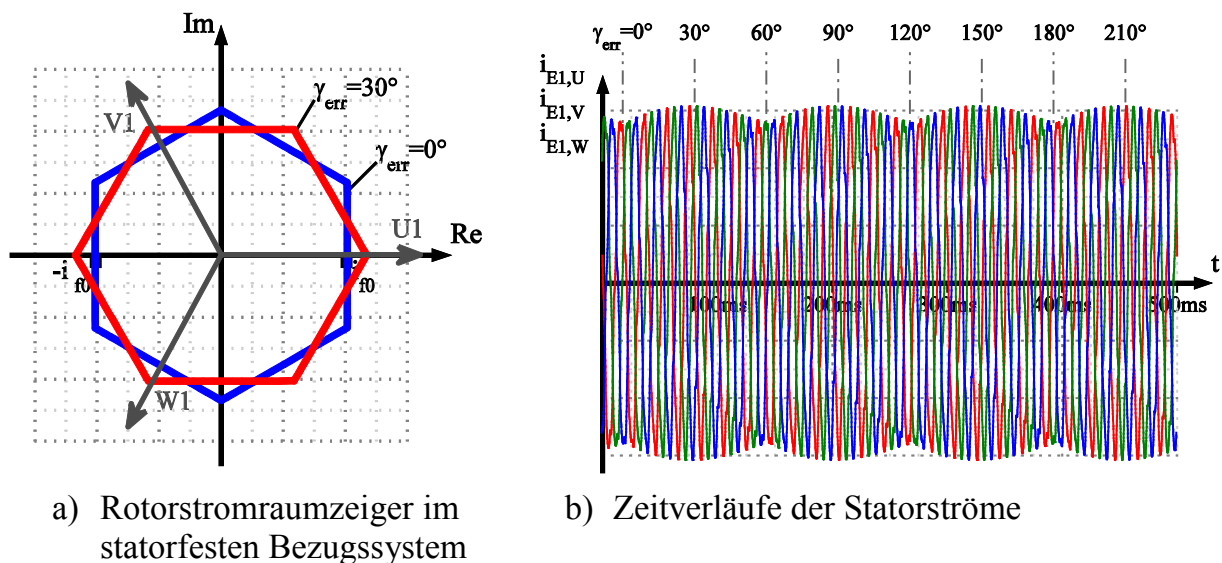


Abbildung 5.17

Rotorstromraumzeiger im statorfesten Bezugssystem und dessen Auswirkungen auf die Statorströme

In Abbildung 5.17a sind zusätzlich zu der Trajektorie des Raumzeigers auch die jeweiligen Richtungen der Spulen der drei Phasen U1, V1 und W1 eingezeichnet. An dem Schnittpunkt der Raumzeigertrajektorie mit der jeweiligen Spulenachse kann demnach direkt die Stromamplitude in der jeweiligen Phase der Statorwicklung abgelesen werden. Offensichtlich ergibt sich bei einem Rotorwinkel von $\gamma_{err}=0^\circ$ (blaue Kurve in Abbildung 5.17a) eine kleinere Stromamplitude des übertragenen Rotorstroms in allen drei Phasen als bei dem Winkel $\gamma_{err}=30^\circ$ (rote Kurve).

Wird der Rotor mit konstanter Winkelgeschwindigkeit gedreht, so ergeben sich demnach trotz konstantem Feldstrom je nach derzeitiger Rotorlage unterschiedliche Amplituden im Statorstrom, wie deutlich in Abbildung 5.17b zu sehen ist. Durch die sechseckige Form der Raumzeigertrajektorie ergeben sich auch sechs Maxima pro elektrischer Umdrehung der Welle, wodurch die in (5.14) aufgestellte Gleichung der sich ergebenden Störfrequenz begründet liegt.

Der Vollständigkeit halber wird an dieser Stelle angemerkt, dass der prinzipiell gleiche Effekt auch bei doppeltgespeisten Asynchronmaschinen mit nicht-sinusförmigen Rotorströmen auftritt und in [Mey-85] für dieses Anwendungsgebiet beschrieben ist.

Zur Reproduktion des Feldstroms wird nun mit einem geeigneten Modell der Erregermaschine aus den angelegten Spannungen auf den Magnetisierungsstrom geschlossen. Dieser wird von dem messbaren Statorstrom abgezogen (5.17), sodass man letztendlich den übertragenen Rotorstrom, allerdings im statorfesten Koordinatensystem, erhält. Für eine genaue Reproduktion müsste nun der so erhaltene Rotorstromraumzeiger noch mit dem Rotorwinkel gedreht werden, um den Rotorstromraumzeiger im rotorfesten System zu erhalten. Dies wird in der Praxis allerdings vernachlässigt. Hierbei wird lediglich der Maximalwert aller drei Phasen des identifizierten übertragenen Rotorstroms in der Statorwicklung genommen und als aktueller Feldstrom interpretiert. Das Störsignal im reproduzierten Feldstrom hat seine Ursache demnach in der ungenauen Reproduktion desselben.

Die Amplitude des Störsignals ist leider um Größenordnungen höher als die zu erwartende Testsignalantwort im Feldstrom. Da die Frequenz des Störsignals weiterhin drehgeschwindigkeitsabhängig ist, wird es immer Betriebspunkte geben, bei denen die Testsignalfrequenz und Störsignalfrequenz zu dicht beieinander liegen, um die Effekte voneinander zu entkoppeln. Bei der Implementation des Identifikationsverfahrens an einer bürstenlos erregten Maschine hat sich gezeigt, dass sich das Verfahren aus diesem Grund nicht erfolgreich bei diesen Maschinen anwenden lässt.

Es sei noch angemerkt, dass die genaue Reproduktion des Feldstroms zwar prinzipiell möglich wäre, dafür müsste allerdings der Rotorpositionswinkel mit ausreichender Genauigkeit vorhanden sein. Wird die Synchronmaschine jedoch geberlos mit dem hier vorgestellten Identifikationsverfahren betrieben, muss das Feldstromsignal präzise vorliegen, um die Identifikation des Winkelfehlers nicht zu verfälschen. Andererseits muss der Winkel präzise vorliegen, um ein exaktes Feldstromsignal zu erhalten. Wie man sieht, sind beide Effekte unmittelbar miteinander gekoppelt, sodass die gleichzeitige Korrektur beider Effekte extrem schwierig oder unter praktischen Gesichtspunkten nicht möglich ist.

5.5 Messergebnisse

Das hier vorgestellte Verfahren wurde an demselben Antrieb getestet, wie auch die Identifikationsmethode der Stillstandsrotorlage. Der Versuchsaufbau wurde ebenfalls bereits im Abschnitt 4.4.7 beschrieben. Allerdings beziehen sich alle im Folgenden vorgestellten Messergebnisse ausschließlich auf den Betrieb mit direkter Erregung. Der Betrieb an einer bürstenlos erregten Maschine ist, wie bereits in 5.4.2 beschrieben, nicht möglich.

Neben der Synchronmaschine, an der das vorgestellte Verfahren getestet wurde, muss an dieser Stelle auch die Belastungsmaschine erwähnt werden. Dabei handelt es sich um eine mechanisch direkt angekuppelte Asynchronmaschine, die über einen Mittelspannungsumrichter drehgeschwindigkeitsgeregelt betrieben wird. Die beiden Zwischenkreise der Umrichter für die Synchronmaschine als auch für die Asynchronmaschine sind miteinander gekoppelt, sodass beide Maschinen auch ohne NetZRückspeisung sowohl motorisch als auch generatorisch arbeiten können.

Nennwerte Synchronmaschine („Labormaschine“ – siehe Anhang)		Nennwerte Asynchronmaschine	
P_N	1,0MW	P_N	870kW
n_N	225min ⁻¹	n_N	712min ⁻¹
M_N	42,4kNm	M_N	11,7kNm
p	4	p	5
U_N	3300V	U_N	3300V
I_N	185A	I_N	200A
f_N	15Hz	f_N	60Hz
$\cos \varphi_N$	1,0	$\cos \varphi_N$	0,8

Tabelle 5.1: Nennwerte der Synchron- und Asynchronmaschine im Vergleich

Beide Maschinen haben zwar ähnliche Nennleistungen jedoch beträgt die Nenn-drehgeschwindigkeit der Asynchronmaschine ein Vielfaches der Synchronmaschine. Folglich ist deren Nenndrehmoment deutlich kleiner, sodass von der Synchronmaschine nur ein maximales Drehmoment von 30% ihres Nennwertes gefordert werden konnte (vergleiche Tabelle 5.1). Im Folgenden werden nun verschiedene Messergebnisse zu dem hier vorgestellten Identifikationsverfahren vorgestellt.

5.5.1 Testsignalqualität

Bevor auf das eigentliche Verhalten des Identifikationsverfahrens eingegangen wird, wird hier zunächst die Qualität des Testsignals untersucht. Die wohl wichtigsten Parameter die über die Signalqualität entscheiden, sind die jeweiligen Toleranzbänder der DMCC-Hystereseregler. Je enger das Toleranzband gewählt wird, desto besser wird das reale Testsignal an dessen Sollwert angenähert. Allerdings führt dies unweigerlich zu einem Anstieg der Umrichterschaltfrequenz. Letztendlich, ist es also nicht etwa die gewünschte Testsignalqualität durch die die Hysteresebänder festgelegt werden, sondern die maximal erlaubte Umrichterschaltfrequenz, die nicht über-

schritten werden darf. Da das hier beschriebene Identifikationsverfahren im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich oder sogar im Stillstand Anwendung findet, müssen besondere Einschränkungen in der Umrichterschaltfrequenz berücksichtigt werden.

Bei hoher Drehgeschwindigkeit, also auch hohen Frequenzen im Statorstrom, kann die Schaltfrequenz bei dem hier verwendeten Umrichter bis zu einem Wert von 250Hz erhöht werden. Jeder der einzelnen Halbleiterschalter muss demnach nur für einen kurzen Zeitbereich die Stromamplitude des Statorstroms führen bzw. schalten. Bei sehr niedriger Drehgeschwindigkeit und insbesondere im Stillstand, führen und schalten nun einzelne Halbleiterventile für eine sehr lange Zeit die Stromamplitude. Damit diese nicht thermisch überlastet werden, muss die Schaltfrequenz in diesem Betriebspunkt auf 150Hz reduziert werden.

Abbildung 5.18 zeigt die resultierenden Signale, wenn die Hysteresebänder so eingestellt wurden, dass sich im derzeitigen Betriebspunkt eine mittlere Schaltfrequenz von eben diesen 150Hz ergibt. Das Testsignal weist eine Frequenz von 20Hz auf.

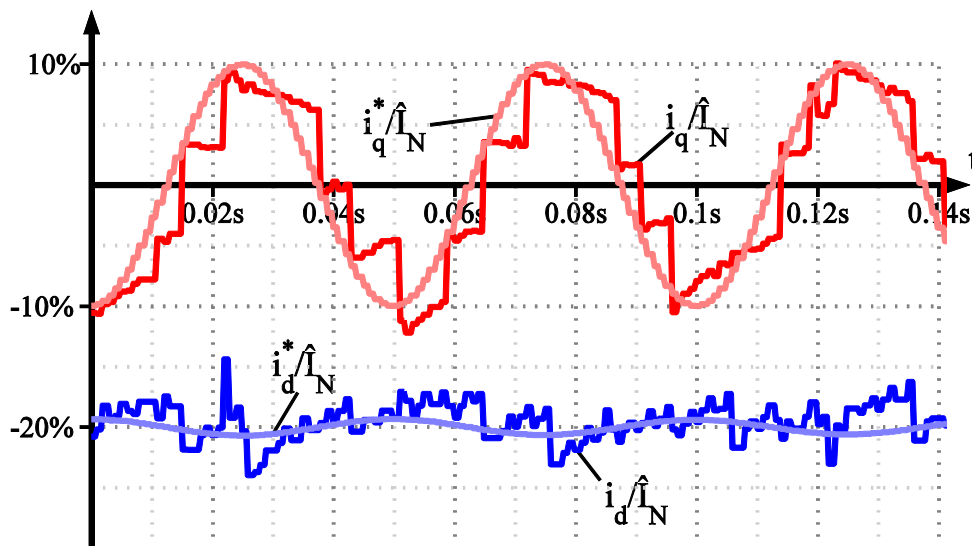


Abbildung 5.18 Messergebnisse zur Testsignalqualität
 $f_{test}=20\text{Hz}$

Es ist deutlich zu erkennen, dass die entsprechenden Stromkomponenten i_d und i_q zwar ihren Sollwerten folgen, es aber dennoch zu einer erheblichen Abweichung zwischen Ist- und Sollwert kommt. Wird die Testsignalfrequenz weiter erhöht, müssen die Hysteresebänder erneut an die neuen Verhältnisse angepasst werden. Die so erhaltenen Signale weisen jedoch eine deutlich schlechtere Qualität auf und führen auch zu schlechten Ergebnissen des Identifikationsverfahrens. Auf der anderen Seite könnte die Testsignalfrequenz auf einen Wert unter 20Hz reduziert werden, um die Signalqualität zu erhöhen. In diesem Fall weist das Identifikationsverfahren allerdings eine zu geringe Dynamik auf, welches wiederum zu einem schlechten Verhalten im geberlosen Betrieb führt. Die hier gewählte Testsignalfrequenz von 20Hz ist demnach ein Kompromiss zwischen Testsignalqualität und Dynamik des Identifikations-

verfahrens. Eine höhere Testsignalfrequenz wäre zwar wünschenswert, ist jedoch aufgrund der Begrenzungen in der Umrichterschaltfrequenz nicht möglich.

5.5.2 Identifikationslauf

Ein weiterer wichtiger Aspekt für die Funktionsweise des Identifikationsprozesses ist, inwieweit die Testsignalantwort im Feldstrom ausgeprägt ist. Um dies zu untersuchen, wurde an der Maschine ein Identifikationslauf durchgeführt. Dabei wird die Maschine mit Geber betrieben und es wird wie oben beschrieben, das Testsignal mit dem DMCC-Stromregler in die Statorwicklung eingepreßt. Allerdings ist der Winkel ε in dem das Testsignal relativ zur d-Achse eingepreßt wird, nun nicht konstant, sondern wird im Laufe der Zeit langsam erhöht (360° in 20 Sekunden). Somit kann die Testsignalantwort und letztendlich die resultierende Indikatorgröße in Abhängigkeit zu dem Winkel ε aufgetragen werden.

Abbildung 5.19 zeigt beispielsweise das Testsignal und dessen Antwort bei einem Winkel von nahezu $\varepsilon=0^\circ$. Der resultierende gefilterte Indikator χ_{Flt} der sich je nach Winkel ε des eingepreßten Testsignals ergibt, ist in Abbildung 5.20 dargestellt.

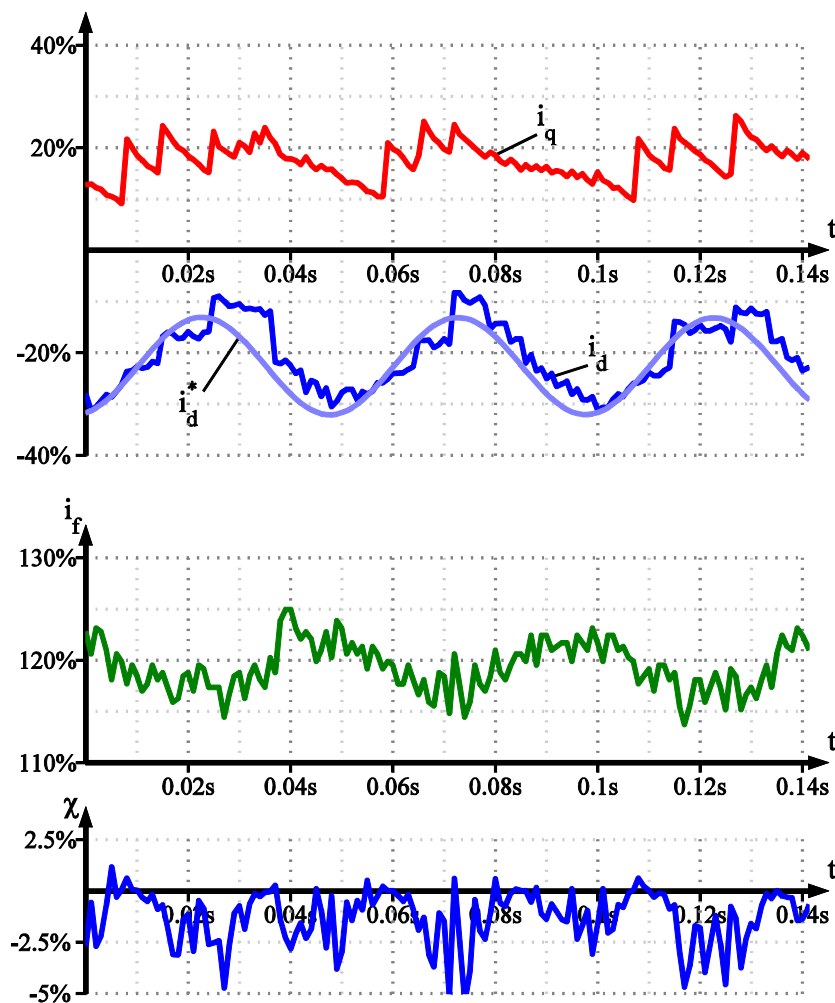


Abbildung 5.19 Stromantwort und Indikatorverlauf beim Identifikationslauf

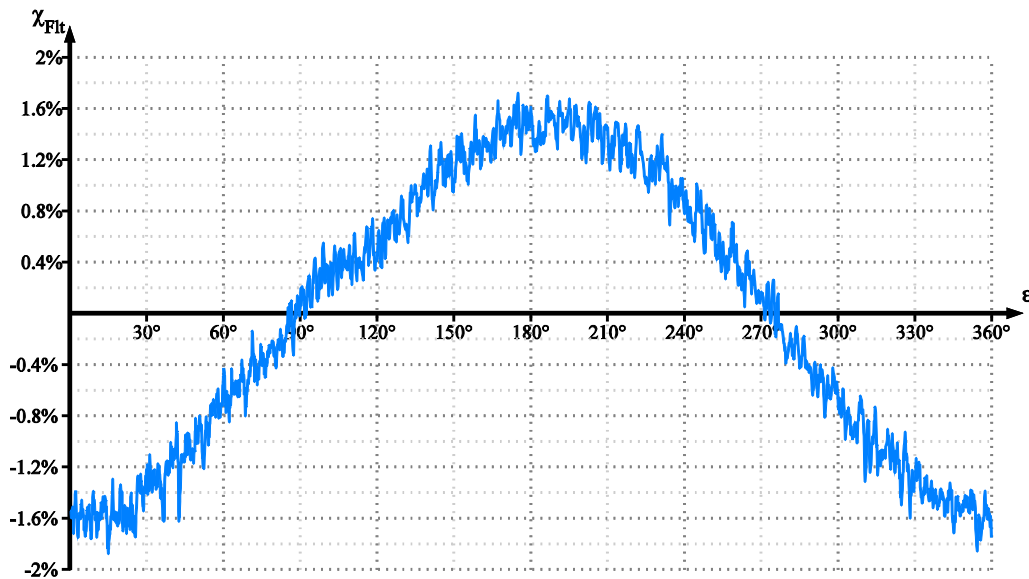


Abbildung 5.20 Gemessene Indikatorgröße während des Identifikationslaufs

Aus Abbildung 5.20 ist ersichtlich, dass sich trotz der geringen Testsignalqualität (vergleiche 5.5.1) ein Indikatorwert ergibt, der durchaus für die Identifikation des Winkelfehlers herangezogen werden kann.

5.5.3 Stationäres Verhalten

In Abbildung 5.21 ist das stationäre Verhalten des Verfahrens im geberlosen Betrieb zu sehen. Die Synchronmaschine wurde dabei drehmoment geregelt mit dem konstanten Sollwert von 25% des Nenndrehmoments betrieben, wobei die an der Welle gekuppelte Asynchronmaschine drehgeschwindigkeits geregelt die Drehgeschwindigkeit konstant bei 2,2% ihres Nennwertes (5min^{-1}) der Synchronmaschine hielt.

Es ist deutlich zu erkennen, dass obwohl die Maschine für längere Zeit im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich ohne Geber betrieben wird, die Regelung dennoch stabil bleibt, da es offensichtlich zu keinerlei Drift im identifizierten Polradwinkel γ_i kommt. Dieser Betrieb wäre ohne das hier vorgestellte Identifikationsverfahren, also ohne Winkelkorrektur des Spannungsmodells nicht möglich.

Letztendlich kann der Winkelfehler γ_{Fehler} zur Abschätzung der Qualität des geberlosen Verfahrens herangezogen werden. Hierbei ist allerdings zu erkennen, dass dieser starken Schwankungen unterliegt und mit einem Messfehler von maximal 30° sehr groß ist.

Auch die Messergebnisse in Abbildung 5.22, die im Stillstand oder genauer gesagt, bei einem Drehgeschwindigkeitssollwert der Asynchronmaschine von null aufgenommen wurden, zeigen das gleiche Verhalten: ein stabiles Verhalten, jedoch mit sehr hohem resultierenden Winkelfehler. Die Änderung des realen Winkels liegt bei dieser Messung daran, dass die Belastungsmaschine nicht die Drehmomentschwankungen, die aufgrund des Winkelfehlers in der Regelung der Synchronmaschine entstehen, vollständig ausregeln konnte.

Beide Messungen wurden bei einer Sensibilität des geberlosen Verfahrens von $k_{kor} = 1,0s^{-1}$ durchgeführt (vergleiche 5.2.2). Wird dieser Parameter deutlich kleiner gewählt, führt dies zum Wegdriften des Spannungsmodells, also zur Instabilität der Regelung. Wird die Sensibilität weiter erhöht, wird das Verfahren insgesamt „unruhiger“, der Winkelfehler konnte dadurch jedoch nicht weiter verringert werden.

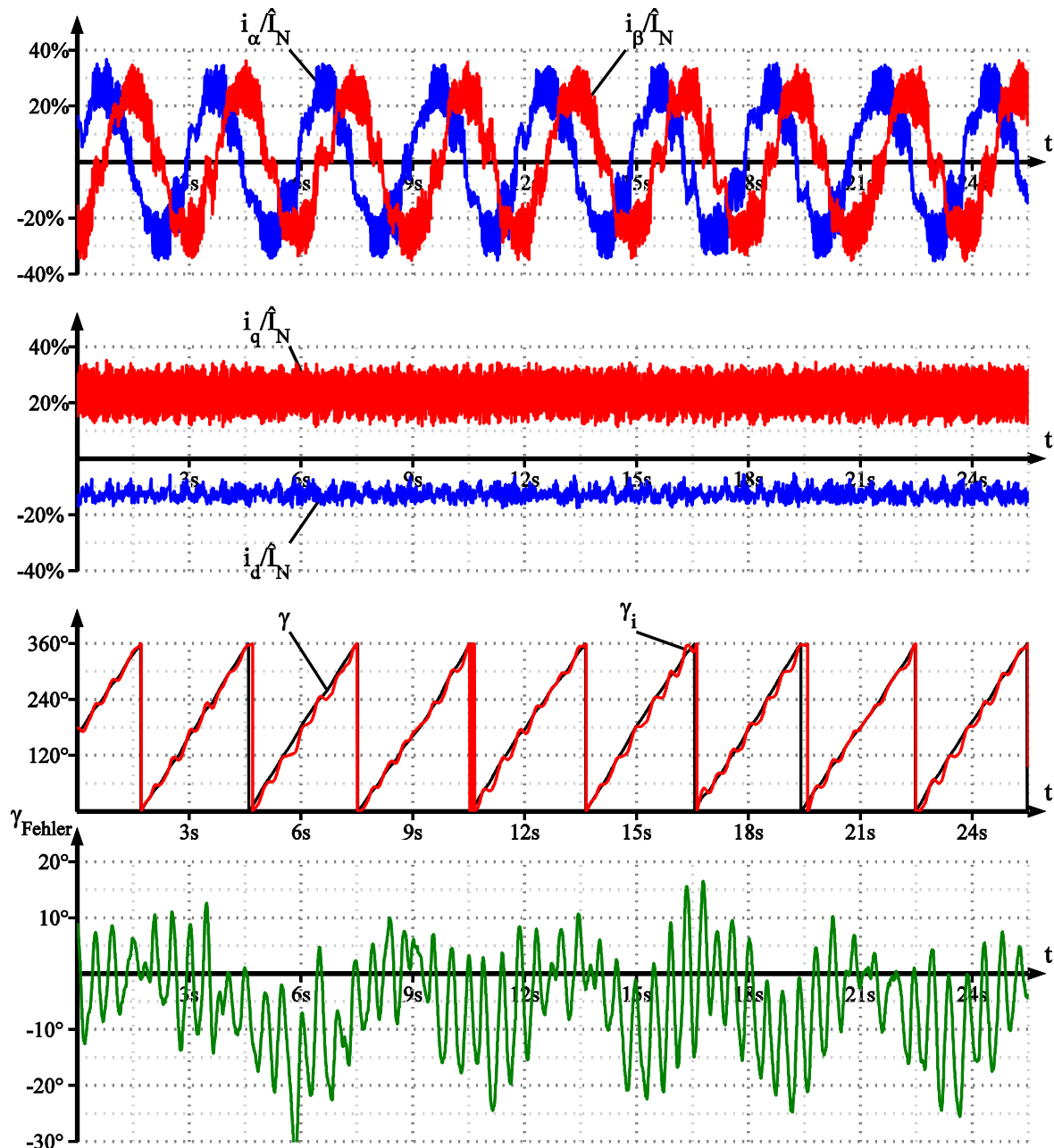


Abbildung 5.21 Gemessene Verläufe im geberlosen Betrieb bei $n=5\text{min}^{-1}$ ($n/n_N=2,2\%$) und $M/M_N=25\%$

Bei den dargestellten Messungen handelt es sich demnach bereits um die bestmöglichen Ergebnisse, die unter den vorgegeben Rahmenbedingungen, wie beispielsweise der Testsignalfrequenz von 20Hz, erreicht werden konnten.

In der Simulation wurden ähnliche Versuche durchgeführt, wobei allerdings die Testsignalfrequenz deutlich erhöht wurde (bis zu 70Hz). Dabei wurde in gleicherweise die Schaltfrequenz erhöht, welches bei einem realen Umrichter aufgrund der entstehenden Verlustleistung nicht anwendbar ist. Die Testsignalqualität blieb bei diesen simulatorischen Tests demnach konstant. Aufgrund der höheren Dynamik kann in diesen Fällen auch die Sensibilität der Nachführung durch den Parameter k_{korr} erhöht werden. Es hat sich gezeigt, dass der maximal auftretende Winkelfehler dadurch deutlich reduziert werden konnten.

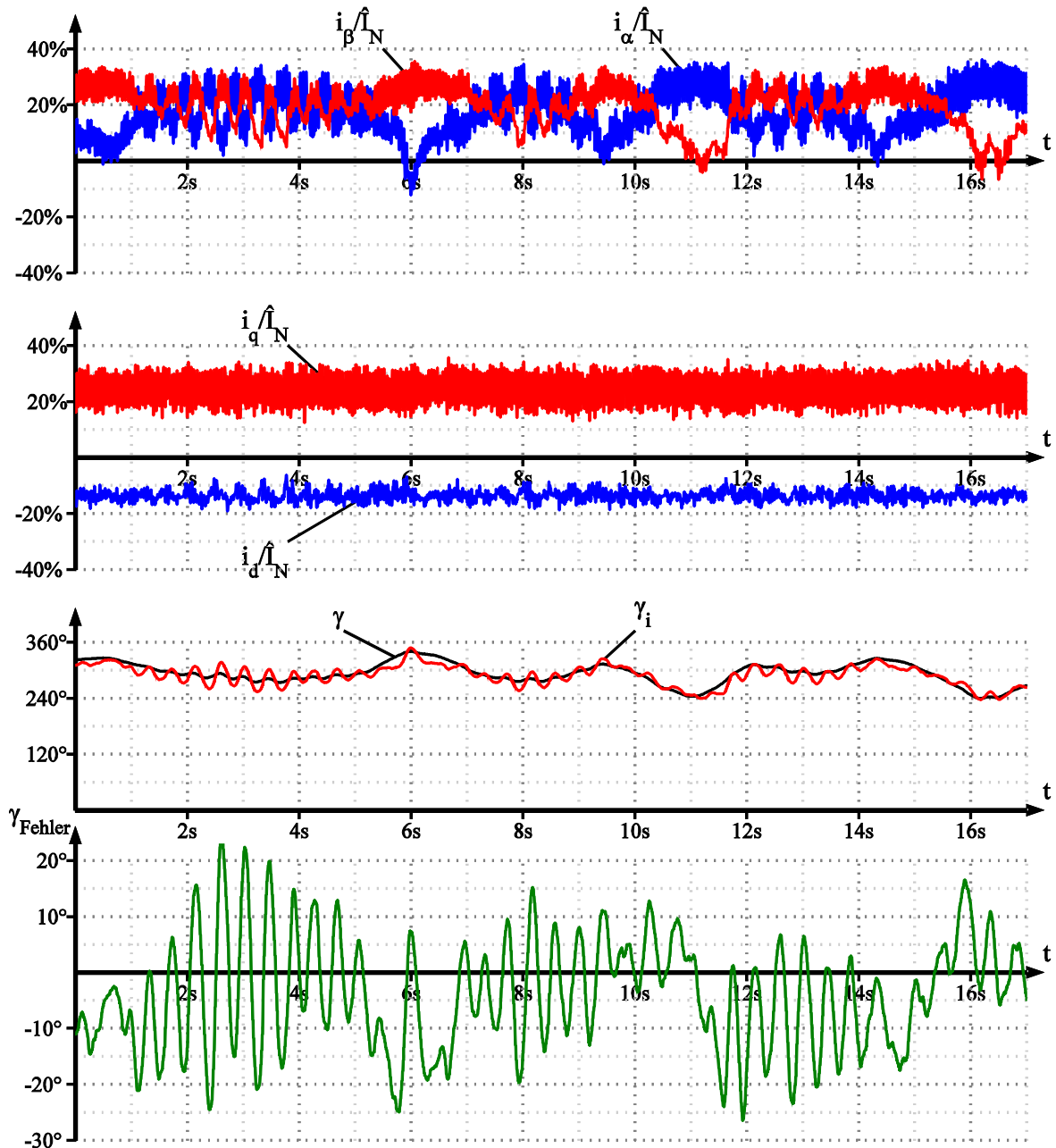


Abbildung 5.22 Gemessene Verläufe im geberlosen Betrieb bei $n=0$ und $M/M_N=25\%$

Das schlechte Verhalten des geberlosen Identifikationsprozesses lässt sich letztlich auf eine zu geringe Dynamik durch die niedrige Testsignalfrequenz zurückführen. Eine

Erhöhung der Testsignalfrequenz bei der gleichen maximal vorgegebenen Umrichter-schaltfrequenz führt zu einer deutlichen Reduktion der Testsignalqualität, welches den maximalen Winkelfehler vergrößert.

5.5.4 Reversiervorgang

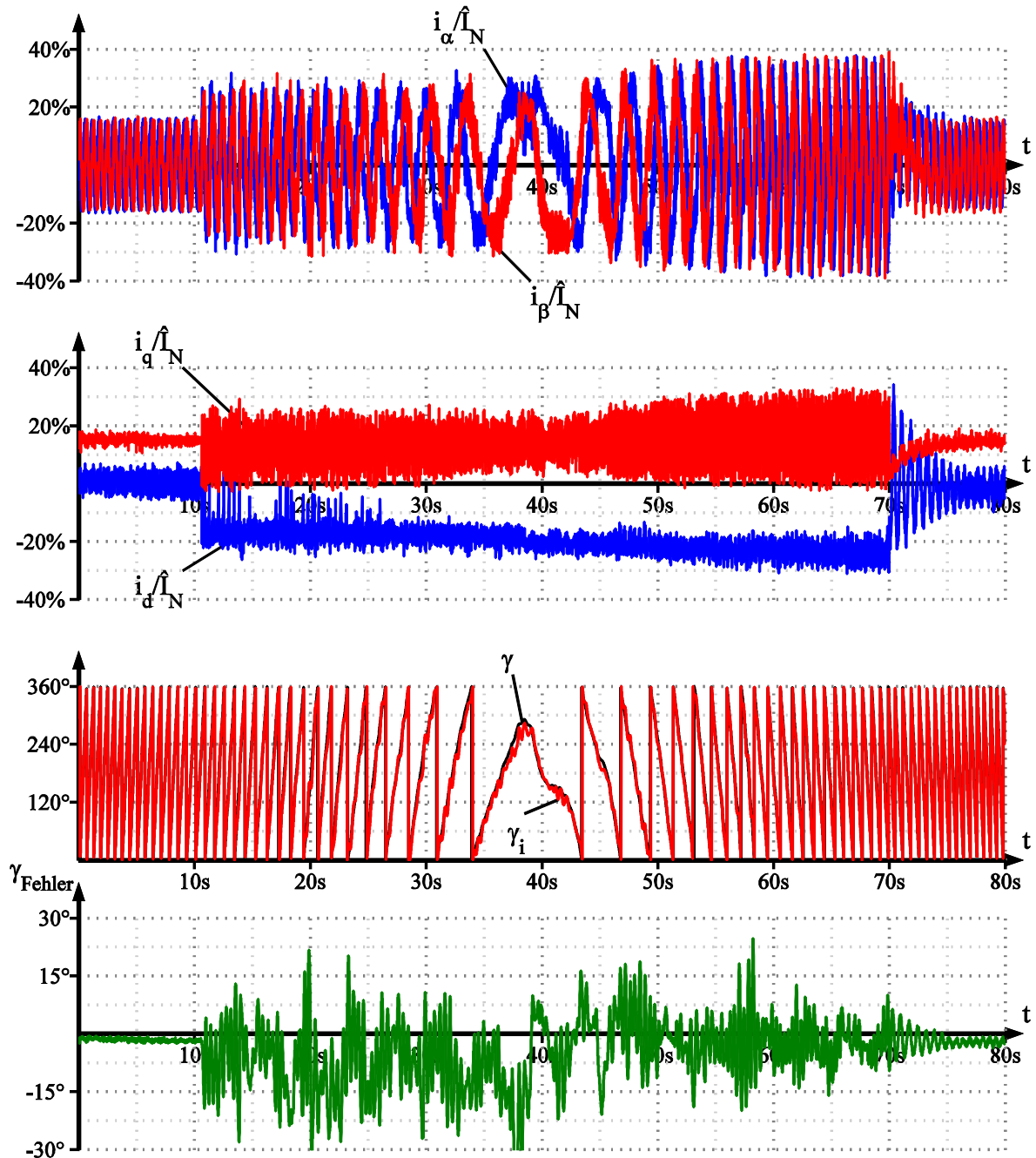


Abbildung 5.23 Reversiervorgang von $+40\text{min}^{-1}$ nach -40min^{-1} ($\pm 17,8\% n_N$) in 80s
 $M/M_N=15\%$

Neben dem stationären Verhalten des geberlosen Identifikationsverfahrens wurden weiterhin Reversiervorgänge untersucht. Das schnelle Reversieren ist dabei unproblematisch, da es hierbei zu keiner Drift des Spannungsmodells (vergleiche Kapitel 3) kommt. Das hier vorgestellte Verfahren kann zwar zusätzlich angewandt

werden, bringt allerdings keine Vorteile mit sich. Problematisch ist allerdings das langsame Durchfahren durch den niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich, da hierbei die geberlosen Verfahren für hohe Drehgeschwindigkeiten in jedem Fall versagen würden. Abbildung 5.23 zeigt die Messergebnisse eines solchen Reversierprozesses. Hierbei wurde die Drehgeschwindigkeit von $+40\text{min}^{-1}$ auf -40min^{-1} in 80 Sekunden durch die Belastungsmaschine vorgegeben. Die Synchronmaschine wurde drehmomentgeregelt mit konstantem Drehmomentsollwert betrieben. Die in Abbildung 5.23 gezeigten Verläufe der beiden Statorströme i_d und i_q erwecken den Eindruck, als ändere sich deren Mittelwert im Laufe der Zeit. Dies liegt aber nicht vor; vielmehr ergibt sich je nach Drehgeschwindigkeit ein anderer zeitlicher Verlauf der Stromwelligkeit, welches den Eindruck erwecken kann, dass auch die Strommittelwerte verschieden sind.

Prinzipiell lassen sich die gleichen Verhältnisse wie im stationären Betrieb feststellen. Es ist offensichtlich zu erkennen, dass das Regel- und Identifikationsverfahren stabil arbeitet. Es kommt zu keinerlei Drift im identifizierten Winkel. Allerdings ist der resultierende Winkelfehler wiederum sehr hoch und erreicht ebenfalls einen Maximalwert von ca. 30° . Die Gründe hierfür wurden bereits bei der Diskussion der Messergebnisse im stationären Betrieb (siehe 5.5.3) erörtert.

5.5.5 Schaltfrequenz

Eine der größten Schwierigkeiten bei der Implementation dieses Verfahrens war die, aufgrund des DMCC-Stromhystereseregler entstehende, variable Schaltfrequenz. Es hat sich gezeigt, dass diese von sehr vielen Faktoren abhängig ist. Bei konstanten Hysteresebändern, hängt diese beispielsweise von der Testsignalfrequenz und Amplitude, von dem derzeit geforderten Drehmoment und von der Drehgeschwindigkeit ab. Außerdem ergibt sich eine unterschiedliche Schaltfrequenz je nachdem ob die Maschine im Motor- oder Generatorbetrieb arbeitet. Die stärksten Einflüsse auf die Schaltfrequenz haben die Drehgeschwindigkeit und ob die Maschine motorisch oder generatorisch arbeitet. Abbildung 5.24 zeigt beispielsweise wie sich die Schaltfrequenz bei einem Reversiervorgang ändert, wenn die Hysteresebänder konstant gehalten werden. Die angegebene Schaltfrequenz ist immer die größte mittlere Schaltfrequenz aller Halbleiterschalter. Offensichtlich liegt diese Schaltfrequenz in dem Bereich von 50 bis 250Hz oder anders ausgedrückt, liegt zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert der Schaltfrequenz der Faktor fünf. Es ist demnach offensichtlich, dass die Wahl der Hysteresebänder essentiell und nicht trivial ist. Die Hysteresebänder müssen deshalb so eingestellt werden, dass zu keiner Zeit bzw. in keinem Betriebspunkt, die Schaltfrequenz den Grenzwert überschreitet. Beim Überschreiten der maximal erlaubten Schaltfrequenz wechselt die Umrichter-Software nämlich umgehend in den Fehlerzustand und die Regelung wird unterbrochen. Zu weite Hysteresebänder führen wiederum zu einer schlechten Signalqualität und letztendlich einem schlechten Verhalten des Identifikationsprozesses.

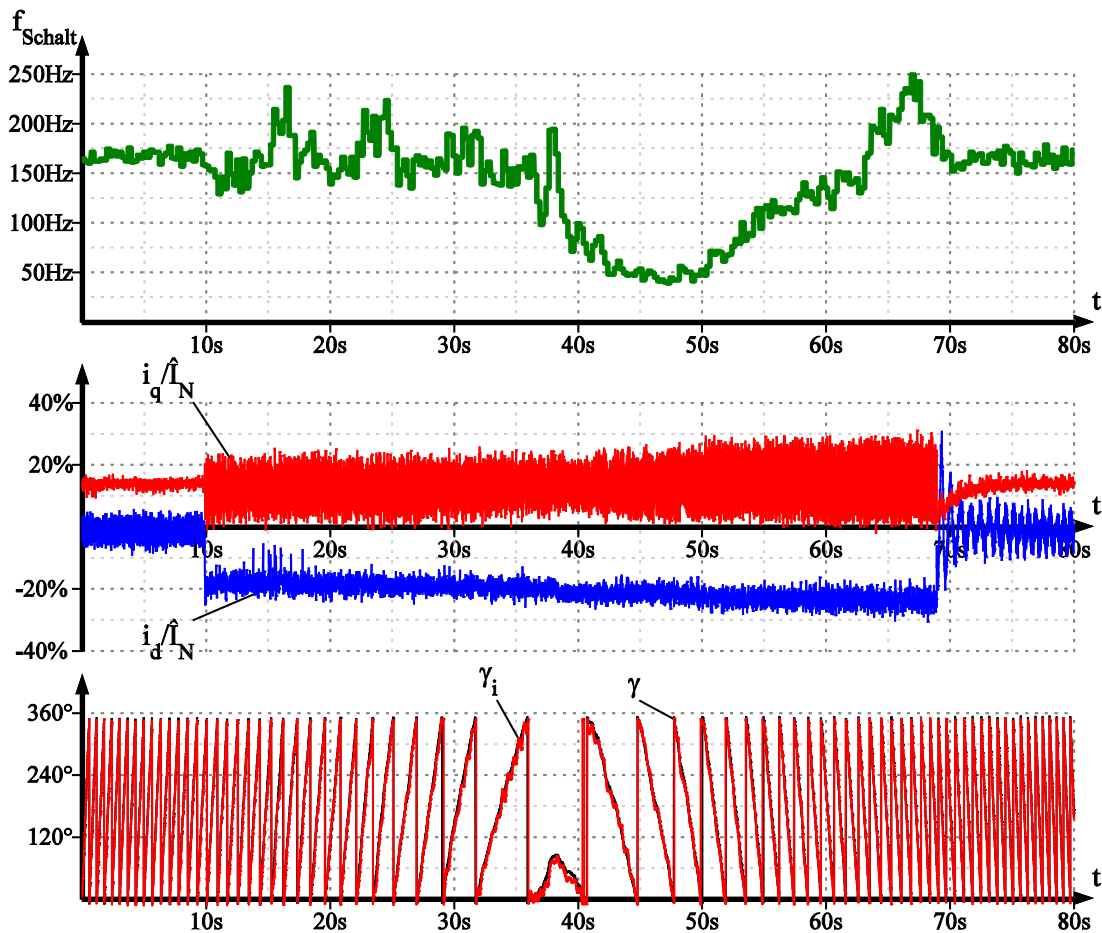


Abbildung 5.24 Änderung der Schaltfrequenz bei einem Reversiervorgang

Es sei noch angemerkt, dass es prinzipiell möglich wäre, die Hysteresebänder durch eine Art Schaltfrequenzregler in gewissen Grenzen konstant zu halten. Bei langsamer Änderung von Drehmoment oder Drehgeschwindigkeit wäre dies durchaus denkbar. Problematisch ist dieses Konzept allerdings beim schnellen Wechsel zwischen zwei Betriebszuständen. Werden die Hysteresebänder beispielsweise im ersten Betriebszustand sehr schmal gewählt um die Schaltfrequenz zu erhöhen, kann dies beim schnellen Wechsel in einen anderen Betriebszustand dazu führen, dass nun die Schaltfrequenz deutlich über dem Grenzwert liegt und der Umrichter in den Fehlerzustand wechselt. Auch das Ablegen einer Tabelle damit z.B. je nach Drehgeschwindigkeit und Drehmoment das Hystereseband angepasst werden kann, ist nicht praktikabel. Einerseits ist die Bestimmung (z.B. durch Berechnung oder Messung) der Tabellenwerte nicht trivial und andererseits müsste dies für jede Maschine wiederholt werden.

Insgesamt hat sich gezeigt, dass ein Regelverfahren mit konstanter Schaltfrequenz, also beispielsweise die feldorientierte Regelung mit Pulsweitenmodulator, dem hier verwendeten Verfahren vorzuziehen ist, auch wenn damit größere Eingriffe in die Umrichter-Software notwendig wären. Da sich jedoch gezeigt hat, dass das hier vorgestellte Identifikationsverfahren auch aufgrund von weiteren praktischen Problemen, wie beispielsweise der maximalen Schaltfrequenz, reduzierter Regeldynamik und ungenauer Identifikation, nur bedingt für den Einsatz in einem Industrieantrieb eignet, wurde dieser Ansatz nicht weiter verfolgt.

5.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein neues geberloses Verfahren für den niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich vorgestellt. Das Verfahren basiert auf der Einprägung eines Stromtestsignals in die Statorwicklung und die Auswertung der Stromantwort im Feldstrom. Für die Auswertung der Ergebnisse ist weiterhin ein Parameter notwendig, der aus einer einmaligen Messung, z.B. bei Inbetriebnahme des Antriebs, ermittelt werden kann. Es wurde gezeigt, dass sich die Stromantwort im Feldstrom bei einer Vielzahl von elektrisch erregten Synchronmaschinen messen lässt. Leider kann das hier vorgestellte Verfahren, aufgrund einer ungenauen Reproduktion des Feldstroms, nicht bei bürstenlos erregten Maschinen angewandt werden.

Die Messergebnisse bei direkt erregten Maschinen belegen jedoch den stabilen Betrieb an einem kommerziellen Mittelspannungsantrieb. Der dauerhafte Betrieb unter Last im Stillstand oder bei niedriger Drehgeschwindigkeit wurde messtechnisch nachgewiesen.

Aufgrund von praktischen Begrenzungen in der Umrichterschaltfrequenz sollte die Testsignalfrequenz weiterhin nicht über 20Hz eingestellt werden. Bei dieser Testsignalfrequenz ist die Dynamik des Anpassungsmechanismus jedoch ebenfalls gering, welches zu relativ großen Fehlern im identifizierten Polradwinkel von bis zu 30° führt und daher eher unbefriedigend für ein Identifikationsverfahren ist.

Problem	Auswirkung	Abhilfemaßnahme und Grenzen	
Kreuzkopplung beider Achsen	Drehmoment abhängiger Winkelfehler	1. Tabelle 2. f_{test} erhöhen	Schwer Messbar Schaltfrequenz muss erhöht werden
Testsignalqualität schlecht	Winkelfehler	1. Schaltfrequenz erhöhen 2. f_{test} verringern	Nicht möglich Schlechte Dynamik
Geringe Dynamik der Identifikation	Winkelfehler	f_{test} erhöhen	Schaltfrequenz muss erhöht werden
Variable Taktfrequenz	Signalqualität nicht optimal/ Hysteresebänder schwer einzustellen	Feldorientierte Regelung	
Bürstenlose Erregung	Verfahren kann nicht angewandt werden	Bisher keine Abhilfemaßnahme	

Tabelle 5.2: Praktische Probleme und mögliche Abhilfemaßnahmen

In Tabelle 5.2 sind nochmals die Probleme bei diesen Verfahren und denkbare Abhilfemaßnahmen aufgelistet. Es ist offensichtlich, dass es vor allem die praktischen Probleme sind, wie beispielsweise die limitierte maximale Umrichterschaltfrequenz, die den Einsatz dieses Verfahrens erschweren und als Folge einen ungenauen identifizierten Polradwinkel haben.

6 Zusammenfassung

Für die Regelung der elektrisch erregten Synchronmaschine ist unbedingt die Information über die Polradlage oder die Lage eines Maschinenflusses notwendig. Üblicherweise wird dafür ein mechanischer Winkelpositionssensor an der Maschinenwelle angeschlossen, der gegebenenfalls zusammen mit einem geeigneten Maschinenmodell alle notwendigen Informationen in jedem Betriebszustand der Maschine liefern kann. Unglücklicherweise handelt es sich bei den Winkelsensoren um mechanisch sowie elektrisch sensible Geräte, sodass deren Einsatz die Zuverlässigkeit des gesamten Antriebs reduziert. Ein Fehler im Sensor führt in der Regel zu einem Ausfall des gesamten Antriebs.

Eine Alternative zu dem herkömmlichen Verfahren mit mechanischem Sensor (Gebersystem) bieten die geberlosen Regelverfahren. Hierbei wird die benötigte Information der Polradlage bzw. der Lage des Maschinenflusses nur aufgrund von Maschinenmodellen ermittelt, deren Eingänge ausschließlich die Statorströme sowie der Feldstrom und die Spannung im Gleichspannungszwischenkreis sind. Diese Größen werden ohnehin im Antrieb gemessen.

Für den drehgeberlosen Betrieb von elektrisch erregten Synchronmaschinen sind verschiedene Verfahren für verschiedene Betriebszustände notwendig. Während die Verfahren für hohe Drehgeschwindigkeiten problemlos bei diesem Maschinentyp eingesetzt werden können, versagen die bisher bekannten Methoden im niedrigen Drehgeschwindigkeitsbereich oder im Stillstand bei einer Vielzahl von Maschinen oder Anwendungen. In dieser Dissertation wurden nun zunächst detailliert die Probleme beschrieben, die zu dem Versagen der bisher bekannten Methoden führen. Aufbauend auf dieser Erkenntnis wurden zwei neue Identifikationsverfahren, sowohl für die Identifikation der Anfangsrotorlage als auch für den geregelten Betrieb bei niedriger Drehgeschwindigkeit, vorgestellt. Beide Verfahren basieren auf Methoden, die das Potential haben, bei einer Vielzahl von Maschinen erfolgreich angewandt werden zu können, nämlich die Injektion von niederfrequenten Testsignalen in die Statorwicklung und die Auswertung der Signalantworten entweder im Stator oder im Feldkreis. Beide Verfahren wurden zunächst simuliert, danach an einer Niederspannungsmaschine und letztendlich an einem kommerziellen Mittelspannungs-umrichter mit entsprechender Maschine experimentell validiert.

Das Verfahren für die Identifikation der Anfangsrotorlage liefert bei der gemessenen Maschine eine Genauigkeit von besser als 5° des elektrischen Winkels der Polradlage und lässt sich sowohl bei direkt erregten als auch bei bürstenlos erregten Maschinen anwenden.

Das Verfahren zur geberlosen Regelung bei niedriger Drehgeschwindigkeit stellt den dauerhaften, geregelten Betrieb unter Last sowohl im Stillstand als auch bei kleiner Drehgeschwindigkeit sicher. Es kommt dabei zu keinerlei Drift im identifizierten Winkel. Aufgrund von praktischen Begrenzungen konnte der Winkel jedoch nur mit der moderaten Genauigkeit von 30° (elektrischer Winkel) an einem konventionellen Mittelspannungsantrieb identifiziert werden.

7 Abstract

For the control of electrically excited synchronous machines, the information of the actual rotor position or the position of a machine flux space phasor is mandatory. Generally, a mechanical angular encoder is installed at the machine shaft which delivers this information, if necessary in combination with an adequate machine model. Thus, all required information is obtained in any arbitrary operating point of the machine. Unfortunately, these sensors are mechanically and electrically sensitive devices. Leading to a degradation of the total reliability of the whole drive system as an error in these sensors normally leads to a failure in the whole drive.

An alternative to the commonly used control approaches with a mechanical sensor (encoder) are the encoderless control schemes. In this case, the required information of the rotor or flux position is determined solely by means of machine models, which only need to be fed by the measured stator and field currents as well as the voltage of the dc-link, which are measured anyways in a classical configuration.

For the encoderless control of electrically excited synchronous machines, several different approaches are necessary for different operating points of the machine. The methods which cover the high-speed operation of the drive can be applied without difficulties to this machine type, but the methods for the low speed range or standstill fail with most machines or cannot be applied in several applications. The first thing, that is discussed in this dissertation are the problems which lead to the failure of the standard methods. Based on this knowledge, two new identification strategies are introduced: one for the initial rotor position and the other for the encoderless control in the low speed and standstill area. Both approaches are based on physical effects which have the potential to work on many different electrically excited synchronous machines, namely the injection of low frequency test signals and the evaluation of the response in the stator or field winding. Both approaches were first simulated, then tested on a low voltage test bench and finally validated on a conventional medium voltage drive.

The approach for the initial rotor position identification leads to an accuracy better than 5° for the identified electrical rotor angle at the measured medium voltage machine. It can be applied at either direct or brushless excited synchronous machines.

The approach for the encoderless control in the low speed and standstill region ensures the permanent and safe operation under load in standstill and low velocities without any drift of the identified angle. However, due to practical constraints this procedure exhibits a moderate accuracy of approximately 30° of the electrical angle on a conventional medium voltage inverter.

8 Literaturverzeichnis

- [AEL-94] Arefeen, M.S.; Ehsani, M.; Lipo, T.A.
Sensorless position measurement in synchronous reluctance motor
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 6, pp. 624-630, Nov. 1994
- [AHR-10] Abu-Rub, H.; Holtz, J.; Rodriguez, J.; Baoming G.
Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2581-2596, Aug. 2010
- [Ala-93] Alaküla, M.
On the Control of Saturated Synchronous Machines
Dissertation, Dept. IEA, Lund Institute of Technology, Lund, Schweden, 1993
- [BAR-09] Boldea, I.; Andreescu, G.D.; Rossi, C.; Pilati, A.; Casadei, D.
Active flux based motion-sensorless vector control of DC-excited synchronous machines
IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2009, pp. 2496-2503, Sept. 2009
- [BSM-12] Bronstein, I.; Semendjajew, K.; Musiol, G.; Mühlig H.
Taschenbuch der Mathematik
Harri Deutsch; Auflage: 8. vollständig überarb. Aufl., Okt. 2012, ISBN 3817120184
- [BWW-72] Bayer, K. H.; Waldmann, H.; Weibelzahl, M.
Field-Orientated Closed-Loop Control of a Synchronous Machine with the new Transvektor Control System
Siemens Review, vol. XXXIX, no. 5, pp. 220-223, Mai 1972
- [BG-08] Barinberg, V.; Götz, F.
Verbessertes Spannungs-Modell zur sensorlosen Ansteuerung von Antrieben mit permanentmagneterregten Synchronmotoren
SPS IPC Drives, Nürnberg, 2008
- [Bin-12] Binder, A.
Elektrische Maschinen und Antriebe
Springer; Auflage: 2012, Dez. 2012, ISBN 3540718494

- [Bla-72] Blaschke F.
The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control Systems for Rotating-Field Machines
Siemens Review, XXXIX, 1972, no. 5, pp. 217-220
- [BM-93] Brass, M.A.; Mecrow, B.C.
Elektrische Maschinen und Antriebe
Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives, 1993,
Conf. Publ. no. 376 , pp. 115-120, Sept. 1993
- [Can-69] Canay, I.M.
Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, no.7,
pp. 1114-1120, Juli 1969
- [CB-99] Celanovic, N.; Boroyevich, D.
A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters
Industry Applications Conference 1999, vol. 2, pp. 1173-1177, 1999
- [CJN-13] Jongwon Choi; Ilsu Jeong; Kwanghee Nam; SungYoon Jung
Sensorless control for electrically energized synchronous motor based on signal injection to field winding
39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2013, pp. 3120-3129, Nov. 2013
- [CKS-12] Chikh, K.; Khafallah, M.; Saad, A.; Yousfi, D.; Chaikhy, H.
A novel fixed-switching-frequency DTC for PMSM drive with low torque and flux ripple based on Sinusoidal Pulse With Modulation and predictive controller
International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2012, pp. 1069-1075, Mai 2012
- [CL-08] Corley, M.J.; Lorenz, R.D.
Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 784-789,
Juli/Aug. 1998
- [DWZ-11] Xianming Deng; Lei Wang; Jiamin Zhang; Zhixun Ma
Rotor Position Detection of Synchronous Motor Based on High-frequency Signal Injection into the Rotor
Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2011, vol. 3, pp. 195-198, Jan. 2011

- [FP-11] Feuersänger, S.; Pacas, M.
Online parameter tracking in PMSM-control schemes with and without encoder
PCIM 2011, Nürnberg, Mai 2011
- [FP-12a] Feuersänger, S.; Pacas, M.
Initial Rotor Position Detection in Electrically Excited Medium Voltage Synchronous Machines
PCIM 2012, Nürnberg, 2012
- [FP-12b] Feuersänger, S.; Pacas, M.
Initial rotor position identification in medium voltage synchronous machines
38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2012, pp. 1852-1857, Okt. 2012
- [FP-14] Feuersänger, S.; Pacas, M.
Initial rotor position detection in synchronous machines using low frequency pulses
40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, pp. 675- 681, Nov. 2014
- [GDS-12] Griffo, A.; Drury, D.; Sawata, T.; Mellor, P.H.
Sensorless starting of a wound-field synchronous starter/generator for aerospace applications
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, pp. 3579-3587, Sept. 2012
- [HK-09] Hammel, W.; Kennel, R.M.
Integration of alternating carrier injection in position sensorless control without any filtering
IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2009, pp. 3830-3836, Sept. 2009
- [HK-10] Hammel, W.; Kennel, R.M.
Position sensorless control of PMSM by synchronous injection and demodulation of alternating carrier voltage
First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2010, pp. 56-63, Juli 2010
- [HN-08] Hasegawa, C.; Nishikata, S.
A sensorless rotor position detecting method for self-controlled synchronous motors
International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2008, pp. 1017-1021, Okt. 2008

- [Hol-95] Holtz, J.
State of the art of controlled AC drives without speed sensor
International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1995,
pp. 1- 6, vol. 1, Feb. 1995
- [Hol-05] Holtz, J.
*Perspectives of sensorless AC drive technology from the state of the art to
future trends*
PCIM Europe 2005, Nürnberg, pp. 80–87, Juni 2005
- [Hol-06] Holtz, J.
*Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous
Machines*
IEEE Industry Applications Conference (IAS), 2006, vol. 4, pp. 2040-2047,
Okt. 2006
- [Hol-08] Holtz, J.
*Acquisition of Position Error and Magnet Polarity for Sensorless Control
of PM Synchronous Machines*
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 1172-1180,
Juli/Aug. 2008
- [ISI-07] Imecs, M.; Szabo, C.; Incze, I.I.
*Stator-field-oriented vectorial control for VSI-fed wound-excited
synchronous motor*
International Aegean Conference on Electrical Machines and Power
Electronics (ACEMP), 2007, pp. 303- 308, Sept. 2007
- [JR-11] Jain, A.K.; Ranganathan, V.T.
*Modeling and Field Oriented Control of Salient Pole Wound Field
Synchronous Machine in Stator Flux Coordinates*
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 3, pp. 960- 970,
März 2011
- [Kau-99] Kaukonen, J.
*Salient Pole Synchronous Machine Modelling in an Industrial Direct
Torque Controlled Drive Application*
Dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta,
Finland, 1999
- [Kil-02] Kilhau, A.
Drehgeberlose Regelung der Synchronen Reluktanzmaschine
Dissertation, Universität Siegen, Siegen, 2002

- [KKF-07] de Kock, H.W.; Kamper, M.J.; Ferreira, O.C.; Kennel, R.M.
Position sensorless control of the Reluctance Synchronous Machine considering High Frequency inductances
7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2007, pp. 812- 821, Nov. 2007
- [KN-09] Kato, Y.; Nishikata, S.
Studies on a sensorless starting method for self-controlled synchronous motors without Damper Windings
International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2009, pp. 1-5, Nov. 2009
- [Kov-84] Leonhard, W.
Transient Phenomena in Electrical Machines
Elsevier Science Ltd., Mai 1984, ISBN 044499663X
- [Leo-96] Leonhard, W.
Control of Electrical Drives
2nd ed. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, Tokyo, 1996
- [LGW-07] Shen Li; Qiongquan Ge; Xiaoxin Wang; Yaohua Li
Implementation of Sensorless Control with improved flux integrator for Wound Field Synchronous Motor
2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2007, pp.1526-1530, Mai 2007
- [Lin-03] Linke, M.
Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen
Dissertation, Universität Wuppertal, Wuppertal, Mai 2003
- [LKH-02] Linke, M.; Kennel, R.; Holtz, J.
Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed
28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2002, vol.1, pp.674-679, Nov. 2002
- [LKH-03] Linke, M.; Kennel, R.; Holtz, J.
Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection
IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), vol. 2, pp. 1211-1217, Juni 2003
- [Lun-12] Lunze, J.
Regelungstechnik 2
Springer; Auflage: 7., überarbeitete Aufl. 2013 (11. Oktober 2012), ISBN 3642295614

- [MA-10] Märgner, M.; Hackmann, W.
Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application
Emobility - Electrical Power Train, 2010, pp. 1-6, Nov. 2010
- [Mey-85] Meyer, M.
Elektrische Antriebstechnik: Band 1
Springer; Auflage: Spi (1. Mai 1985), ISBN 3540138528
- [ML-94] Matsuo, T.; Lipo, T.A.
Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements
IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1994, pp. 627-634, vol. 1, Okt. 1994
- [Mor-07] Morales, R.
Encoderless Predictive Direct Torque Control of the Synchronous Reluctance Machine at Low and Zero Speed
Dissertation, Universität Siegen, Siegen, 2007
- [MP-05] Müller, G.; Ponick, B.
Grundlagen elektrischer Maschinen
Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA; Auflage: 9. völlig neu bearb. Auflage (4. November 2005), ISBN 3527405240
- [MP-09] Müller, G.; Ponick, B.
Theorie elektrischer Maschinen
Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA; Auflage: 6. völlig neu bearb. Auflage (14. Januar 2009), ISBN 3527405267
- [MVP-06] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B.
Berechnung elektrischer Maschinen
Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA; Auflage: 6. völlig neu bearb. Auflage (17. Oktober 2007), ISBN 3527405259
- [MW-90] Melkebeek, J.A.; Willems, J.L.
Reciprocity relations for the mutual inductances between orthogonal axis windings in saturated salient-pole machines
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, no. 1, pp. 107-114, Jan./Feb. 1990
- [Nie-99] Niemelä, M.
Position Sensorless Electrically Excited Synchronous Motor Drive for Industrial Use Based on Direct Flux Linkage and Torque Control
Dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 1999

- [NIM-99] Nakashima, S.; Inagaki, Y.; Miki, I.
Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent magnet synchronous motor
International Conference on Electric Machines and Drives (IEMD), 1999,
pp. 525-527, Mai 1999
- [ON-11] Okubo, M.; Nishikata, S.
A sensorless starting method for self-controlled synchronous motors without damper windings using a DC chopper in the exciter circuit
International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),
2011, pp. 1-4, Aug. 2011
- [PHL-08] Piippo, A.; Hinkkanen, M.; Luomi, J.
Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 570- 576,
Feb. 2008
- [Pac-11] Pacas, M.
Sensorless Drives in Industrial Applications
IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 16- 23, Juni 2011
- [Pap-77] Papoulis, A.
Signal Analysis
McGraw-Hill Inc.,US (Mai 1977), ISBN 0070484600
- [PLK-11] Paulus, D.; Landsmann, P.; Kennel, R.
Sensorless field- oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation
Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011, pp.
41-46, Sept. 2011
- [PPT-03] Parasiliti, F.; Petrella, R.; Tursini, M.
Initial rotor position estimation method for PM motors
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 6, pp. 1630-1640,
Nov.-Dez. 2003
- [PRS-05] Pou, J.; Rodriguez, P.; Sala, V.; Zaragoza, J.; Burgos, R.; Boroyevich, D.
Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of the low-frequency voltage oscillations in the neutral point
31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2005, pp. 6, Nov. 2005
- [QD-08] Quang, N. P.; Dittrich, J.-A.
Vector Control of Three-Phase AC Machines
Springer; Auflage: 2008 (18. Juni 2008), ISBN 3540790284

- [RBA-12] Rasilo, P.; Belahcen, A.; Arkkio, A.
Effect of rotor pole-shoe construction on losses of inverter-fed synchronous motors
XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2012, pp. 1282-1286, Sept. 2012
- [RCP-06] Rossi, C.; Casadei, D.; Pilati, A.; Marano, M.
Wound Rotor Salient Pole Synchronous Machine Drive for Electric Traction
IEEE IAS Annual Meeting, 2006, vol. 3, pp. 1235-1241, Okt. 2006
- [RES-13] Rambetius, A.; Ebersberger, S.; Seilmeier, M.; Piepenbreier, B.
Carrier signal based sensorless control of electrically excited synchronous machines at standstill and low speed using the rotor winding as a receiver
15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013, pp. 1-10, Sept. 2013
- [RLP-14a] Rambetius, A.; Luthardt, S.; Piepenbreier, B.
Speed estimation and compensation for harmonics in sensorless wound rotor synchronous machines
5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2014, pp. 1-8, Mai 2014
- [RLP-14b] Rambetius, A.; Luthardt, S.; Piepenbreier, B.
Modeling of wound rotor synchronous machines considering harmonics, geometric saliencies and saturation induced saliencies
International Power Electronics Conference (IPEC - ECCE-ASIA), 2014, pp. 3029-3036, Mai 2014
- [RP-13] Rambetius, A.; Piepenbreier, B.
Sensorless control of wound rotor synchronous machines using the switching of the rotor chopper as a carrier signal
IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013, pp. 1-8, Okt. 2013
- [RP-14] Rambetius, A.; Piepenbreier, B.
Comparison of carrier signal based approaches for sensorless wound rotor synchronous machines
International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014, pp. 1152-1159, Juni 2014
- [RS-02] Robeischl, E.; Schroedl, M.
Optimized INFORM-measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion
Industry Applications Conference/37th IAS Annual Meeting, 2002, vol. 1, pp. 92-98, Okt. 2002

- [Sch-12] Schröder, D.
Leistungselektronische Schaltungen
Springer; Auflage: 3. Aufl. 2012. überarb. und erw. (28. Oktober 2012),
ISBN 3642301037
- [Sch-91] Schroedl, M.
An improved position estimator for sensorless control of permanent magnet synchronous motors
EPE, 1991, vol. 3, pp. 418–423, 1991
- [Sch-96] Schroedl, M.
Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method
IEEE Industry Applications Conference, 1996, vol. 1, pp. 270-277, Okt 1996
- [SCH-99] Suh J.-H.; Choi C.-H.; Hyun D.-S.
A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters
Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1999. vol. 1, pp. 515-520, März 1999
- [Sei-11] Seilmeier, M.
Modelling of electrically excited synchronous machine (EESM) considering nonlinear material characteristics and multiple saliencies
14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2011, pp. 1-10, Aug./Sept. 2011
- [Ser-09] Serna, E. T.
Diagnostics of Rotor Asymmetries in Inverter-Fed, Variable Speed Induction Machines
Dissertation, Universität Siegen, Siegen, Deutschland, 2009
- [Ser-86] Serrano-Iribarnegaray, L.
Ersetzen der mathematischen durch die physikalischen Raumzeiger zur Untersuchung stationärer und dynamischer Vorgänge in rotierenden elektrischen Maschinen
ETZArchiv: Archiv für elektrische Energietechnik der ETZ, Bd. 8, pp. 347-352, 1986
- [SKR-07] Sikorski, A.; Korzeniewski, M.; Ruzczyk, A.; Kazmierkowski, M.P.; Antoniewicz, P.; Kolomyjski, W.; Jasinski, M.
A comparison of properties of direct torque and flux control methods (DTC-SVM, DTC- δ , DTC-2x2, DTFC-3A)
The International Conference on "Computer as a Tool" (EUROCON), 2007, pp. 1733-1739, Sept. 2007

- [Spä-73] Späth, H.
Elektrische Maschinen
Springer Verlag Berlin, Heidelberg, 1973, ISBN 3540063498
- [SS-06] Suwankawin, S.; Sangwongwanich, S.
Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor Drives-tracking performance and stabilization
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, pp. 96-119, Feb. 2006
- [SS-08] Schroedl, M.; Simetzberger, C.
Sensorless control of PM synchronous motors using a predictive current controller with integrated INFORM and EMF evaluation
Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), 2008, pp. 2275-2282, Sept. 2008
- [Ste-67] Stepina, J.
Raumzeiger als Theorie der elektrischen Maschinen
Elektrotechnische Zeitschrift. ETZA Bd. 88, pp. 584-588, 1967
- [Stu-10] Stulz, C.
Antriebssysteme 2
Vorlesungsskript, ETH Zürich, 2010
- [TO-89] Takahashi I., Ohmori Y.
High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, März/April 1989
- [UP-13] Uzel, D.; Peroutka, Z.
Resolver Motivated Sensorless Rotor Position Estimation of Wound Rotor Synchronous Motors
IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2013, pp. 1-6, Mai 2013
- [USP-14] Uzel, D.; Smidl, V.; Peroutka, Z.
Estimator comparison for resolver motivated sensorless rotor position estimation of wound rotor synchronous motors
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-ECCE Europe), 2014, pp. 1-8, Aug. 2014
- [Wal-81] Walker, J.H.
Large Synchronous Machines
Oxford University Press (August 1981), ISBN 0198593643

- [WKM-12] Xiaocan Wang; Kennel, R.; Zhixun Ma; Jianbo Gao
Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection
7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012, vol. 4, pp. 2367-2371, Juni 2012
- [WL-10] Chenchen Wang; Yongdong Li
Analysis and Calculation of Zero-Sequence Voltage Considering Neutral-Point Potential Balancing in Three-Level NPC Converters
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2262-2271, Juli 2010
- [XWD-13] Wei Xie; Xiaocan Wang; Dajaku, G.; Gerling, D.; Kennel, R.
Improvement and comparison of efficiency and low cost drive system based on DTC and DTC-SVM
IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013, pp. 1261-1266, Mai 2013

9 Anhang

Maschinendaten:

	Maschine 1 (Schenkelpol)	Maschine 2 (Schenkelpol)	Maschine 3 (Vollpol)	Maschine 4 (Schenkelpol)	Maschine 5 (Schenkelpol)	Maschine 6 (Schenkelpol)	Maschine 7 (Schenkelpol)	Maschine 8 (Schenkelpol)	Maschine 9 (Schenkelpol)	Maschine 10 (Schenkelpol)	Maschine 11 (Schenkelpol)	Maschine 12 (Schenkelpol)	Maschine 13 (Schenkelpol)	Labormasch. (Schenkelpol)
Nennndaten:														
P_N [MW]	1,1*	4,4	4,7	7,2	7,7	8,95	9,0	10,35	11,19	14,6	17,6	20	20,5	1,0
n_N [min ⁻¹]	1500	1000	1500	1800	257	1800	1000	1800	1800	1500	165	1800	132	225
p	2	3	3	2	6	2	2	2	2	2	6	2	6	4
U_N [V]	3300	5774	3100	3050	6600	6900	3150	6600	6900	6600	3100	6600	3050	3300
I_N [A]	200	454	921	1400	687	768	1674	921	958	1295	3374	1776	4014	186
f_N [Hz]	50	50	75	60	25,7	60	33,33	60	60	50	16,5	60	13,2	15
$\cos \varphi_N$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Parameter im Ersatzschaltbild (ungesättigte Werte):														
R_1 [mΩ]	120	57,3	5,25	2,77	36,6	22,3	5,86	14,5	16,6	10,3	6,37	7,64	6,10	267
$L_{1\sigma}$ [mH]	3,09	2,10	0,445	0,382	5,22	1,28	0,659	1,53	0,971	1,19	0,870	0,843	1,29	13,4
R_f [mΩ]	20		1,75	0,881	5,55	6,74	1,20	4,22	4,99	2,35	1,27	1,91	1,06	1670
$L_{f\sigma}$ [mH]	3,94	4,06	0,701	0,637	6,97	2,39	0,461	2,70	1,76	1,97	1,90	1,54	1,95	17,7
R_D [mΩ]	706	1080	33,0	136	180	61,2	50,7	650	46,16	378	55,0	307	50,4	1120
$L_{D\sigma}$ [mH]	1,64	1,17	0,351	0,507	3,23	10,1	0,892	2,33	7,89	1,89	1,31	1,19	1,54	13,9
R_Q [mΩ]	558	1080	33,0	93,0	143	50,3	32,4	411	36,6	235	38,8	197	31,3	749
$L_{Q\sigma}$ [mH]	1,30	1,17	0,351	0,173	3,85	1,17	0,828	0,763	0,912	0,523	0,924	0,366	1,47	9,36
L_{hd} [mH]	51,8	23,3	3,18	2,4	46,7	17,9	11,0	10,3	14,1	9,44	9,86	5,75	11,9	182
L_{hq} [mH]	23,3	12,1	3,02	1,45	22,6	10,3	4,33	6,08	8,05	5,10	5,18	3,47	5,78	81,6
L_C [mH]	0	0	0	0	0	0	0	-0,433	0	-0,408	0	-0,245	0	0

*angegeben ist die Nennscheinleistung