

Lehrstuhl für elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Technischen Universität München

Beliebige Injektion für permanent erregte Synchronmaschinen

Dirk Paulus

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

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Hans-Georg Herzog

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold
(Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg)

Die Dissertation wurde am 30.09.2014 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am
12.02.2015 angenommen.

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik der Technischen Universität München.

Mein besonderer Dank gilt meinem Betreuer Prof. Ralph Kennel, welcher mir bei meiner Forschungstätigkeit große Freiheiten einräumte, mich in kritischen Situationen unterstützte und es mir ermöglichte, an wichtigen Fachtagungen teilzunehmen. Bei Prof. Roberto Leidhold möchte ich mich für die Anfertigung des Gutachtens und der wertvollen Ratschläge für die Arbeit bedanken.

Janos Jung möchte ich für seine umfangreiche Arbeit im Bereich der Hardware danken, die er als Student an unserem Lehrstuhl durchgeführt hatte.

Mein Dank gilt auch meinen Kollegen Jean Francois Stumper, Peter Landsmann und Sascha Kühl, welche immer ein offenes Ohr für mich hatten und sich ausreichend Zeit nahmen, fachliche Zusammenhänge zu diskutieren.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Beiträge und Übersicht	3
2	Grundlagen	5
2.1	Notationen	6
2.2	Raumzeiger	6
2.3	Raumzeigermodulation	9
2.4	Vereinfachtes Modell der Synchronmaschine	12
2.5	Eigenschaften verschiedener Synchronmaschinen	19
2.6	Stand der Technik der geberlosen Regelung	22
3	Beliebige Injektion	27
3.1	Grundidee der Beliebigen Injektion	30
3.2	Berücksichtigung der Grundwelle für konstante Intervalle	34
3.2.1	Filtermethode zur Ermittlung des Grundwellenverhaltens	35
3.2.2	Differenzenverfahren zur Eliminierung des Grundwellenverhaltens	36
3.2.3	Δ^2 -Verfahren zur Eliminierung des Grundwellenverhaltens	39
3.2.4	Analyse des Differenzenverfahrens	41
3.2.5	Simulative Untersuchungen des Differenzenverfahrens	44
3.3	Berücksichtigung der Grundwelle für flexible Intervalle	55
3.3.1	Differenzenverfahren für flexible Intervalle	56
3.3.2	Anwendungsbeispiel für das flexible Differenzenverfahren	59
3.3.3	Analyse des flexiblen Differenzenverfahrens	64
3.4	Injektionsstrategie zur Bestimmung der mittleren Admittanz	73
3.4.1	Additive Bestimmung der mittleren Admittanz	74
3.4.2	Geometrische Bestimmung der mittleren Admittanz	75
3.5	Berücksichtigung der magnetischen Sättigung	76
3.6	Experimentelle Untersuchungen	80

3.6.1	Messungen für das konstante Δ^2 -Verfahren	82
3.6.2	Messungen für das flexible Δ^2 -Verfahren	86
3.7	Schwierigkeiten bei Anwendung des Verfahrens der Beliebigen Injektion	91
3.8	Zusammenfassung Beliebige Injektion	94
4	Geberlose Regelung von Maschinen mit harmonischen Anisotropien	97
4.1	Literaturübersicht bezüglich harmonischer Anisotropien	98
4.2	Maschinenmodell für harmonische Anisotropien	99
4.3	Beliebige Injektion für Maschinen mit harmonischen Anisotropien .	103
4.4	Bestimmung der Koeffizienten des harmonischen Modells	105
4.5	Analyse bekannter Verfahren	106
4.5.1	Skalarer Ansatz	107
4.5.2	Vektorieller Ansatz	110
4.6	Betragsoptimierung	114
4.7	Untersuchungen Betragsoptimierung	117
4.7.1	Einfluss des Anisotropieverhältnisses	117
4.7.2	Verstärkung der Modellfehleränderung	119
4.7.3	Stabilität der Betragsoptimierung	121
4.8	Anisotropieverhalten der untersuchten Maschine	130
4.9	Experimentelle Untersuchungen	131
4.10	Zusammenfassung harmonische Anisotropien	138
5	Zusammenfassung	139
6	Anhang	143
6.1	Prüfstands- und Maschinendaten	143
6.2	Notationen	146
6.3	Abkürzungen	149
6.4	Vorveröffentlichungen	150
	Literaturverzeichnis	151

Kapitel 1

Einleitung

Die Anwendungsgebiete für elektrisch geregelte Antriebe sind nahezu unbegrenzt. Diese reichen von Generatoren für die Energieversorgung, zu Traktionsmotoren in Elektrofahrzeugen über komplexe Servoantriebe, bis hin zu Miniaturanwendungen in der Medizintechnik.

Sobald ein elektrischer Antrieb eingesetzt wird, kommen Fragen hinsichtlich der Kosten, der Performanz, des Platzbedarfs und neuerdings auch der Effizienz auf.

Der Kompromiss, welcher letztendlich getroffen werden muss, besteht aus einem günstigen Antrieb, der in allen anderen Punkten jedoch nicht überzeugen kann, oder einem vergleichsweise teuren Antriebssystem, welches mit Performanz, Bauraum und Effizienz punktet.

Sofern die letztgenannten Punkte von hoher Relevanz sind, wird in der Regel eine permanent erregte Synchronmaschine eingesetzt, die sich durch eine kompakte Bauweise und einen guten Wirkungsgrad auszeichnet. Insbesondere durch die vorhandenen Permanentmagneten und den Einsatz von Drehgebern ergeben sich für diesen Maschinentyp hohe Gesamtsystemkosten.

Da im Vergleich zu dem Magnetmaterial die Ausgaben für den Drehgeber und die Geberzuleitung nicht mit der Größe des Antriebs skalieren, kann der Drehgeber besonders im kleinen Leistungsbereich einen wesentlichen Anteil der Gesamtkosten des Antriebs beanspruchen.

Darüber hinaus weist der Drehgeber weitere Nachteile hinsichtlich Robustheit und Ausfallsicherheit auf. Aus diesen Gründen besteht der Wunsch, den Drehgeber durch die Verwendung bereits vorhandener Ressourcen im Antrieb zu ersetzen.

Während in den Anfängen der geberlosen Regelung ausschließlich grundwellenbasierte Verfahren eingesetzt wurden, die sich durch ihre Einfachheit auszeichnen, allerdings bei sehr niedrigen Drehzahlen nicht funktionieren, liegt der derzeitige Schwerpunkt der Forschungen der geberlosen Regelung bei den anisotropiebasierten Methoden. Diese Verfahren weisen keine physikalisch bedingte Drehzahlgrenze auf, stellen allerdings bei der Implementierung höhere Ansprüche an die Sensorik und die Ressourcen des Antriebsrechners.

Für die anisotropiebasierten Methoden wird die Eigenschaft der magnetischen Unsymmetrie des Rotors ausgenutzt. Diese entsteht zum einen durch die lokale Vorsättigung durch den Permanentfluss im Rotor und zum anderen durch geometrisch bedingte Unsymmetrien des Rotors. Die Summe beider Einflüsse wird in dem hier dargestellten Kontext als Anisotropie bezeichnet.

Durch die Messung des Maschinenstroms und Kenntnis der an die Maschine angelegten Spannung ist es möglich, mittels anisotropiebasierter Verfahren die Rotorposition zu bestimmen.

Im Vergleich zu geberbehafteten Systemen weisen die geberlosen Verfahren insbesondere hinsichtlich Geräusentwicklung, Performanz, Kompatibilität und Überlastfähigkeit Nachteile auf.

Eine Verbesserung aller der genannten Punkte steht im Fokus der wissenschaftlichen Arbeiten mit dem Ziel, die Performanz geberloser Systeme immer näher in Richtung geberbehafteter Systeme zu bewegen.

Eine große Herausforderung der geberlosen Regelung ist die Kompatibilität zu verschiedenen Synchronmaschinentypen. Das macht sich besonders bemerkbar bei der Anwendung etablierter Anisotropieverfahren für die Synchronmaschine mit Stator-einzelzahnwicklung.

Dieser Maschinentyp ist gegenüber der Synchronmaschine mit verteilter Statorwicklung deutlich günstiger zu produzieren und besitzt wegen des nicht vorhandenen Wickelkopfes, welcher die Baulänge reduziert gegenüber der herkömmlichen Synchronmaschine mit verteilter Wicklung eine höhere Leistungsdichte.

Solche Maschinen können aufgrund der Stator- und Rotorgeometrie sogenannte harmonische Anisotropien besitzen. Daher ist die ermittelte Anisotropie immer eine Summe mehrere harmonischer Anisotropien. Durch das nicht ausschließlich vom Rotor bedingte Anisotropieverhalten ist eine Bestimmung der Rotorposition nicht einfach möglich.

Aufgrund der Kombination der Vorteile dieses Maschinentyps mit den Vorteilen der geberlosen Regelung besteht nicht nur aus wissenschaftlicher Sicht ein gesteigertes Interesse daran, diesen Maschinentyp geberlos zu betreiben.

1.1 Beiträge und Übersicht

Basierend auf dem aktuellen Stand der Forschung werden in dieser Arbeit zwei Beiträge vorgestellt. Zum einen das anisotropiebasierte Geberlosverfahren der Beliebigen Injektion (*Arbitrary Injection*) und zum anderen ein mehrdimensionaler nichtlinearer Beobachter zur Bestimmung der Rotorlage für Synchronmaschinen mit stark ausgeprägten harmonischen Anisotropien.

- Das modellbasierte Verfahren der Beliebigen Injektion benötigt zur Rotorlagebestimmung lediglich das Vorhandensein einer Stromänderung. Hierbei ist es möglich, dass die Stromänderung durch eine zusätzliche Injektion oder durch die diskreten Schaltzustände der PWM verursacht wird. Gegenüber bekannten Methoden bestehen für das Verfahren der Beliebigen Injektion kaum Einschränkungen hinsichtlich Injektionsformen, Strommessintervallen, Dynamik und Parameterabhängigkeit. Durch die direkte Positionsbestimmung ist das Verfahren sehr flexibel und robust. Für die Anwendung dieser Methode ist keine zusätzliche Hardware erforderlich, und es bestehen keine Einschränkungen hinsichtlich der Arbeitspunkte für die feldorientierte Regelung.
- Die geberlose Regelung von Maschinen mit diskreter Statorwicklung stellt eine enorme Herausforderung dar, da aufgrund der nicht sinusförmig verteilten Statorwicklung der Zusammenhang zwischen Rotorposition und Maschinenanisotropie deutlich komplizierter ausfällt. Daher ist es für bekannte Methoden nicht möglich eine Zuordnungsvorschrift zwischen Rotorposition und Maschinenanisotropie zu finden, wenn eine Hauptbeeinflussung der Maschinenanisotropie durch harmonische Anisotropien verursacht ist. Mittels eines neuen mehrdimensionalen nichtlinearen Beobachters wird erstmals eine Zuordnungsvorschrift für solche Maschinen vorgestellt. Mit dem Ansatz der Betragsoptimierung wird daher das Spektrum der geberlos betreibbaren Maschinen mit Einzelzahnwicklung enorm vergrößert.

Die Arbeit ist folgendermaßen aufgebaut.

In Kapitel 2 werden bekannte Zusammenhänge mit den in der Dissertation verwendeten Notationen hergeleitet und erläutert. In Kapitel 3 wird das Verfahren der Beliebigen Injektion vorgestellt. Eine Untersuchung des Grundprinzips, welches auf einer mittensynchronen Strommessung basiert, wird in Abschnitt 3.2 durchgeführt. Der allgemeine Ansatz für die Beliebige Injektion wird in Abschnitt 3.3 vorgestellt. Hierzu wird ein Anwendungsbeispiel in Abschnitt 3.3.2 gezeigt und werden weitere Analysen im Abschnitt 3.3.3 folgen. Experimentell verifiziert wird das Verfahren der Beliebigen Injektion in Abschnitt 3.6.

Das Kapitel 4 befasst sich mit der Regelung von Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien. Hierzu wird ein Maschinenmodell in Abschnitt 4.2 hergeleitet. Eine Analyse der bereits bekannten Verfahren wird in Abschnitt 4.5 behandelt. Der neue mehrdimensionale Beobachter wird in Abschnitt 4.6 vorgestellt. Untersuchungen hinsichtlich der Stabilitätsgrenzen dieses Beobachters folgen im Abschnitt 4.7. Anhand einer repräsentativen Maschine wird das Verfahren der Betragsoptimierung in Abschnitt 4.9 experimentell verifiziert.

Kapitel 2

Grundlagen

In diesem Kapitel werden Notationen, Modelle und Verfahren erläutert, welche als Basis zum Verständnis der vorgestellten Neuheiten im Bereich der geberlosen Regelung dienen.

Grundlage für die Untersuchungen bildet der elektrische Antrieb, welcher aus einem Frequenzumrichter und einer Drehfeldmaschine besteht. Die vom Netz fest vorgegebene Spannung von 400 V und 50 Hz wird durch den Gleichrichter des Frequenzumrichters in eine Gleichspannung umgewandelt, um anschließend mittels der Leistungshalbleiter eine variable Spannung mit beliebiger Frequenz zur Verfügung stellen zu können. Wegen des schaltenden Charakters der Leistungshalbleiter kann nur eine begrenzte Anzahl verschiedener Spannungen vom Umrichter erzeugt werden. Durch ein sequenzielles Schalten dieser verschiedenen diskreten Spannungszeiger ist es möglich, jede beliebige mittlere Spannung zu erzeugen. Aufgrund des physikalisch bedingten Tiefpassverhaltens einer elektrischen Maschine ist der Strom, hervorgerufen durch die diskreten Schaltzustände des Umrichters, vergleichbar mit einem Strom, welcher durch eine analoge Spannungsquelle zur Verfügung gestellt wird. Für die nachfolgenden Betrachtungen gelten folgende idealisierte Bedingungen für den Umrichter:

- Die Zwischenkreisspannung des Umrichters wird als konstant angenommen.
- Die Leistungsschalter des Wechselrichters werden als ideale Schalter betrachtet.

2.1 Notationen

Die in dieser Arbeit verwendeten Notationen für Formeln und Formelzeichen orientieren sich an den in diesem Fachgebiet üblichen Konventionen. Vektoren werden immer durch kleine Fettdruckbuchstaben dargestellt und Matrizen durch große Fettdruckbuchstaben. Das Superscript kennzeichnet das Koordinatensystem der betrachteten Größe. Optional kann ein Index vergeben werden, um die entsprechende Größe genauer zu spezifizieren. Skalare Variablen werden durch Kleinbuchstaben, Parameter durch Großbuchstaben gekennzeichnet. Geschätzte Variablen werden mit einem Zirkumflex versehen. Sobald geschätzte Variablen Ausgangsgrößen von Filterstrukturen darstellen, werden diese mit einer Tilde versehen. So wird beispielsweise die geschätzte elektrische Rotorposition durch $\hat{\varphi}_e$ bezeichnet. Nach einer Filterung wird dieser Winkel durch $\tilde{\varphi}_e$ gekennzeichnet.

Eine Auflistung aller in dieser Arbeit verwendeten Notationen ist in Abschnitt 6.2 zu finden.

2.2 Raumzeiger

Der Raumzeiger stellt eine fiktive Größe dar, welche die vorhandenen elektrischen Größen in Zusammenhang mit dem räumlichen Aufbau der elektrischen Maschine ausdrückt. Die Beschreibung des Raumzeigers erfordert eine Zuweisung der elektrischen Größen des Antriebs, welche in Abb. 2.1 dargestellt ist. Mittels des Wechselrichters ist es möglich, jeden Strang der Maschine mit der Zwischenkreisspannung bzw. dem Nullpotential zu beaufschlagen.

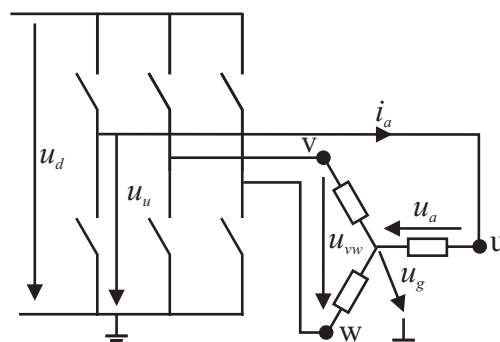


Abb. 2.1: Wechselrichter und Maschine in Sternschaltung

Zwischen den Ausgangsspannungen des Umrichters und den Strangspannungen der Maschine bestehen die folgenden Zusammenhänge.

Da die Spannung u_g auf alle drei Strangspannungen gleich wirkt, bewirkt diese lediglich eine Potentialverschiebung

$$\begin{aligned} u_a &= u_u - u_g, \\ u_b &= u_v - u_g, \\ u_c &= u_w - u_g. \end{aligned} \tag{2.1}$$

Beim Umschalten der diskreten Spannungszeiger des Wechselrichters springt das Sternpunktpotential u_g . Aus diesem Grund darf es nicht geerdet, oder mit dem Umrichterzentrum verbunden werden. Die verketteten Spannungen sind im Folgenden gegeben. Anstelle der Umrichterspannungen u_u, u_v, u_w können die verketteten Spannungen in gleicher Weise durch die Strangspannungen u_a, u_b, u_c wiedergegeben werden

$$\begin{aligned} u_{uv} &= u_u - u_v, \\ u_{vw} &= u_v - u_w, \\ u_{wu} &= u_w - u_u. \end{aligned} \tag{2.2}$$

Unter Anwendung der Knotenregel ergibt sich der Zusammenhang für die Ströme. Bei Anwendung der Sternschaltung sind die Strangströme i_a, i_b, i_c gleich den Umrichterströmen i_u, i_v, i_w und es gilt

$$i_a + i_b + i_c = 0. \tag{2.3}$$

Aufgrund der räumlichen Anordnung der Statorwicklung ist es vorteilhaft die Variablen wie Spannung, Strom und Fluss nicht mehr isoliert für die einzelnen Phasen zu betrachten, sondern deren räumlichen Zusammenhang ebenfalls mit einzubeziehen. Bei dieser Darstellung wird durch eine Projektion der fiktiven Größen auf die einzelnen Phasen das reale Verhalten der Maschine wiedergespiegelt. Der fiktive Raumzeiger wird daher durch die geometrische Addition der entsprechenden Stranggrößen gebildet und repräsentiert aufgrund der Maschinengeometrie eine räumlich orientierte Variable.

Üblicherweise wird der Raumzeiger in kartesischen Koordinaten dargestellt, welche die orthogonalen Koordinatenachsen α und β besitzen. Da die α -Achse immer an der a -Wicklung des Stators orientiert ist, wird das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem auch als statorfestes Koordinatensystem mit dem Superscript (s) bezeichnet.

Für die Darstellung des Raumzeigers wurde der Faktor $2/3$ eingeführt, um den Betrag des Raumzeigers auf die Strangkomponenten zu skalieren.

Da der Raumzeiger keinen physikalisch messbaren Wert repräsentiert, ist der Skalierungsfaktor allerdings nicht vorgeschrieben und wird nicht immer in gleicher Form verwendet.

Abb. 2.2 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen messbaren Stranggrößen und der geometrischen Überlagerung. Dies ist hier am Beispiel der Spannung gezeigt. In Grün sind die messbaren Strangspannungen eingetragen und in Rot der aus diesen Stranggrößen resultierende Raumzeiger. Zusätzlich ist sowohl das 3-phasige Koordinatensystem eingezeichnet, als auch das kartesische Koordinatensystem.

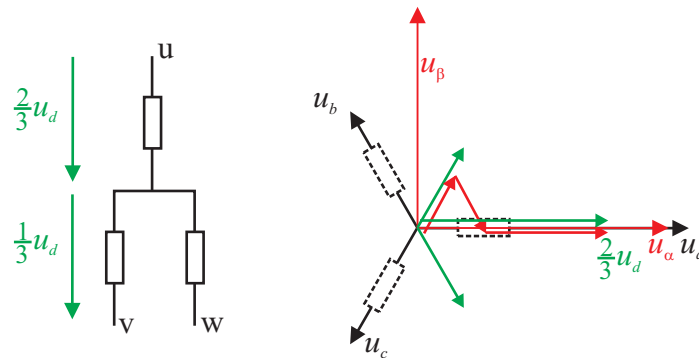


Abb. 2.2: *links*: Spannungen an den Maschinenwicklungen; *rechts*: Ausrichtung des entsprechenden Raumzeigers

Die Transformation von der 3-phasigen in die 2-phasige Darstellung ist für Strom und Spannung gegeben mit

$$\mathbf{u}^s = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

und

$$\mathbf{i}^s = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Die Rücktransformation von der 2-phasigen in die 3-phasige Darstellung führt zu

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

und analog für den Strom

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Es muss berücksichtigt werden, dass nach der Transformation in die 3-phasigen Koordinaten die Information bezüglich der Spannung u_g nicht mehr vorhanden ist. Diese Spannung hat jedoch keinen Einfluss auf die Ströme der Maschine, da sie nur das gesamte Potential der Maschine verschiebt und deshalb für die Regelung irrelevant ist. Bei der Raumzeigermodulation wird die Spannung u_g dahin gehend moduliert, dass es möglich ist, durch eine Potentialverschiebung die maximal mögliche Spannung an die Maschine anzulegen. Die Transformation zwischen dem 2-phasigen und 3-phasigen Koordinatensystem wird als Standard in der Antriebstechnik angesehen und ist ausführlich beschrieben in [Sch01].

2.3 Raumzeigermodulation

Aufgrund des schaltenden Verhaltens des Wechselrichters können nur sechs aktive und zwei passive Spannungszeiger gestellt werden. Für die feldorientierte Regelung der Synchronmaschine ist es allerdings erforderlich, dass beliebige Spannungsraumzeiger angelegt werden können. Diese beliebigen Raumzeiger werden im Mittel durch eine Kombination der aktiven und passiven Zeiger realisiert. Durch das integrierende Verhalten der Maschine bei hochfrequenter Spannungsanregung ist es möglich beliebige Referenzspannungen \mathbf{u}_{ref}^s durch ein moduliertes Signal, welches demselben arithmetischen Mittel entspricht, abzubilden, hier gilt

$$T_0 \mathbf{u}_{ref}^s = \mathbf{u}_1^s t_1 + \mathbf{u}_2^s t_2 + \mathbf{u}_0^s t_0. \quad (2.8)$$

Hierbei gilt folgender Zusammenhang zwischen der Periodendauer der Pulsweiten Modulation (*pulse width modulation*, PWM) T_s , der Abtastzeit T_0 , den Zeiten der aktiven Zeiger t_1, t_2 und der Zeit des Nullzeigers t_0

$$T_0 = \frac{T_s}{2} = t_1 + t_2 + t_0. \quad (2.9)$$

Je höher die Schaltfrequenz $f_s = \frac{1}{T_s}$ gewählt wird, umso geringer ist die Abweichung zwischen dem gemessenen Strom und einem idealen Stromverlauf. Der ideale Stromverlauf würde einem Strom entsprechen, welcher durch eine analoge Spannungsquelle an der Maschine hervorgerufen wird.

Die für eine Anwendung verwendete Schaltfrequenz hängt von der Leistung und der Zwischenkreisspannung ab. Im Spannungsbereich bis 100 V werden üblicherweise Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*, MOS-FET) verwendet, welche sich durch sehr geringe Schaltverluste auszeichnen und daher meist oberhalb von 20 kHz eingesetzt werden. Auf Netzspannungsebene werden üblicherweise Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (*insulated-gate bipolar transistor*, IGBT) mit Schaltfrequenzen von 2–16 kHz verwendet. In Anwendungen mit einer Leistung oberhalb 100 KW wird auch mit Schaltfrequenzen unterhalb von 2 kHz gearbeitet. Der für diese Arbeit eingesetzte Umrichter wird mit einer Schaltfrequenz von 8kHz betrieben und besitzt eine maximale Leistung von 10 KW.

Zur Modulation einer beliebigen Referenzspannung $\mathbf{u}_{ref}^s = [u_\alpha^*, u_\beta^*]^T$ muss zuerst der Sektor identifiziert werden, indem sich die Referenzspannung befindet. Die Vektoren, welche den aktuellen Sektor aufspannen, werden mit u_1 und u_2 gekennzeichnet. Der Betrag dieser Vektoren entspricht $2/3u_d$, was gleichzeitig die maximale Spannung im Strang ist. Unter Verwendung der polaren Darstellung der Referenzspannung mit dem Winkel $\theta_u^* = \arctan\left(\frac{u_\beta^*}{u_\alpha^*}\right)$ sind die PWM Schaltzeiten für den ersten Sektor gegeben mit

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}T_0|\mathbf{u}_{ref}^s|}{u_d} \sin(\theta_u^*), \quad (2.10)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}T_0|\mathbf{u}_{ref}^s|}{u_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u^*\right). \quad (2.11)$$

Eine Berechnung der Schaltzeiten funktioniert analog für die anderen Sektoren, hierzu muss lediglich der Referenzspannungsvektor gedreht werden.

In der ersten Hälfte der PWM-Periode werden Zeiger beginnend mit dem Vektor 000 durchlaufen und enden beim Vektor 111, anschließend kehrt sich die Reihenfolge um, wie in Abb. 2.3 dargestellt.

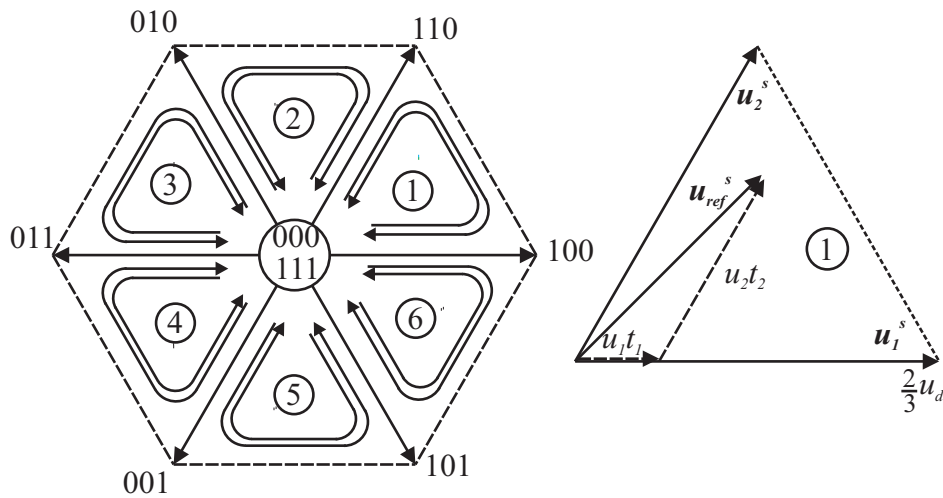


Abb. 2.3: Raumzeigermodulation; *links*: Darstellung der Schaltsequenz in allen Sektoren; *rechts*: Modulation einer Referenzspannung im ersten Sektor

Eine solche Sequenz wird üblicherweise angewendet, da hier ein Minimum an Schalthandlungen pro PWM Periode T_s durchgeführt werden muss.

Eine weitere Minimierung der Schalthandlungen ist mittels der Flattopmodulation möglich, bei der ein kompletter Nullzeiger wegfällt. Um das auszugleichen, wird die Dauer des anderen Nullzeigers verdoppelt. Diese Technik wird hauptsächlich bei hohen Drehzahlen eingesetzt, da hier die Nullzeigerdauer vergleichsweise kurz ausfällt. Welche PWM-Strategie letztendlich angewendet werden sollte, hängt ab von den Verlusten die durch Stromoberwellen hervorgerufen werden, was als gesamte harmonische Verzerrung (*Total Harmonic Distortion*, THD) bezeichnet wird [HJ94]. Für die vorliegende Arbeit wurde eine Strategie gewählt, bei der die Dauer für die beiden Nullzeiger immer identisch ist. Diese Strategie erreicht insbesondere im niedrigen Aussteuerungsbereich gute Werte für die THD und ist mit vergleichsweise geringem Aufwand zu implementieren.

Solange der Referenzspannungszeiger \mathbf{u}_{ref}^s mit der PWM-Frequenz aktualisiert wird, handelt es sich um eine symmetrische PWM. Findet eine Aktualisierung des Referenzzeigers \mathbf{u}_{ref}^s mit der halben PWM-Periodendauer T_0 statt, handelt es sich um eine unsymmetrische PWM, welche auch bei dem in dieser Arbeit verwendeten Echtzeitsystem zum Einsatz kommt.

2.4 Vereinfachtes Modell der Synchronmaschine

Die allgemeine Drehfeldmaschine besteht aus einem Stator und einem Rotor. Unter der Annahme, dass die Maschine ein Polpaar besitzt, sind die drei Statorwicklungen räumlich um 120° versetzt angeordnet. Eine verteilte Statorwicklung ist charakterisiert durch eine räumlich sinusförmig verteilte Stromdichte innerhalb der Wicklung. Abb. 2.4 links zeigt die Verteilung einer Wicklung. Bei drei sinusförmig verteilten Wicklungen wie in Abb. 2.4 rechts, kann der Flussraumzeiger neben dem Betrag auch den Winkel verändern. Für eine sinusförmige Speisung führt die sinusförmig kontinuierlich abnehmende Stromdichte zu einem oberwellenfreien Flussverlauf, was durch einen konstanten Flussbetrag und einen sich mit der Zeit linear verändernden Flusswinkel charakterisiert ist. Hierbei repräsentiert i^s den Stromraumzeiger und ψ_s^s den Flussraumzeiger. Da in der vorliegenden Arbeit keine Maschinen untersucht werden, welche eine Rotorwicklung besitzen, beziehen sich Ströme und Spannungen ausschließlich auf den Stator.

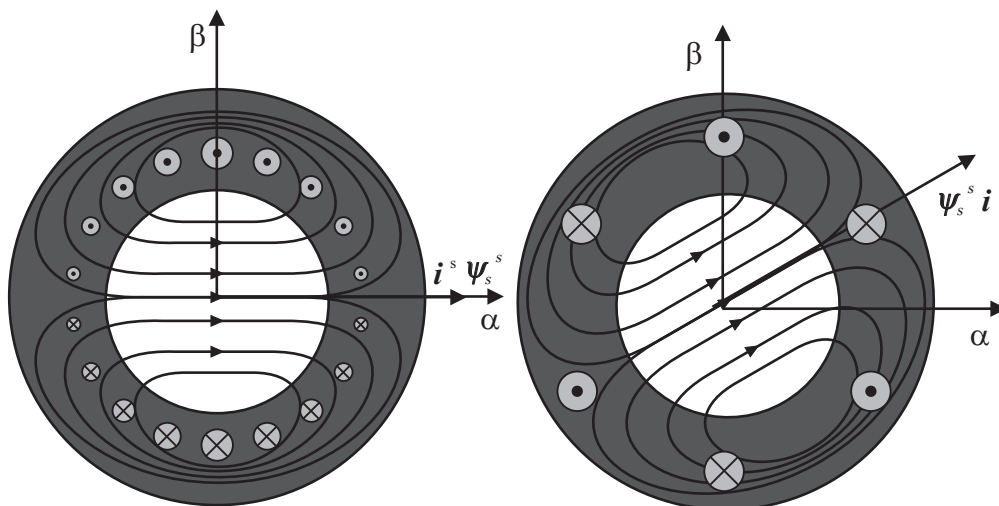


Abb. 2.4: *links*: Stator mit einer sinusförmig verteilten Wicklung; *rechts*: Stator mit drei sinusförmig verteilten Wicklungen.

In Abb. 2.5 links ist der Rotor einer permanenterrregten Synchronmaschine dargestellt. Das dq -Koordinatensystem, welches mit dem Superscript (r) gekennzeichnet ist, rotiert mit dem Rotor, wobei der Vektor des Permanentflusses immer mit der d -Achse übereinstimmt. Durch Zusammenfügen von Rotor und Stator überlagern sich Rotorfluss ψ_r^s und Statorfluss ψ_s^s zu dem Hauptfluss ψ^s .

Inwieweit der Rotorfluss den Hauptfluss beeinflusst, hängt von der Größe des Streuflusses ab. Dieses Verhältnis kann durch konstruktive Maßnahmen verändert werden.

Aufgrund der Überlagerung der Flüsse kann nicht mehr davon ausgegangen werden, dass der Stromraumzeiger i^s und der Flussraumzeiger ψ^s parallel zueinander verlaufen.

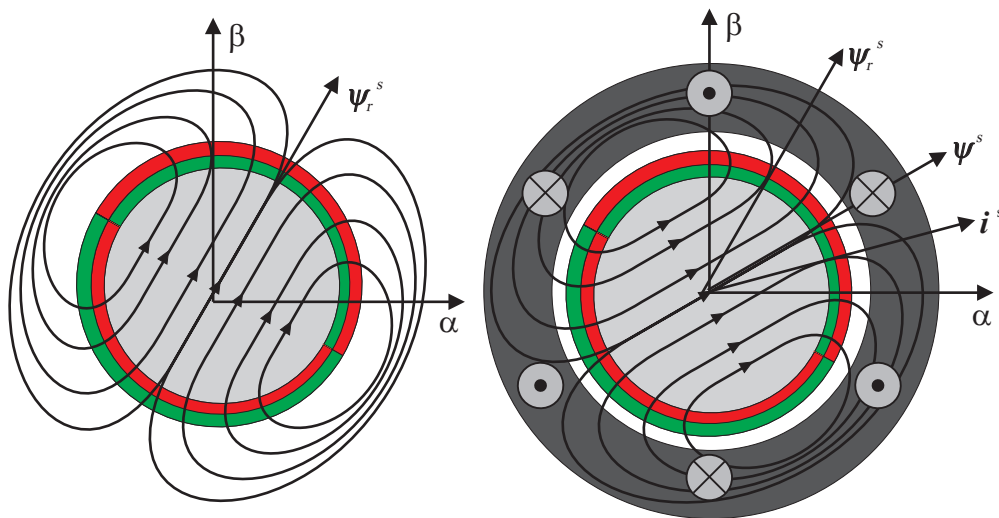


Abb. 2.5: *links*: Rotor mit aufgeklebten Magneten; *rechts*: Stator und Rotor

Ein weiterer Synchronmaschinentyp, der gänzlich ohne Rotormagnetfeld auskommt, ist die Reluktanzsynchronmaschine (RSM). Diese Maschine ist in Abb. 2.6 mit zwei Statorpolpaaren dargestellt.

Durch den veränderten Luftspalt um den Rotorumfang sind bei der Maschine die Induktivitäten zwischen d - und q -Achse unterschiedlich. Dieser Unterschied wird als geometrische Anisotropie bezeichnet. Durch Kreuzung der Eigenschaften der RSM und der oberflächenmontierten PMSM ergeben sich eine Vielzahl weiterer Maschinentypen, auf welche in Abschnitt 2.5 kurz eingegangen wird.

Die Berücksichtigung der Polpaarzahl Z_p für eine Maschine ist lediglich für die Angabe des Drehmoments τ , der Drehzahl ω und des Rotorwinkels φ relevant. Daher ändern sich bei Verwendung verschiedener Polpaarzahlen Z_p die elektrischen Betrachtungen in keiner Weise. Die Umrechnung zwischen den elektrischen und mechanischen Variablen ist in folgender Weise gegeben

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{Z_p}, \quad (2.12)$$

$$\tau_m = \tau_e Z_p, \quad (2.13)$$

$$\varphi_m = \frac{\varphi_e}{Z_p}. \quad (2.14)$$

Die mechanischen Variablen werden durch den Index m und die elektrischen Variablen mit dem Index e gekennzeichnet.

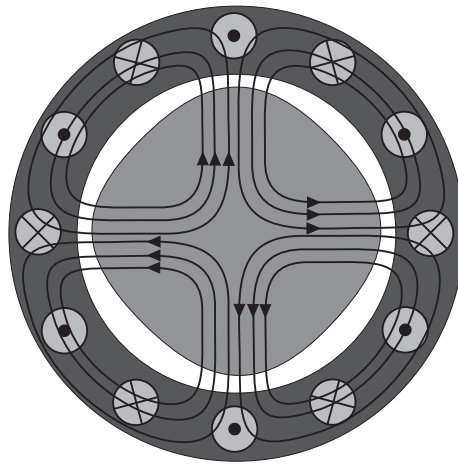


Abb. 2.6: RSM mit zwei Polpaaren

Im Folgenden wird das Maschinenmodell der Synchronmaschine vorgestellt. Ausgangspunkt für die Berechnungen sind folgende Bedingungen:

- Die Statorwicklung der Maschine weist eine ideale sinusförmige Verteilung auf.
- Der Zusammenhang zwischen Fluss und Strom ist linear, daher gibt es keine Sättigung, infolgedessen sind die Induktivitäten Konstanten.
- Skineffekte, Eisenverluste und Hystereseeffekte werden nicht betrachtet.
- Der Luftspalt zwischen Rotor und Stator ändert sich über den Umfang nur sinusförmig, was einer rotorfesten Anisotropie entsprechen würde.

In den weiteren Betrachtungen wird das Maschinenmodell mit diesen Eigenschaften als vereinfachtes Maschinenmodell bezeichnet und wird als Basis für die Erweiterungen hinsichtlich magnetischer Sättigung in Abschnitt 3.5 und harmonischer Anisotropien in Abschnitt 4.2 herangezogen.

Eine am Stator angelegte Spannung \mathbf{u}^s teilt sich in einen widerstandsabhängigen Spannungsabfall und eine gegeninduzierte Spannung auf,

$$\mathbf{u}^s = R\mathbf{i}^s + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi}^s. \quad (2.15)$$

Der Hauptfluss $\boldsymbol{\psi}^s$ besteht aus zwei Flusskomponenten. Hierbei wird eine durch den Statorstrom \mathbf{i}^s verursacht und die andere Komponente durch den Permanentfluss des Rotors $\boldsymbol{\psi}_{pm}^r$. Da sich beide Flusskomponenten abhängig von der Rotorposition entwickeln, wird der Hauptfluss $\boldsymbol{\psi}^r$ in Rotorkoordinaten angegeben,

$$\boldsymbol{\psi}^r = \mathbf{L}^r \mathbf{i}^r + \boldsymbol{\psi}_{pm}^r. \quad (2.16)$$

Mittels der Drehmatrix \mathbf{T} und der Transponierten findet eine Transformation zwischen Stator- und Rotorkoordinatensystem statt

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_e & -\sin \varphi_e \\ \sin \varphi_e & \cos \varphi_e \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Der Operator \mathbf{J} entspricht einer Drehung um 90° und wird bei Ableitungsoperationen von winkelabhängigen Matrizen verwendet

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Die Ableitung der Position ist die Geschwindigkeit. Daher ergibt sich folgende Ableitung der Transformationsmatrix durch Einsatz der Matrix \mathbf{J}

$$\frac{d}{dt}\mathbf{T} = \omega_e \begin{bmatrix} -\sin \varphi_e & -\cos \varphi_e \\ \cos \varphi_e & -\sin \varphi_e \end{bmatrix} = \omega_e \mathbf{J}\mathbf{T}. \quad (2.19)$$

Unter Verwendung der Drehmatrix \mathbf{T} und deren Transponierte lassen sich die Maschinenvariablen in Rotorkoordinaten und zurück transformieren,

$$\mathbf{x}^r = \mathbf{T}^T \mathbf{x}^s, \quad (2.20)$$

$$\mathbf{x}^s = \mathbf{T} \mathbf{x}^r. \quad (2.21)$$

Im speziellen Fall einer Drehmatrix sind Transponierte und Inverse identisch, da die Determinante eins entspricht.

Der Hauptfluss ψ^r aus (2.16) wird mit der Drehmatrix \mathbf{T} in statorfeste Koordinaten transformiert,

$$\psi^s = \mathbf{T} (\mathbf{L}^r \mathbf{i}^r + \psi_{pm}^r). \quad (2.22)$$

Die Induktivität wird als Matrix geschrieben, da sie eine Richtungsabhängigkeit aufweist. Diese Eigenschaft, welche als Anisotropie bezeichnet wird, resultiert aus einer geometrischen Veränderung des Rotors über den Umfang wie beispielsweise bei der RSM in Abb. 2.6. Eine zweite Ursache für eine Anisotropie ist das magnetische Sättigungsverhalten in einer Achse. Diese Sättigungsanisotropie wird bei permanent erregten Maschinen durch den Permanentmagnetfluss verursacht. Auch wenn das hier gezeigte Maschinenmodell kein Sättigungsverhalten berücksichtigt, kann dieses Verhalten abgebildet werden, indem eine Linearisierung in einem Arbeitspunkt gewählt wird, welcher sich bereits in der Sättigung befindet. Da bei der vereinfachten Betrachtung der Stator völlig isotrop erscheint, kann die detektierte Anisotropie direkt zur Rotorlagebestimmung für die anisotropiebasierte geberlose Regelung ausgewertet werden.

Die Induktivität und der Rotorfluss in Rotorkoordinaten sind gegeben mit

$$\mathbf{L}^r = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}, \quad \psi_{pm}^r = \begin{bmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Für die Herleitung dieses Modells wird nur von einem Permanentfluss Ψ_{PM} in der d -Achse ausgegangen. Ausgehend von (2.22) wird der Strom \mathbf{i}^r in statorfesten Koordinaten ausgedrückt

$$\psi^s = \mathbf{T} (\mathbf{L}^r \mathbf{i}^r + \psi_{pm}^r) = \mathbf{T} \mathbf{L}^r \mathbf{T}^T \mathbf{i}^s + \mathbf{T} \psi_{pm}^r. \quad (2.24)$$

Der jetzt in Statorkoordinaten gegebene Fluss wird in (2.15) eingesetzt, wodurch die Spannungsgleichung gegeben ist, mit

$$\mathbf{u}^s = R\mathbf{i}^s + \frac{d}{dt}(\mathbf{T}\mathbf{L}^r\mathbf{T}^T\mathbf{i}^s) + \frac{d}{dt}(\mathbf{T}\boldsymbol{\psi}_{pm}^r). \quad (2.25)$$

Anschließend kann der Term $\mathbf{T}\mathbf{L}^r\mathbf{T}^T$, welcher die Induktivität in Statorkoordinaten beschreibt, als \mathbf{L}^s geschrieben werden und durch Anwendung der Produktregel und Verwendung des Operators \mathbf{J} die Ableitung ausgerechnet werden

$$\mathbf{u}^s = R\mathbf{i}^s + \mathbf{L}^s \frac{d}{dt}\mathbf{i}^s + \omega_e(\mathbf{J}\mathbf{L}^s - \mathbf{L}^s\mathbf{J})\mathbf{i}^s + \omega_e\mathbf{J}\mathbf{T}\boldsymbol{\psi}_{pm}^r. \quad (2.26)$$

Eine anschaulichere Darstellung ist im dq -Koordinatensystem gegeben, hieraus kann auch der Zusammenhang der in Abb. 2.5 gezeigten Zeiger abgeleitet werden. Gleichung (2.26) wird hierzu mit der transponierten Drehmatrix \mathbf{T}^T multipliziert und es ergibt sich,

$$\mathbf{u}^r = R\mathbf{i}^r + \mathbf{L}^r\mathbf{T}^T \frac{d}{dt}\mathbf{i}^s + \omega_e(\mathbf{J}\mathbf{L}^r\mathbf{T}^T - \mathbf{L}^r\mathbf{J}\mathbf{T}^T)\mathbf{i}^s + \omega_e\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{pm}^r. \quad (2.27)$$

Durch Zusammenfassen der Terme ist das Modell der Synchronmaschine in Rotorkoordinaten in folgender Form gegeben:

$$\mathbf{u}^r = R\mathbf{i}^r + \mathbf{L}^r \frac{d}{dt}\mathbf{i}^r + \omega_e\mathbf{J}\mathbf{L}^r\mathbf{i}^r + \omega_e\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{pm}^r \quad (2.28)$$

Die letzten drei Summanden aus (2.28) beschreiben die Ableitung des Hauptflusses. Rückblickend auf Abb. 2.5 lässt sich die Ausrichtung der Zeiger für Permanentfluss und Strom anhand von (2.28) leicht beschreiben.

Als letzte verbleibende Variable wird das elektrische Drehmoment τ_e der Synchronmaschine berechnet. Ausgangspunkt ist die Bestimmung der aufgenommenen elektrischen Leistung der Synchronmaschine basierend auf (2.28)

$$p_e = \frac{3}{2}(\mathbf{i}^r)^T \left(R\mathbf{i}^r + \mathbf{L}^r \frac{d}{dt}\mathbf{i}^r + \omega_e\mathbf{J}\mathbf{L}^r\mathbf{i}^r + \omega_e\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{pm}^r \right). \quad (2.29)$$

Nach Ausmultiplizieren von (2.29) wird deutlich, dass der erste Term die ohmschen Verluste repräsentiert und der zweite Term die Energieänderung des Magnetfeldes. Daher können lediglich die letzten beiden Terme im Zusammenhang mit der abgegebenen mechanischen Leistung der Synchronmaschine stehen, insbesondere da

diese mit der Drehzahl multipliziert werden. Die mechanische Leistung der Synchronmaschine ist gegeben mit

$$p_m = \frac{3}{2}(\mathbf{i}^r)^T (\omega_e \mathbf{J} \mathbf{L}^r \mathbf{i}^r + \omega_e \mathbf{J} \psi_{pm}^r). \quad (2.30)$$

Eine Division mit der elektrischen Drehzahl ω_e ergibt das elektrische Drehmoment τ_e für die Synchronmaschine

$$\tau_e = \frac{3}{2}(\mathbf{i}^r)^T (\mathbf{J} \mathbf{L}^r \mathbf{i}^r + \mathbf{J} \psi_{pm}^r). \quad (2.31)$$

Durch eine Darstellung der einzelnen Komponenten wird deutlich, dass zwei Quellen für die Drehmomenterzeugung vorhanden sind. Die erste ist das Reluktanzmoment, welches durch die Rotoranisotropie der Maschine hervorgerufen wird. Der zweite Teil ist das elektromagnetische Drehmoment, welches nur bei permanent erregten Maschinen vorhanden ist

$$\tau_e = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T \mathbf{J} \left(\begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (2.32)$$

$$= \frac{3}{2} i_d i_q (L_q - L_d) + i_q \Psi_{PM}. \quad (2.33)$$

Bei der Angabe des mechanischen Drehmoments τ_m ist es notwendig, die Maschinenpolpaarzahl zu berücksichtigen.

Aufgrund dieser beiden Quellen zur Drehmomenterzeugung haben sich verschiedenste Maschinendesigns etabliert, welche jeweils für die entsprechende Anwendung passende Eigenschaften aufweisen. Auf die bekanntesten Maschinenvarianten wird im nächsten Abschnitt eingegangen.

Zusammenfassend wird in Abb. 2.7 ein Blockschaltbild der Synchronmaschine gezeigt, welches das mechanische und elektrische System beinhaltet. Das mechanische System ist in dieser Abbildung grau hinterlegt.

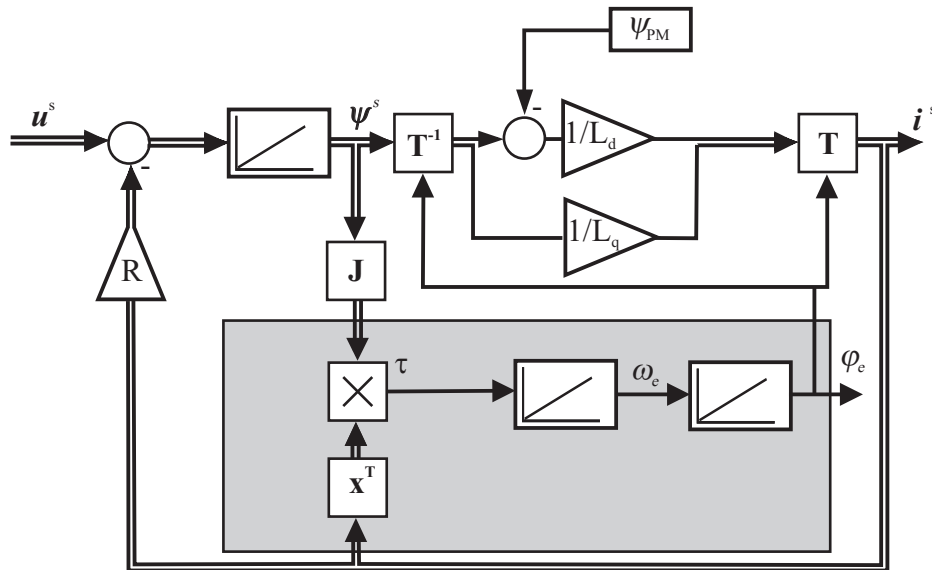


Abb. 2.7: Blockschaltbild des Modells der Synchronmaschine mit konstanten Induktivitäten

2.5 Eigenschaften verschiedener Synchronmaschinen

In diesem Abschnitt werden vier verschiedene Synchronmaschinentypen vorgestellt. Der wesentliche Unterschied dieser Maschinen liegt in der Konstruktion des Rotors. Abhängig von der Rotorgeometrie ist bei der Drehmomentbildung der Anteil von Elektromagnetischem- und Reluktanzmoment verschieden verteilt. Infolgedessen bestehen bei diesen verschiedenen Maschinen auch unterschiedliche Strategien zur Regelung von d - und q -Strom. Als Maß für das Verhältnis von d - zu q -Strom wird der Stromwinkel ϑ^r in Rotorkoordinaten definiert, welcher für eine optimale Regelung maschinenspezifisch ausgewählt werden muss:

$$\vartheta^r = \text{atan2}(i_q, i_d). \quad (2.34)$$

Mittels der gestrichelten Trajektorien in Abb. 2.8 ist das Verhalten für eine vorhandene magnetische Sättigung dieser Maschinentypen gezeigt.

Die Flusskurven werden immer aus Sicht des Rotors dargestellt, da der Stator als isotrop angenommen ist.

Unter dem Einfluss magnetischer Sättigung wäre eine entkoppelte Betrachtung der d - und q -Komponenten nicht mehr korrekt, daher gilt die gestrichelt dargestellte Kennlinie immer nur für den Spezialfall, dass die Querkomponente null ist, andernfalls müsste ein Kennlinienfeld dargestellt werden. Auf diese nicht idealisierten Maschineneigenschaften wird später in Abschnitt 3.5 eingegangen.

Die durchgezogene Gerade zeigt die Linearisierung der entsprechenden Maschine. Diese Gerade ist so gewählt, dass eine möglichst gute Näherung für den Nennbetrieb der Maschine besteht.

Abb. 2.8 oben links zeigt eine PMSM mit oberflächenmontierten Magneten (*surface mounted permanent magnet synchronous machine*, SPMSM). Was diesen Maschinentyp charakterisiert, ist der nahezu parallele Flussverlauf der d - und q -Komponente. Üblicherweise wird eine solche Maschine nur mit einem q -Strom betrieben, da sie kaum ein Reluktanzmoment besitzt. Da dieser Maschinentyp großteils im linearen Bereich der q -Achse betrieben wird, können die Eigenschaften gut mit dem vereinfachten Maschinenmodell angenähert werden. Aufgrund der geringen Anisotropie stellt die Auswertung der Rotorposition mittels eines geberlosen Verfahrens hohe Ansprüche an die Qualität der Strommessung.

Da die RSM in Abb. 2.8 oben rechts ausschließlich ein Drehmoment über den Reluktanzeffekt entwickelt, entspricht sie dem genauen Gegenteil der SPMSM. Aufgrund des fehlenden Magneten ist kein elektromagnetisches Drehmoment vorhanden. Daher muss immer ein d - und q -Strom für den Betrieb vorhanden sein. Üblicherweise wird die RSM bei einem Stromwinkel zwischen 45° und 80° betrieben [dK06]. Diese Maschine eignet sich aufgrund der konstruktiv hervorgerufenen Anisotropie gut für die geberlose Regelung. Es muss allerdings beachtet werden, dass betriebspunktabhängig die Anisotropie verschwinden kann.

Die beiden unteren Maschinen vereinen beide Effekte zur Drehmomentbildung. Die PMSM mit vergrabenen Magneten (*interior permanent magnet synchronous machine*, IPMSM) wird häufig für Anwendungen genutzt, bei denen der gesamte Drehzahlbereich die Nenndrehzahl deutlich überschreitet. Eine Feldschwächung führt hierbei zu einem zusätzlichen Reluktanzdrehmoment. Der für diese Maschine verwendete Stromwinkel liegt in der Regel zwischen 90° und 130° [Sch01]. Für die geberlose Regelung eignet sich diese Maschine gut, da sowohl eine Sättigungsanisotropie als auch eine geometrische Anisotropie vorhanden ist.

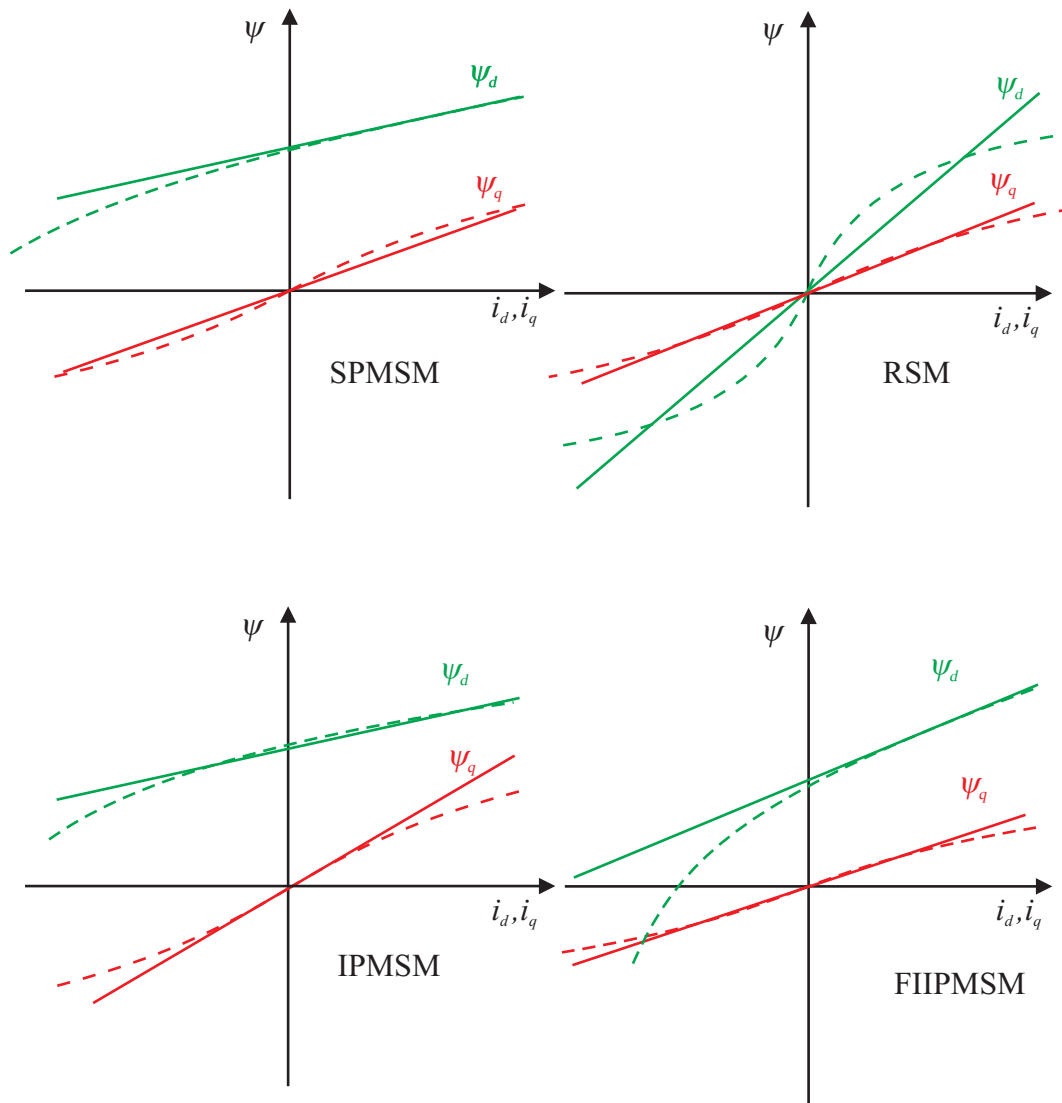


Abb. 2.8: Flusskurven verschiedener Synchronmaschinen; *oben links*: oberflächen montierte PMSM; *oben rechts*: Reluktanz Synchron Maschine; *unten links*: PMSM mit vergrabenen Magneten; *unten rechts*: Feld-verstärkende PMSM

Die Letzte in Abb. 2.8 dargestellte Maschine zeigt eine Feld-verstärkende PMSM mit vergrabenen Magneten (*field intensified interior permanent magnet synchronous machine*, FIIPMSM). Eine solche Maschine besitzt eine größere Induktivität in d -, als in q -Richtung. Diese Eigenschaft bietet besondere Vorteile für die geberlose Regelung, da im Vergleich zu den anderen Maschinen eine Sättigung der q -Achse nicht zu einem Verschwinden der Anisotropie führen kann. Hierdurch zeigt diese Maschine besonders gute geberlose Eigenschaften für hohe Belastungen [LKL12]. Aufgrund des schwachen Permanentflusses der Maschine benötigt diese zur Erzeugung des Nennmoments zusätzlich noch einen positiven d -Strom. Im Feldschwächbereich ist diese Maschine zudem besonders energieeffizient. Der übliche Stromwinkel der FIIPMSM liegt im Bereich zwischen 60° und 90° [WRLL08].

Für die in der vorliegenden Arbeit gezeigten Verfahren werden zwei SPMSMs und eine IPMSM eingesetzt. Die anderen Maschinentypen wurden nur der Vollständigkeit halber in diesem Abschnitt beschrieben.

2.6 Stand der Technik der geberlosen Regelung von permanent erregten Synchronmaschinen

Wie bereits in Abschnitt 2.5 erläutert, werden für die Regelung verschiedener Maschinen unterschiedliche Strategien angesetzt, was das Verhältnis von d - zu q -Strom betrifft.

Unabhängig von den verwendeten Maschinentypen ist es allerdings erforderlich, den aktuellen Rotorwinkel für die entsprechende Regelungsstrategie bereitzustellen. Zur Erfassung des Rotorwinkels werden daher üblicherweise Drehgeber benutzt, welche an ein offenes Wellenende der Maschine montiert sind. Je nach Anwendung werden verschiedene Typen von Winkelsensoren eingesetzt. Für hochdynamische und präzise Anwendungen werden in der Regel optische Sensoren benutzt, welche eine hohe Genauigkeit aufweisen, jedoch teuer und mechanisch empfindlich sind. Für weniger performante Anwendungen werden elektromagnetische Sensoren (Resolver) eingesetzt, welche deutlich günstiger und unempfindlicher sind.

Trotz der verschiedenen Klassen von Drehgebern besitzen alle diese Sensoren den Nachteil, dass sie mechanisch an der Maschine befestigt werden müssen. Aus diesem Grund besteht der Wunsch, den Drehgeber komplett aus dem Antrieb zu verbannen. Im Jahre 1972 wurde in [FK76] das erste grundwellenbasierte geberlose Verfahren vorgestellt, dessen Grundidee in späteren Veröffentlichungen verfeinert und in verschiedensten Varianten angewandt wurde.

Der Nachteil dieser Methoden ist allerdings, dass die Abdeckung des Drehzahlbereichs um Null problematisch ist, da die gegeninduzierte Spannung des Rotors (elektromotorische Kraft, EMK), welche als Informationsquelle für diese Methoden herangezogen wurde, proportional zur Drehzahl ist. In vielen Veröffentlichungen wird daher angestrebt, eine feldorientierte Regelung bis zu möglichst geringen Drehzahlen zu erreichen. Um den Einfluss von Störfaktoren zu reduzieren, werden daher sehr aufwendige Modelle von Umrichter und Maschine benötigt [HQ02]. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Verstärkung der verwendeten Beobachterstrukturen immer weiter zu reduzieren [HTHL11], was natürlich mit einer deutlichen Reduzierung der dynamischen Eigenschaften im niedrigen Drehzahlbereich einhergeht.

Durch die Notwendigkeit, eine stabile geberlose Regelung im niedrigen Drehzahlbereich zu gewährleisten, etablierte sich im Jahre 1988 eine neue Verfahrensklasse, welche die magnetische Anisotropie der Maschine ausnutzte [Sch88]. Bei dieser Methode wird mittels dreier Testspannungspulse der Stromanstieg in den drei Maschinenphasen ermittelt. Durch eine Verrechnung der Stromanstiege ist es möglich, die Lage der Anisotropie der Maschine zu ermitteln. Der Hauptnachteil dieses Verfahrens begründet sich durch die Notwendigkeit, während des Anlegens der Testspannungspulse die Stromregelung zu unterbrechen. Da eine hohe Bandbreite des Stromreglers angestrebt wird, ist es erforderlich, die Rotorlageinformation möglichst oft zu erhalten. Da dies allerdings mit einer häufigen Abschaltung des Stromreglers einhergeht, muss bei diesem Verfahren diesbezüglich ein Kompromiss getroffen werden.

Diese Problematik wurde 1994 mit der Einführung der kontinuierlichen Injektionsverfahren [JL95] überwunden. Hierbei wird eine hochfrequente Spannungsanregung auf die Ausgangsspannung des Stromreglers addiert. Die Extraktion der Rotorposition aus dem gemessenen Stromspektrum war Kernpunkt des jeweiligen kontinuierlichen Injektionsverfahrens. Die Verfahren der alternierenden und der rotierenden Injektion stellten hierbei die beiden Grundansätze für kontinuierliche Injektionsverfahren dar. Für beide Methoden wird ein sinusförmiges Trägersignal verwendet, welches bei der alternierenden Injektion [CL98a] [LKH03] in die geschätzte d -Achse und bei der rotierenden Injektion [CL98b] in die α - und β -Achse injiziert wird. Aufgrund der fehlenden Flexibilität bezüglich der Form der Injektion und der damit einhergehenden Reduzierung der maximalen Spannungsaussteuerung sind diese Methoden ausschließlich für kleine bis mittlere Drehzahlen einsetzbar.

Für die Anwendung im gesamten Drehzahlbereich werden daher hybride Verfahren eingesetzt, welche eine Kombination aus Injektions- und Grundwellenverfahren darstellen [SAS06]. Die akademische Herausforderung bei den hybriden Verfahren ist der Übergangsbereich zwischen den beiden Methoden. Dies wurde genauer in [WH06] untersucht.

Neben dem Nachteil der Einschränkung im Spannungsbereich besteht ein weiterer Nachteil der kontinuierlichen Injektionsverfahren darin, dass aufgrund der getroffenen Annahmen für die Extraktion der Rotorposition aus dem gemessenen Strom eine strikte Trennung der Frequenzspektren zwischen hochfrequentem und niederfrequentem Anteil vorliegen muss. Sobald das nicht der Fall ist, wenn beispielsweise eine breitbandigere Auslegung des Stromreglers benötigt wird, kann für die Rotorlagebestimmung nicht mehr zwischen den Stromspektren unterschieden werden. Um garantieren zu können, dass die Rotorlage korrekt ermittelt wird, musste daher die Bandbreite des Stromreglers reduziert werden, sodass keine Bandbreitenüberschneidung zwischen Stromreglerspektrum und Injektionsfrequenzanteilen vorliegt. Inwieweit die Stromreglerbandbreite reduziert werden muss, hängt im Wesentlichen von der Trägerfrequenz ab, daher wurden in [HK09] und [YSMI11] Methoden veröffentlicht, welche die bisher sinusförmige Injektion durch eine blockförmige Injektion im Bereich der Schaltfrequenz ablösen.

Die Aufhebung bekannter Schwachstellen der bisherigen kontinuierlichen Verfahren wurden in [KKS⁺11] [BM10a] [BM10b] [LPSK10] angegangen. Der Zwang einer fest vorgegebenen Injektionsform wurde bei diesen Methoden aufgelockert. Hierdurch ist es möglich, Verfahren mit direkter Drehmomentregelung komplett ohne eine zusätzliche Spannungsinjektion zu betreiben, da der Stromrippel, hervorgerufen durch die direkten Schaltzustände, ausreichend groß ist [BM10b] [LPSK10]. Da die Verfahren für die feldorientierte Regelung Hauptbestandteil dieser Arbeit sind, findet eine Abgrenzung zu den bekannten Verfahren in Kapitel 3.1 statt.

Alle vorgestellten kontinuierlichen Injektionsverfahren basieren auf der Anwendung einer mittensynchronen Strommessung. Das hat den Vorteil, dass keine zusätzliche Hardware im System verwendet wird, jedoch aufgrund der zusätzlichen Injektion eine akustische Belastung vorliegt, da diese permanent vorhanden sein muss. Im Folgenden werden Methoden vorgestellt, bei denen die Stromrippel der PWM direkt ausgewertet werden, damit nur in Ausnahmefällen eine zusätzliche Spannungsinjektion notwendig ist.

Die Auswertung der diskreten Schaltzustände der PWM erfordert in einigen Fällen den Einsatz von zusätzlichen Stromableitungssensoren. Hierdurch werden nicht die Stromänderungen in einem ganzen PWM Intervall durch eine Subtraktion ermittelt, sondern die Stromableitungen während der aktiven PWM Zeiger direkt gemessen. Mittels einer modifizierten PWM, bei welcher die Sektoren anstelle von $60^\circ, 120^\circ$

groß sind, wird in [HJ05] sichergestellt, dass die aktiven Zeiger ausreichend lang anliegen, ohne dass eine zusätzliche Injektion notwendig ist.

In [GASM07] wird ebenfalls eine Methode zur Auswertung der Stromanstiege der aktiven Zeiger gezeigt, bei welcher durch eine Verschiebung der Pulsmuster eine gewisse Mindesteinschaltzeit der aktiven Zeiger sichergestellt werden kann. Diese Verschiebung entspricht ebenfalls einer Spannungsinjektion in Höhe der Schaltfrequenz.

In [Rau09] besteht die Möglichkeit den Stromanstieg der aktiven Vektoren zu ermitteln, indem lediglich die Stromänderung im Nullzeiger gemessen wird und dadurch auf die Spannung während der aktiven Zeiger zurückgeschlossen werden kann. Diese Methode besitzt den Vorteil, dass keine zusätzlichen Sensoren notwendig sind, da die Stromänderung im Nullzeiger durch hochwertige Stromsensoren bestimmt werden kann. Aufgrund der getroffenen Annahmen für dieses Verfahren wird allerdings vorausgesetzt, dass der d -Strom jederzeit null ist. Mittels dieser Annahme verschwinden einige Terme im dq -Koordinatensystem, wodurch es möglich ist, durch Einsatz eines Trackingreglers die Rotorlage zu bestimmen.

Alle bisher vorgestellten anisotropiebasierten Verfahren haben die Gemeinsamkeit, dass eine Mindestaussteuerung der aktiven Zeiger der PWM gegeben sein muss. Insbesondere bei sehr kleinen Drehzahlen und niedriger Last ist die Aussteuerung der PWM sehr gering, wodurch die Detektion einer Stromänderung kaum möglich ist. Daher ist es in solchen Fällen notwendig, die Aussteuerung der aktiven Zeiger zu vergrößern, um die Rotorlage zuverlässig bestimmen zu können.

Die einzige Methode, welche nicht auf das Vorhandensein von aktiven Zeigern angewiesen ist, wurde in [Lei11b] vorgestellt. Hier ist es möglich, die Umschaltung der PWM zwischen dem Nullzeiger mit negativem Zwischenkreispotential zu dem Nullzeiger für positives Nullzeigerpotential auszuwerten. Die Umsetzung erfordert die Verbindung des Maschinensternpunkts über eine Filterschaltung mit dem halben Zwischenkreispotential, der hierdurch fließende Strom kann zur Positionsbestimmung herangezogen werden. Da es für dieses Verfahren nicht notwendig ist, auf die gestellten Spannungen der PWM einzugreifen, wurde in [Lei11a] eine autonome Einheit gezeigt, die anhand der gemessenen Stromableitungen und des gemessenen Nulleiterpotentials die Position der Maschine bestimmen kann. Dadurch ist die eigentliche Maschinenregelung völlig unbeeinflusst, wodurch eine Anwendung für verschiedene Systeme möglich ist.

Neben den eigentlichen Verfahren zur Ermittlung der Hauptanisotropie besteht ein weiterer Schwerpunkt der Forschung für Anisotropieverfahren darin, den Zusammenhang zwischen der Hauptanisotropielage und der Rotorlage herzustellen. Für den Sonderfall des vereinfachten Maschinenmodells, wie es in Abschnitt 2.4 hergeleitet wurde, ist die Hauptanisotropielage identisch mit der Rotorlage.

Erst durch Eigenschaften wie magnetische Sättigung und nicht ideal sinusförmig verteilte Statorwicklung entstehen hierdurch Unterschiede.

Inwieweit die Anisotropielage von der Rotorlage abweicht und ob die Abweichung nur last- oder auch lageabhängig ist, hängt im Wesentlichen von der eingesetzten Maschine ab. Für Maschinen mit einer verteilten Statorwicklung besteht hauptsächlich ein lastabhängiger Einfluss zwischen Rotorlage und Anisotropiewinkel. Dieser Zusammenhang wurde erstmals in [BFB13] aufgezeigt. In [Fer07] wurde dieser Einfluss mit einer stromabhängigen Tabelle kompensiert. Hierdurch ist es möglich, deutlich höhere Lasten zu erreichen. Durch Anlernen der Tabellenkoeffizienten während des Betriebs auf Basis der Informationen aus einem grundwellenbasierten Verfahren wurde in [LPK11] ein Ansatz vorgestellt, bei dem eine Zuordnung zwischen Rotorposition und Anisotropielage ohne vorhergehendes Parameterwissen möglich ist. Mittels eines kurzen Spannungspulses in die geschätzte q -Achse ist eine Bestimmung dieser Abweichung im Stillstand in [LK13] gezeigt worden.

Speziell für Maschinen mit einer Stator-Einzelzahnwicklung kann neben der Lastabhängigkeit auch ein positionsabhängiger Einfluss aufgrund harmonischer Anisotropien bestehen.

In diesem Fall detektieren die oben vorgestellten Verfahren die Hauptanisotropie, welche die Summe aller harmonischen Anisotropien darstellt. Je nach Ausprägung der höher harmonischen Anisotropien ist die Regelung mit diesen Methoden nicht mehr möglich. Hierzu ist es notwendig Verfahren anzuwenden, welche die Rotoranisotropie¹ aus der gemessenen Hauptanisotropie extrahieren.

Sobald keine harmonischen Anisotropien vorhanden sind, entspricht die Hauptanisotropie der Rotoranisotropie und wird daher lediglich als Anisotropie bezeichnet. Die Bestimmung der Rotorlage für Maschinen mit deutlich ausgeprägten harmonischen Anisotropien ist ein Hauptbestandteil der hier vorliegenden Arbeit. Eine Literaturrecherche und Analyse bekannter Methoden ist daher in Kapitel 4 zu finden.

¹Die Rotoranisotropie entspricht der niederharmonischsten Anisotropie und bewegt sich synchron mit dem Rotor

Kapitel 3

Beliebige Injektion für permanent erregte Synchronmaschinen mit verteilter Statorwicklung

Verglichen zu grundwellenbasierten Ansätzen sind die Einschränkungen für anisotropiebasierte Methoden in vielen Fällen nicht physikalischer Natur. Beispielsweise besteht für Anisotropieverfahren keine physikalische Drehzahlgrenze, wie es bei Grundwellenverfahren der Fall ist. Die Einschränkung der maximalen Drehzahl besteht lediglich aus der Notwendigkeit einer zusätzlichen Injektion in eine vorgegebene Richtung.

Allerdings ist es aus physikalischer Sicht nicht notwendig bei hohen Drehzahlen eine zusätzliche Injektion einzusetzen, da die PWM mindestens eine Spannung in Höhe der induzierten Gegenspannung zur Regelung stellen muss.

Neben der Limitierung der maximal für die Stromregelung zur Verfügung stehende Ausgangsspannung ist für viele Ansätze, welche beispielsweise auf dem rotierenden [CL98b] oder alternierenden Prinzip [LKH03] basieren, eine Trennung von Grundwellenverhalten und Hochfrequenzverhalten notwendig. Diese Trennung machte es erforderlich, die Frequenzspektren ausreichend weit voneinander zu platzieren. Speziell in transienten Vorgängen stellte diese Trennung ein Problem dar, da sich in dem gemessenen Strom die Frequenzspektren überlagern konnten, was zu Fehlern für das Anisotropieverfahren führt.

Durch die Berücksichtigung von hochfrequentem- und niederfrequentem-Verhalten in einem Maschinenmodell ist eine solche Trennung nicht mehr notwendig und eher hinderlich, da jetzt ebenfalls hohe Frequenzanteile des Stromreglers zur Lageidentifikation beitragen können. Das Ziel besteht daher darin, ein geberloses Verfahren

zu entwickeln, welches die gesamte Physik der Maschine berücksichtigt und somit keine Einschränkungen mit sich bringt.

Wie bereits in Abschnitt 2.6 erläutert, wurden in anderen Veröffentlichungen ähnliche, neue Ansätze vorgestellt, welche ebenfalls darauf abzielen, bekannte algorithmische Einschränkungen aufzuheben. Die hiervon flexibelsten Verfahren wurden in [BM10b] und in [KKS⁺11] vorgestellt. Allerdings ist auch bei diesen Methoden die Injektion nicht komplett beliebig, da die Spannungsvektoren, welche als hochfrequente Anregung herangezogen werden, eine lineare Unabhängigkeit aufweisen müssen. Da der in [KKS⁺11] gezeigte Ansatz Ähnlichkeiten zu dem Verfahren der Beliebigen Injektion aufweist, wird auf die Unterschiede im Detail in Abschnitt 3.1 eingegangen.

In [BM10b] wird bei der Positionsbestimmung die Reglerspannung konstant angenommen. Die Berücksichtigung transienter Einflüsse des Stromreglers muss daher separat durchgeführt werden. Bei dem Ansatz der Beliebigen Injektion ist dieser Umweg nicht notwendig, da nicht zwischen Stromregler-Ausgangsspannung und Injektionsspannung unterschieden werden muss.

In [Rau09] wurde ein Verfahren vorgestellt, welches die vom Stromregler gestellte Spannung als Injektion auswerten kann, indem der Stromanstieg im Nullzeiger herangezogen wird. Dies ist die einzige auf Stromsensoren basierende Methode, welche in gewissen Betriebsbereichen auch ohne Injektion auskommt. Gegenüber dem Verfahren der Beliebigen Injektion bestehen bei diesem Verfahren wesentliche Einschränkungen hinsichtlich des Betriebsbereichs. Neben der Annahme, dass der d -Strom null sein muss, ist dieser Ansatz nur für geringe Drehzahlen geeignet. Darüber hinaus geschieht die Ermittlung der Rotorposition über einen Trackingregler und nicht mittels einer direkten Berechnung. Der Grundgedanke des Ansatzes der Beliebigen Injektion ist eine direkte Berechnung der Rotorposition aus der Differenz der Stromableitung zwischen Maschinenmodell und Maschine. Hierdurch bestehen prinzipiell keine Anforderungen an eine bestimmte Form der Injektion, es muss lediglich sichergestellt werden, dass die PWM eine ausreichend große Spannung stellt, damit eine messbare Stromänderung vorliegt. Die klassische Trennung der Frequenzspektren von Injektion und Grundwelleneigenschaften fällt hierdurch ebenfalls weg, da diese Eigenschaften bereits im Maschinenmodell berücksichtigt werden können. Infolgedessen ist aus algorithmischer Sicht die Bandbreite des Stromreglers unbegrenzt.

Die wenigen Einschränkungen für dieses Verfahren basieren auf Kompromissen, welche gegenüber einem idealen Antrieb anzutreffen sind. So ist es beispielsweise notwendig, den berechneten Rotorwinkel mit einem Tiefpass zu filtern, da dieser ein Rauschen aufgrund der begrenzten Auflösung der Strommessung enthält. Auch der Grad der Flexibilität für die Injektion hängt mit den Möglichkeiten der Strommes-

sung zusammen. So schränkt beispielsweise eine mittensynchrone Strommessung die Freiheiten für die Injektion ein.

Im Folgenden wird die Grundidee der Beliebigen Injektion vorgestellt. Anschließend werden in Abschnitt 3.2 die Potenziale dieses Verfahrens beleuchtet, welche bei einer mittensynchronen Strommessung bestehen. In Abschnitt 3.3.1 wird basierend auf einer flexibleren Stromauswertung der Ansatz neu formuliert. Mittels dieser sehr allgemeinen Beschreibung kann das Verfahren auf verschiedene Weisen angewendet werden. Unter Berücksichtigung von Einschränkungen, welche in der Praxis auftreten, wird ein Beispiel zur Anwendung des allgemein formulierten Ansatzes der Beliebigen Injektion in Abschnitt 3.3.2 vorgestellt. Weitere Analysen und Betrachtungen von praktischen Aspekten werden in den folgenden Abschnitten durchgeführt. Messungen für diese Methode sind in Abschnitt 3.6 gezeigt.

Anhand der folgenden Grafik werden die einzelnen Komponenten für das Verfahren der Beliebigen Injektion dargestellt. Je dunkler der jeweilige Block gefärbt ist, desto größer ist der Beitrag des Autors zum Stand der Technik in dem jeweiligen Abschnitt.

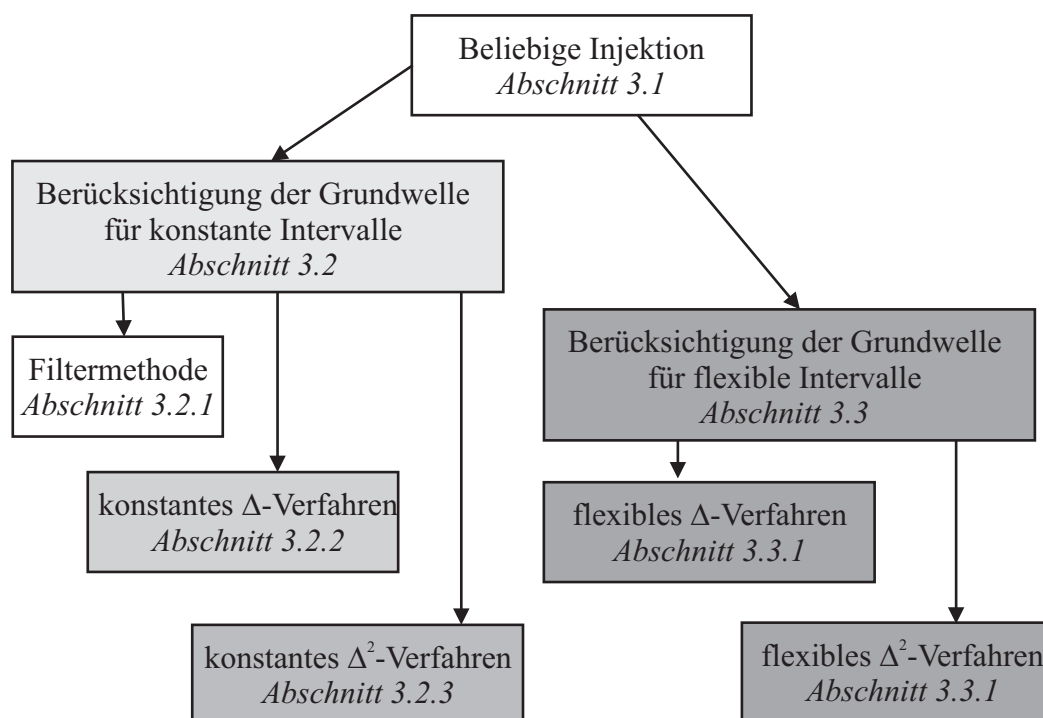


Abb. 3.1: Aufbau des Kapitels und Beiträge des Verfassers

3.1 Grundidee der Beliebigen Injektion

Die grundlegende Idee für das Verfahren der Beliebigen Injektion ist die Subtraktion des Stromanstiegs eines isotropen Maschinenmodells von dem gemessenen Stromanstieg der anisotropen Maschine. Aus der resultierenden Stromdifferenz wird die Rotorlage berechnet. Der modellbasierte Ansatz vermeidet Vereinfachungen oder Annahmen, welche die Dynamik einschränken, oder das Verfahren an eine bestimmte Form der Spannungsinjektion binden. Diese Grundidee wurde erstmals in [LPSK10] für eine direkte Drehmomentregelung vorgestellt.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Grundidee auf die feldorientierte Regelung übertragen und in Verbindung mit der direkten Rotorlagebestimmung als *Beliebige Injektion (Arbitrary Injection)* bezeichnet.

Das Verfahren basiert auf der Maschinengleichung (2.26) in Statorkoordinaten. Der durch eine angelegte Spannung erzeugte Stromanstieg für die anisotrope Maschine ist mit

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}^s = (\mathbf{L}^s)^{-1} (\mathbf{u}^s - R \mathbf{i}^s - (\mathbf{J} \mathbf{T}^{-1} \psi_{pm}^r + \omega_e (\mathbf{J} \mathbf{L}^s - \mathbf{L}^s \mathbf{J}) \mathbf{i}^s)) \quad (3.1)$$

gegeben.

Aufgrund der diskret vorliegenden Größen werden weitere Berechnungen und Herleitungen ebenfalls zeitdiskret durchgeführt. Das aktuelle Intervall wird immer mit $[n]$ gekennzeichnet, während Intervalle in der Vergangenheit mit $[n_z] = [n - z]$ bezeichnet werden. Der bei der Euler-Diskretisierung verursachte numerische Fehler gegenüber der kontinuierlichen Berechnung hat bei dieser Anwendung einen geringen Einfluss und bleibt daher unberücksichtigt.

In allen weiteren Betrachtungen wird der durch eine Spannung angelegte Stromanstieg durch den Proportionalitätsfaktor der Admittanz

$$\mathbf{Y}^s = (\mathbf{L}^s)^{-1} T_0 \quad (3.2)$$

angegeben.

Diese Darstellungsform ist vorteilhaft, wenn der Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und daraus resultierendem Stromanstieg in einem festen Zeitraum betrachtet wird, wie es bei einem diskreten System der Fall ist. Erstmals wurde die in (3.2) gegebene Notation in [Sch96] eingeführt. Die Zeit T_0 stellt hierbei die Abtastzeit des Echtzeitsystems dar.

Für die spezielle Betrachtung des vereinfachten Maschinenmodells mit konstanten Induktivitäten gilt folgender einfacher Zusammenhang zwischen der Admittanz und der Induktivität in Rotorkoordinaten,

$$\mathbf{Y}^r = \begin{bmatrix} Y_d & 0 \\ 0 & Y_q \end{bmatrix} = (\mathbf{L}^r)^{-1} T_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} T_0. \quad (3.3)$$

Für die Darstellung der Admittanz in Statorkoordinaten ist es vorteilhaft, diese in einen Anteil aufzuteilen, welcher einen isotropen Stromanstieg hervorruft Y_Σ und einen Teil, der den anisotropen Stromanstieg Y_Δ repräsentiert. Der isotrope Stromanstieg ist dadurch charakterisiert, dass er immer dieselbe Richtung besitzt, wie die an der Induktivität angelegte Spannung, während der anisotrope Stromanstieg Informationen bezüglich der Rotorlage beinhaltet.

Der isotrope Admittanzanteil wird als mittlere Admittanz Y_Σ bezeichnet. Der anisotrope Admittanzteil stellt die Admittanzdifferenz Y_Δ dar. Beide Parameter sind gegeben als

$$\begin{aligned} Y_\Sigma &= \frac{Y_d + Y_q}{2}, \\ Y_\Delta &= \frac{Y_d - Y_q}{2}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Mittels der Matrixinversionsregeln aus [FKL09] $(\mathbf{ABC})^{-1} = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}^{-1}$ und $(\mathbf{C}^{-1})^{-1} = \mathbf{C}$, kann die Transformation der Admittanz von Rotor in Statorkoordinaten in gleicher Weise durchgeführt werden, wie es bei der Induktivität in Abschnitt 2.4 gemacht wurde. Die Admittanz in Statorkoordinaten ist mit

$$\mathbf{Y}^s = \mathbf{T}\mathbf{Y}^r\mathbf{T}^{-1} \quad (3.5)$$

gegeben.

Alle Winkelkomponenten aus der Admittanzmatrix \mathbf{Y}^s können mit

$$\mathbf{S}(\varphi_e) = \begin{bmatrix} \cos(2\varphi_e) & \sin(2\varphi_e) \\ \sin(2\varphi_e) & -\cos(2\varphi_e) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

zusammengefasst werden.

Unter Verwendung der Admittanzkomponenten aus (3.4) und der Matrix \mathbf{S} kann die Admittanz \mathbf{Y}^s aus (3.5) in Statorkoordinaten in folgender Weise umgeschrieben werden

$$\mathbf{Y}^s = (Y_\Sigma \mathbf{I} + Y_\Delta \mathbf{S}(\varphi_e)). \quad (3.7)$$

Aus (3.7) ist ersichtlich, dass eine Rotorpositionsabhängigkeit ausschließlich im zweiten Summanden gegeben ist.

Der Stromanstieg des anisotropen Maschinenmodells auf Basis von (2.26) in zeitdiskreter Darstellung ist wie folgt gegeben

$$\Delta \mathbf{i}^s[n] = \mathbf{Y}^s (\mathbf{u}^s[n_1] - R \mathbf{i}^s[n_1] - \omega_e[n_1] (\mathbf{T} \boldsymbol{\psi}_{pm}^r + (\mathbf{J} \mathbf{L}^s - \mathbf{L}^s \mathbf{J}) \mathbf{i}^s[n_1])). \quad (3.8)$$

Im nächsten Schritt wird (3.8) in zwei Terme aufgeteilt. Hierbei entspricht $\Delta \mathbf{i}_{HF}^s$ dem hochfrequenten Stromanstieg, während der niederfrequente Anteil des Stromanstiegs durch $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ gegeben ist

$$\Delta \mathbf{i}^s[n] = \Delta \mathbf{i}_{HF}^s[n] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]. \quad (3.9)$$

Der hochfrequente Anteil ist im Wesentlichen charakterisiert durch die angelegte Spannung

$$\Delta \mathbf{i}_{HF}^s[n] = \mathbf{Y}^s \mathbf{u}^s[n_1] \quad (3.10)$$

und der deutlich komplexere niederfrequente Anteil beinhaltet das Grundwellenverhalten der Maschine.

$$\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n] = \mathbf{Y}^s (R \mathbf{i}^s[n_1] + \omega_e[n_1] (\mathbf{T} \boldsymbol{\psi}_{pm}^r + (\mathbf{J} \mathbf{L}^s - \mathbf{L}^s \mathbf{J}) \mathbf{i}^s[n_1])) \quad (3.11)$$

Zur Ermittlung des isotropen Stromanstiegs wird ein isotropes Maschinenmodell definiert. Dieses besitzt die Eigenschaft, dass die Richtung des Stromanstiegs lediglich durch den niederfrequenten Anteil beeinflusst wird. Zu beachten ist, dass sowohl für das isotrope Modell als auch für das anisotrope Modell derselbe niederfrequente Term $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]$ herangezogen wird

$$\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s[n] = Y_\Sigma \mathbf{u}^s[n_1] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]. \quad (3.12)$$

Die Subtraktion der anisotropen Stromableitung Δi^s von der Stromableitung des isotropen Maschinenmodells Δi_{Σ}^s führt zu einem Rotorlage abhängigen Modellfehler, welcher mit

$$e^s[n] = \Delta i^s[n] - \Delta i_{\Sigma}^s[n] = Y_{\Delta} \mathbf{S} \mathbf{u}^s[n_1] \quad (3.13)$$

gegeben ist.

Die Berechnung eines solchen Modellfehlers charakterisiert das Verfahren der Beliebigen Injektion. Mittels der Ansätze welche in den Abschnitten 3.2 und 3.3 vorgestellt werden findet die Berechnung des Modellfehlers auf verschiedene Weisen statt. Alle Rechenschritte nach der Bestimmung des Modellfehlers werden jedoch in gleicher Weise ausgeführt.

An dieser Stelle wird deutlich, dass unabhängig von der Art der Injektion bzw. der Stromableitung ein Signal resultiert, welches die Position beinhaltet. Hierbei ist lediglich zu beachten, dass eine Stromableitung vorhanden sein muss, ansonsten sind die Terme Δi_{Σ}^s und Δi^s null.

Die bisher erläuterten Zusammenhänge sind in Abb. 3.2 dargestellt. Aufgrund des Doppelwinkels in der Matrix S wird der Kreis mit dem Radius des Modellfehlerbetrags zweimal pro elektrische Umdrehung durchlaufen. Die Verschiebung des Kreises wird durch den isotropen Teil Y_{Σ} abgebildet. Mit den Komponenten x und y wird das Koordinatensystem der Spannung (u) bezeichnet.

Zur Bestimmung der Position ist es notwendig, (3.13) in zwei Komponenten zu zerlegen, welche den Sinus und Kosinus der Rotorposition repräsentieren. Diese Komponenten sind nach einigen Rechnungen durch den Vektor $\mathbf{f}^s = [f_{\alpha}, f_{\beta}]^T$ gegeben

$$f_{\alpha} = u_{\alpha} e_{\alpha} - u_{\beta} e_{\beta} = Y_{\Delta} (u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2) \cos 2\varphi_e, \quad (3.14)$$

$$f_{\beta} = u_{\alpha} e_{\beta} + u_{\beta} e_{\alpha} = Y_{\Delta} (u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2) \sin 2\varphi_e. \quad (3.15)$$

Mittels (3.14) und (3.15) kann die Rotorposition φ_e direkt berechnet werden. Die Abhängigkeit von Y_{Δ} kürzt sich bei dieser Berechnung raus. Da es sich bei der berechneten Position um eine geschätzte Größe handelt, welche beispielsweise bei einer nicht idealen Strommessung fehlerbehaftet sein kann, wird diese mit $\hat{\varphi}_e$ bezeichnet

$$\hat{\varphi}_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{f_{\beta}}{f_{\alpha}} \right). \quad (3.16)$$

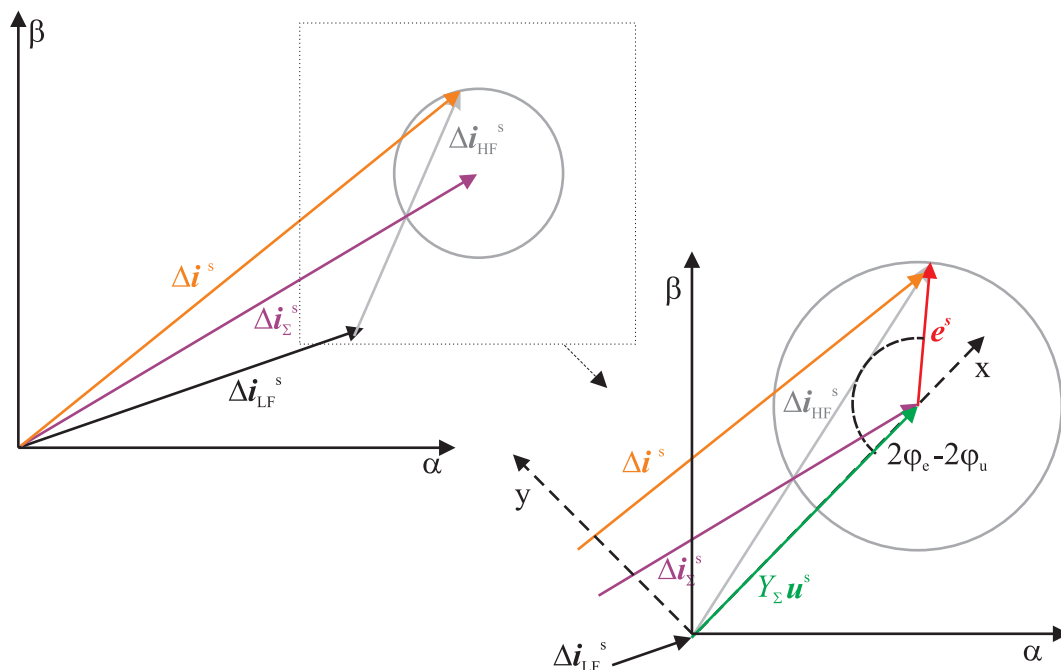


Abb. 3.2: Zusammenhänge im Zeigerdiagramm

Die Gültigkeit dieser Funktion, welche nur zwischen $]-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}[$ gegeben ist, kann durch die Verwendung der atan2 -Funktion auf einen Bereich von $[-\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}[$ erweitert werden. Bei der Implementierung dieses Verfahrens gilt es zu beachten, dass lediglich das isotrope Maschinenmodell Δi_{Σ}^s berechnet wird. Die Stromableitung des anisotropen Modells Δi^s ist gegeben durch die reale Maschine und wird mittels der Stromsensoren erfasst.

Dieses grundlegende Verfahren lässt einige Fragen offen, beispielsweise wie der niederfrequente Anteil Δi_{LF}^s oder die mittlere Admittanz Y_{Σ} bestimmt werden. Dies ist Bestandteil der nachfolgenden Abschnitte.

3.2 Berücksichtigung des Stromanstiegs der Grundwelle für konstante Intervalle

In Kapitel 3.1 wurde die grundlegende Idee vorgestellt, welche ermöglicht, den Rotorwinkel mittels der an die Maschine angelegten Spannung und dem gemessenen Strom zu bestimmen. Allerdings wurde nicht weiter darauf eingegangen, wie der

Term $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ aus (3.11) ermittelt wird. In diesem Abschnitt werden zwei grundlegende Verfahren vorgestellt, welche ermöglichen, den niederfrequenten Einfluss, der durch das Grundwellenverhalten der Maschine hervorgerufen wird, zu berücksichtigen. Für weitere Untersuchungen wird sich auf eine der beiden Methoden konzentriert und diese weiterentwickelt.

Bei der Berücksichtigung des Stromanstiegs der Grundwelle für konstante Intervalle wird ausschließlich eine mittensynchrone Strommessung herangezogen. Infolgedessen entspricht die gemessene Stromdifferenz $\Delta \mathbf{i}^s$ dem mittleren Stromanstieg in einem Abtastintervall. Zum einen ist es möglich, $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ durch eine Filterstruktur zu bestimmen. Die andere Möglichkeit besteht darin, das Verfahren dahin gehend zu verändern, das die Abhängigkeit des Terms $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ verschwindet.

3.2.1 Filtermethode zur Ermittlung des Grundwellenverhaltens

Der Stromanstieg $\Delta \mathbf{i}^s$ beinhaltet einen hochfrequenten Stromanstieg, welcher sich mit der angelegten Spannung ändert und einen niederfrequenten Teil, der vom Grundwellenverhalten der Maschine abhängt. Die Grundidee der Filter-Methode besteht darin, den unbekanntem niederfrequenten Anteil durch einen Tiefpassfilter erster Ordnung zu ermitteln.

Wie auch in Abschnitt 3.1 erläutert, wird zuerst der isotrope Stromanstieg bestimmt. Für die Berechnung des isotropen Stromanstiegs wird ein beobachteter niederfrequenter Anteil $\Delta \tilde{\mathbf{i}}_{LF}^s[n_1]$ verwendet, welcher aus dem vorherigen Abtastintervall stammt

$$\Delta \tilde{\mathbf{i}}_{\Sigma}^s[n] = \Delta \mathbf{i}_{\Sigma HF}^s[n] - \Delta \tilde{\mathbf{i}}_{LF}^s[n_1]. \quad (3.17)$$

Unter Verwendung des beobachteten niederfrequenten Stromanstiegs wird der Modellfehler $e^s[n]$ berechnet. Hierbei wird die gemessene Stromdifferenz $\Delta \mathbf{i}^s[n]$ von der berechneten isotropen Stromänderung subtrahiert

$$\tilde{e}^s[n] = \Delta \mathbf{i}^s[n] - \Delta \tilde{\mathbf{i}}_{\Sigma}^s[n]. \quad (3.18)$$

Sowohl für die berechnete als auch für die gemessene Stromänderung sollte der niederfrequente Anteil gleich sein und infolgedessen ein mittelwertfreies Signal e^s resultieren. Ist das Signal nicht mittelwertfrei, liegt ein Fehler für $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n_1]$ vor. Demnach muss $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n_1]$ dahin gehend verändert werden, dass $e^s[n]$ keinen Mittelwert mehr besitzt.

Damit hohe Drehzahlen nicht zu einem stationären Fehler bei der Mittelwertbildung führen, wird das Signal e^s in beobachtete Rotorkoordinaten transformiert. Anschließend wird der in beobachtete Rotorkoordinaten transformierte Modellfehler \tilde{e}^r integriert und zurücktransformiert. Im diskreten System wird die Integration durch eine Summe approximiert. Der beobachtete niederfrequente Anteil ist gegeben durch

$$\Delta \tilde{i}_{LF}^s[n] = v \mathbf{T} \sum \mathbf{T}^T \tilde{e}^s[n]. \quad (3.19)$$

Die Transformation der Signale in das Anisotropie-Koordinatensystem geschieht mit der Transformationsmatrix \mathbf{T} , welche den beobachteten Winkel $\tilde{\varphi}_e$ als Drehwinkel besitzt. Zur Bestimmung der Rotorposition können dann die Gleichungen (3.14), (3.15) und (3.16) aus dem vorherigen Abschnitt herangezogen werden.

In [LHK11] wird dieser Ansatz ausführlich erläutert und anhand eines Stabilitätsbeweises gezeigt, dass durch diese Methode ein last- und anisotropieabhängiger Winkelfehler verursacht wird. Der Ursprung hierfür liegt in der Verwendung des geschätzten Winkels zur Ermittlung des unbekanntes Terms $\Delta \tilde{i}_{LF}^s$, welcher wiederum verwendet wird, um den Rotorwinkel zu bestimmen.

Eine Kompensation dieses Fehlers erfordert die genaue Kenntnis der aktuellen Rotorposition und ist daher nicht einfach möglich. Darüber hinaus stellt der Verstärkungsfaktor v eine weitere Größe dar, welche system- und maschinenabhängig eingestellt werden muss und daher den Inbetriebnahmeaufwand erhöht.

3.2.2 Differenzenverfahren zur Eliminierung des Grundwellenverhaltens

Eine weitere Möglichkeit zur Berücksichtigung des unbekanntes Terms Δi_{LF}^s besteht durch die Anwendung des Differenzenverfahrens, welches in der einfachsten Variante als Δ -Verfahren abgekürzt wird. Im Vergleich zu der Filtermethode wird bei dieser Methode der niederfrequente Stromanstieg Δi_{LF}^s nicht zur Rotorwinkelbestimmung benötigt. Hierfür ist es jedoch notwendig, Annahmen zu treffen, wodurch das Verfahren der Beliebigen Injektion in der Flexibilität geringfügig eingeschränkt wird.

Die Grundannahme besteht darin, dass die Änderung des niederfrequenten Stromanstiegs zwischen zwei Abtastschritten deutlich geringer ist, als die Änderung des hochfrequenten Stromanstiegs.

Durch die Subtraktion zwei aufeinanderfolgender gemessener Stromänderungen wird der Mittelwert eliminiert. Durch die Eliminierung der niederfrequenten Stromänderung Δi_{LF}^s im gemessenen Strom, muss diese für den berechneten Stromanstieg Δi_{Σ}^s nicht mehr berücksichtigt werden. Dieses Prinzip zur Eliminierung der

Stromänderung, welche durch das Grundwellenverhalten der Maschine verursacht wird, wurde erstmals in [Sch96] eingeführt und ebenfalls in [KKS⁺11] verwendet. Die Grundidee stammt aus der Nachrichtentechnik, hier wird diese Technik mittels des diskreten Laplace-Operators D^2 angewendet. Damit das Verfahren funktioniert, ist es erforderlich die Injektionsfrequenz an die Abtastfrequenz anzupassen.

Aufgrund oben genannter Einschränkung für das Verfahren ist diese Methode im Vergleich zu der Filtermethode in Abschnitt 3.2.1 lediglich für niedrige Drehzahlen geeignet. Bei hohen Frequenzen erhöht sich die Änderung des niederfrequenten Stromanstiegs und die Annahme, dass dieser zwischen zwei Abtastintervallen konstant ist, trifft nicht mehr zu. Als Konsequenz werden für die Winkelberechnung Stromdifferenzen herangezogen, welche nicht ausschließlich von dem hochfrequenten Verhalten der Maschine beeinflusst sind.

Der Ansatz des Differenzenverfahrens wird im Folgenden ausführlich beschrieben, da dieser als Grundlage für die weiteren Abschnitte herangezogen wird.

Wie auch bei der Filter-Methode wird bei diesem Verfahren, der isotrope Stromanstieg $\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s$ auf Basis der an die Maschine angelegten Spannung berechnet. Der anisotrope Stromanstieg $\Delta \mathbf{i}^s$ hingegen wird durch Subtraktion zweier aufeinanderfolgender Strommesswerte ermittelt.

Gegeben sind zwei aufeinanderfolgende Intervalle für den isotropen Stromanstieg

$$\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s[n] = Y_\Sigma \mathbf{u}^s[n_1] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s, \quad (3.20)$$

$$\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s[n_1] = Y_\Sigma \mathbf{u}^s[n_2] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s. \quad (3.21)$$

Der unbekannte Term $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ wird innerhalb dieser beiden Intervalle als konstant angenommen.

Die gemessene Stromänderung $\Delta \mathbf{i}^s$ für zwei aufeinanderfolgende Intervalle, welche sich aus jeweils zwei Strommesspunkten ergibt, ist gegeben mit

$$\Delta \mathbf{i}^s[n] = \mathbf{i}_s^s[n] - \mathbf{i}^s[n_1] = (Y_\Sigma + \mathbf{S}Y_\Delta) \mathbf{u}^s[n_1] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s, \quad (3.22)$$

$$\Delta \mathbf{i}^s[n_1] = \mathbf{i}^s[n_1] - \mathbf{i}^s[n_2] = (Y_\Sigma + \mathbf{S}Y_\Delta) \mathbf{u}^s[n_2] - \Delta \mathbf{i}_{LF}^s. \quad (3.23)$$

Das Verfahren, welches in [KKS⁺11] angewendet wird, basiert ebenfalls auf (3.22) und (3.23), allerdings wird dabei nicht der isotrope Stromanstieg subtrahiert. Infol-

gedessen verbleiben drei Unbekannte, wohingegen durch die Subtraktion des isotropen Stromanstiegs für das Verfahren der Beliebigen Injektion die Rotorlagebestimmung von der Ermittlung der mittleren Admittanz Y_Σ entkoppelt ist. Diese Entkopplung erhöht den Freiheitsgrad für die Injektionsspannung, welche für [KKS⁺11] linear unabhängige Spannungsvektoren aufweisen muss, wohingegen eine solche Forderung bei der Beliebigen Injektion nicht besteht.

Die Subtraktion beider Komponenten führt zu der Elimination des Terms $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$. Dies gilt sowohl für den berechneten isotropen Stromanstieg als auch für den gemessenen anisotropen Stromanstieg

$$\Delta(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s)[n] = \Delta \mathbf{i}_\Sigma^s[n] - \Delta \mathbf{i}_\Sigma^s[n_1] = Y_\Sigma(\mathbf{u}^s[n_1] - \mathbf{u}^s[n_2]), \quad (3.24)$$

$$\Delta(\Delta \mathbf{i}^s)[n] = \Delta \mathbf{i}^s[n] - \Delta \mathbf{i}^s[n_1] = (Y_\Sigma + \mathbf{S}Y_\Delta)(\mathbf{u}^s[n_1] - \mathbf{u}^s[n_2]). \quad (3.25)$$

Auf Basis der gemessenen Ströme, ergibt sich $\Delta(\Delta \mathbf{i}^s)$ mit

$$\Delta(\Delta \mathbf{i}^s)[n] = \mathbf{i}^s[n] - 2\mathbf{i}^s[n_1] + \mathbf{i}^s[n_2]. \quad (3.26)$$

Der Modellfehler wird jetzt analog zu (3.13) mit $\Delta(\Delta \mathbf{i}^s)$ und $\Delta(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s)$ berechnet. Wie bereits in (3.13) gezeigt spiegelt der Modellfehler ausschließlich das anisotrope Verhalten der Maschine wider. Dieser ist für das Δ -Verfahren gegeben mit

$$\Delta e[n] = \Delta(\Delta \mathbf{i}^s)[n] - \Delta(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s)[n]. \quad (3.27)$$

Basierend auf der Herleitung aus Abschnitt 3.1 ist die Rotorposition unter Verwendung der hochfrequenten Spannung $\Delta \mathbf{u}^s[n_1] = \mathbf{u}^s[n_1] - \mathbf{u}^s[n_2]$ gegeben mit

$$\hat{\varphi}_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\Delta u_\alpha \Delta e_\beta + \Delta u_\beta \Delta e_\alpha}{\Delta u_\alpha \Delta e_\alpha - \Delta u_\beta \Delta e_\beta} \right). \quad (3.28)$$

Die Positionsermittlung durch die Differenzenmethode geschieht durch eine direkte Berechnung. Hierdurch ist es nicht notwendig, verfahrensspezifischen Parameter zu justieren. Verglichen mit der Filtermethode hat das Differenzenverfahren allerdings den Nachteil, dass es in der Drehzahl aufgrund der getroffenen Annahmen beschränkt ist. Hierzu wird eine Lösung in Abschnitt 3.2.3 vorgeschlagen.

3.2.3 Δ^2 -Verfahren zur Eliminierung des Grundwellenverhaltens

Bei Gegenüberstellung der Eigenschaften, der Filter-Methode und des Δ -Verfahrens, wurde festgelegt, die weiteren Entwicklungen auf Basis der Differenzenmethode durchzuführen. Ausschlaggebend hierfür ist die direkte Berechnung der Position ohne Rückführung, welche die Robustheit des Verfahrens erhöht und es damit deutlich leichter anwendbar macht. Darüber hinaus ist nicht klar, in welcher Weise bei der Filter-Methode die Kompensation des lastabhängigen Fehlers ausgeführt werden sollte.

Dieser Abschnitt befasst sich mit einer Erweiterung des Δ -Verfahrens aus Abschnitt 3.2.2 dahin gehend, dass die bestehende Einschränkung des nutzbaren Drehzahlbereichs aufgehoben wird.

Die Annahme, dass der niederfrequente Stromanstieg innerhalb von zwei Intervallen als konstant angenommen wird, ist ab hier nicht mehr gültig. In der Annahme für das zweistufige Differenzenverfahren, welches im Folgenden als Δ^2 -Verfahren bezeichnet wird, wird davon ausgegangen, dass sich der niederfrequente Stromanstieg Δi_{LF}^s innerhalb von drei Intervallen zeitlich linear verhält. Selbstverständlich stimmt auch diese Annahme nicht hundertprozentig mit der Realität überein, da es sich um eine sinusförmige Veränderung handelt, jedoch ist die Näherung deutlich präziser.

Im Folgenden werden drei aufeinanderfolgende Intervalle dargestellt, hierbei wird angenommen, dass sich Δi_{LF}^s linear ändert

$$\Delta i_{\Sigma}^s[n] = Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_1] - \Delta i_{LF}^s[n], \quad (3.29)$$

$$\Delta i_{\Sigma}^s[n_1] = Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_2] - \Delta i_{LF}^s[n_1], \quad (3.30)$$

$$\Delta i_{\Sigma}^s[n_2] = Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_3] - \Delta i_{LF}^s[n_2]. \quad (3.31)$$

Eine lineare Veränderung des Terms Δi_{LF}^s ist beschrieben mit

$$\begin{aligned} \Delta i_{LF}^s[n_1] &= \Delta i_{LF}^s[n] - \Delta \mathbf{I}_{LF}^s, \\ \Delta i_{LF}^s[n_2] &= \Delta i_{LF}^s[n] - 2\Delta \mathbf{I}_{LF}^s, \end{aligned} \quad (3.32)$$

hierbei stellt $\Delta \mathbf{I}_{LF}^s$ die konstante Stromdifferenz innerhalb von drei Intervallen dar, durch welche eine lineare Änderung von $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ vorliegt.

Anhand der nachfolgenden Rechnung wird ersichtlich, dass der niederfrequente Stromanstieg verschwindet, wenn er sich innerhalb von drei Intervallen linear ändert

$$\begin{aligned}
\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{\Sigma}^s[n]) &= \Delta \mathbf{i}_{\Sigma}^s[n] - 2\Delta \mathbf{i}_{\Sigma}^s[n_1] + \Delta \mathbf{i}_{\Sigma}^s[n_2] \\
&= Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_1] - \cancel{\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]} - 2Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_2] \\
&\quad + \cancel{2\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]} - \cancel{2\Delta \mathbf{I}_{LF}^s} + Y_{\Sigma} \mathbf{u}^s[n_3] \\
&\quad - \cancel{\Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n]} + \cancel{2\Delta \mathbf{I}_{LF}^s}.
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Mittels (3.33) wurde ein isotroper Stromanstieg berechnet, welcher nur noch hochfrequente Stromänderungskomponenten beinhaltet. Dieselbe Rechnung wird jetzt für die anisotrope Maschine durchgeführt (3.34).

Wie auch in Abschnitt 3.2.2 wird die gemessene Stromänderung $\Delta \mathbf{i}^s$ durch die Messung zweier aufeinanderfolgender Strommesspunkte ermittelt

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}^s[n]) = \underbrace{(\mathbf{i}^s[n] - \mathbf{i}^s[n_1])}_{\Delta \mathbf{i}^s[n]} - 2(\mathbf{i}^s[n_1] - \mathbf{i}^s[n_2]) + (\mathbf{i}^s[n_2] - \mathbf{i}^s[n_3]). \tag{3.34}$$

Die Subtraktion von anisotropem und isotropem Stromanstieg ergibt den Modellfehler $\Delta^2 \mathbf{e}^s$, welcher nur noch hochfrequente Komponenten mit einer Rotorlageabhängigkeit enthält. Die Ermittlung der Position geschieht wieder ähnlich zu der in Abschnitt 3.1 erläuterten Vorgehensweise.

$$\Delta^2 \mathbf{e}^s[n] = \Delta^2(\Delta \mathbf{i}^s[n]) - \Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{\Sigma}^s[n]). \tag{3.35}$$

Allerdings ist für die Berechnung des Rotorwinkels die hochfrequente Spannung erforderlich, welche gegeben ist mit

$$\Delta^2 \mathbf{u}^s[n_1] = \mathbf{u}^s[n_1] - 2\mathbf{u}^s[n_2] + \mathbf{u}^s[n_3]. \tag{3.36}$$

Die geschätzte Rotorlage lässt sich berechnen mit

$$\hat{\varphi}_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\Delta^2 u_{\alpha} \Delta^2 e_{\beta} + \Delta^2 u_{\beta} \Delta^2 e_{\alpha}}{\Delta^2 u_{\alpha} \Delta^2 e_{\alpha} - \Delta^2 u_{\beta} \Delta^2 e_{\beta}} \right). \tag{3.37}$$

Wie auch in den Abschnitten 3.2.2 und 3.1 ist der Winkel über den kompletten Bereich definiert, daher wird bei der Implementierung die atan2-Funktion verwendet.

3.2.4 Analyse des Differenzenverfahrens

Die Bestimmung der Rotorlage setzt die Kenntnis des Stromanstiegs an der Maschineninduktivität voraus. Aus (3.8) geht hervor, dass der gesuchte Stromanstieg zwei Komponenten besitzt, wovon eine mit dem Grundwellenverhalten der Maschine zusammenhängt und die andere mit der hochfrequenten Spannungsanregung. Zur Bestimmung des Rotorwinkels mit diesem Verfahren ist nur der hochfrequente Teil von Relevanz. Daher muss dieser von dem niederfrequenten Stromanstieg getrennt werden.

Zur Trennung dieser beiden Komponenten wird bei dem Δ^2 -Verfahren angenommen, dass sich der niederfrequente Stromanstieg innerhalb von drei Intervallen linear ändert und ein Algorithmus vorgeschlagen, diesen Einfluss im gemessenen Strom zu eliminieren (3.34). Unter welchen Bedingungen diese Annahme zutrifft und wann es zu Problemen kommen kann, wird in dem vorliegenden Abschnitt behandelt.

Die Trennung von niederfrequentem und hochfrequentem Stromanstieg mittels des Δ^2 -Verfahrens stellt striktere Anforderungen an die Injektionsspannung als in der Grundidee aus Abschnitt 3.1 formuliert. Daher ist es zur Eliminierung des niederfrequenten Einflusses notwendig, dass innerhalb der 3-Intervalle eine hochfrequente Stromänderung vorhanden ist. Demnach muss die Injektionsspannung Frequenzkomponenten aufweisen, welche der Intervallfrequenz des Differenzenverfahrens entsprechen.

In Abb. 3.3 sind zwei Injektionsspannungen u_c^s und die dazugehörigen Stromverläufe dargestellt. Links wird eine beliebige Injektion gezeigt, und rechts ist eine alternierende Injektion in die α -Achse abgebildet. Eine beliebige Injektion ist dadurch gekennzeichnet, dass der Mittelwert der Spannung null ist, jedoch keine Regelmäßigkeit in dem Injektionsmuster vorhanden sein muss.

Der abgebildete Strom i^s besitzt hochfrequente und niederfrequente Anteile. Die niederfrequenten Anteile resultieren aus dem Grundwellenverhalten der Maschine. Durch Anwendung des Δ^2 -Verfahrens ist es sowohl für das beliebige Injektionsmuster als auch für die alternierende Injektion möglich, die niederfrequenten Stromanstiegskomponenten aus dem Signal $\Delta(\Delta^2)i^s$ zu eliminieren. Demnach sind für Abb. 3.3 die zwei wesentlichen Forderungen erfüllt, welche besagen:

- Die niederfrequente Stromänderung Δi_{LF} darf keine dominanten hochfrequenten Komponenten besitzen, infolgedessen sollte sie sich innerhalb von drei Intervallen annähernd linear verhalten, wodurch $\Delta(\Delta^2 i^s)$ mittelwertfrei ist.

- Zur Eliminierung des niederfrequenten Anteils ist eine an die Maschine angelegte Spannung mit hochfrequentem Charakter notwendig. Die Frequenz mit dem das Δ^2 -Verfahren berechnet wird, sollte an die höchste Frequenzkomponente der Injektionsspannung angepasst sein. Sofern die Amplituden der Injektionsfrequenzkomponenten ungünstig gewählt werden, kann das Signal $\Delta(\Delta^2 i^s)$ zu gering sein und nicht zur Bestimmung des Modellfehlers herangezogen werden.

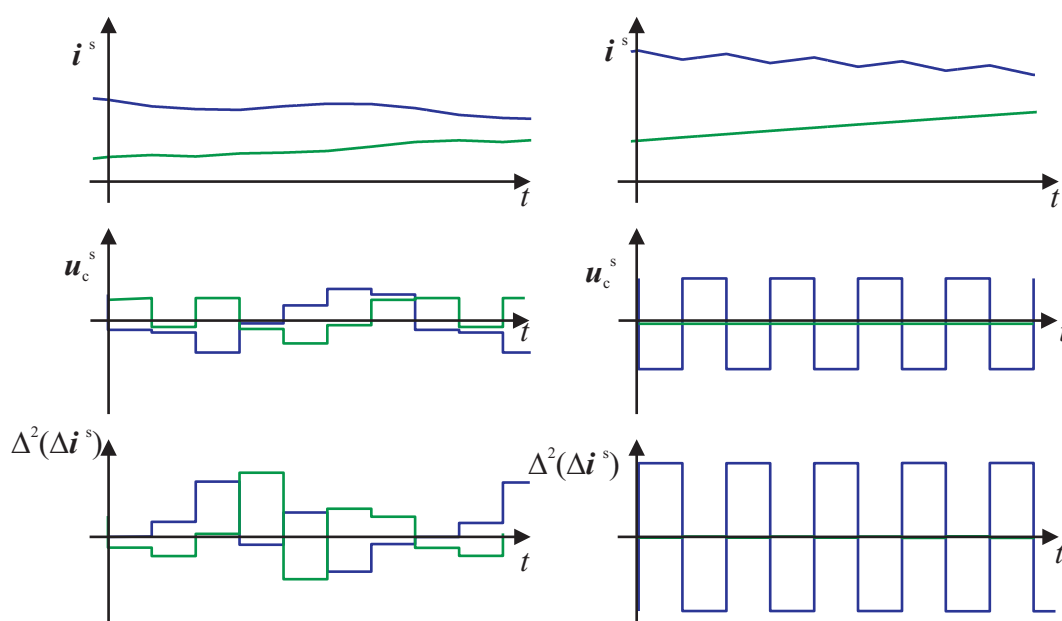


Abb. 3.3: Eliminierung des niederfrequenten Stromanstiegs Δi_{LF} , in blau α - und in grün β -Komponente; *links*: für eine beliebige Injektion; *rechts*: für eine alternierende Injektion

Bei der praktischen Anwendung des Δ^2 -Verfahrens kommt es vor, dass die beiden Forderungen nicht vollständig erfüllt werden. Als Konsequenz besitzt der berechnete Rotorwinkel dann einen Rauschfehler.

Da in einem realen System viele Einflüsse vorhanden sind, welche unabhängig von den oben genannten Forderungen zu einem Winkelfehler führen, wie z.B. das Quantisierungsrauschen der Strommessung oder nicht ideale Maschineneigenschaften, ist es nicht zwingend erforderlich, die genannten Forderungen vollständig zu erfüllen.

In der Regel überwiegen die Fehlereinflüsse aufgrund des nicht idealen Antriebs gegenüber den algorithmischen Vereinfachungen. Die Darstellung der Fehlereinflüsse wird daher im nächsten Abschnitt anhand von Simulationen durchgeführt, welche lediglich die algorithmischen Schwachstellen des Differenzenverfahrens herausstellen.

Abb. 3.4 zeigt die beiden Fälle, in denen die Forderungen für das Δ^2 -Verfahren nicht eingehalten werden. Links ist die Annahme eines sich linear verhaltenden niederfrequenten Anteils nicht erfüllt, wodurch der hochfrequente Stromanstieg einen Mittelwertfehler aufweist. Rechts ist der auswertbare hochfrequente Stromanstieg $\Delta(\Delta^2 i^s)$ nicht ausreichend groß.

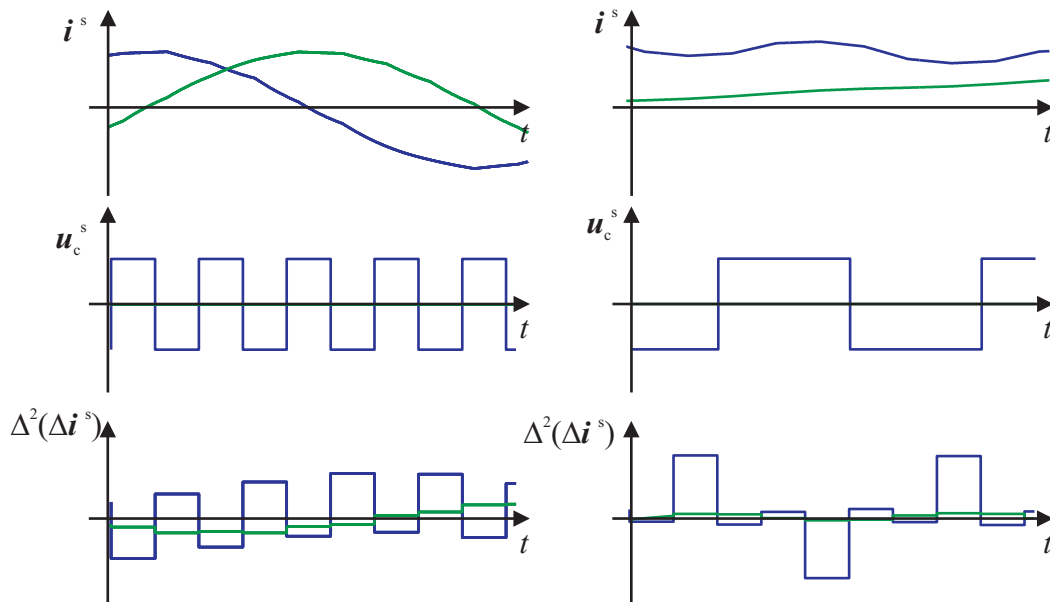


Abb. 3.4: Probleme bei der Eliminierung des niederfrequenten Stromanstiegs Δi_{LF} , in blau α - und in grün β -Komponente; *links*: für zu hohe Drehzahlen; *rechts*: bei unbrauchbarer Injektion

Sobald der niederfrequente Anteil seinen linearen veränderlichen Charakter verliert, was beispielsweise bei sehr hohen Drehzahlen auftreten kann, ist es mittels des Δ^2 -Verfahrens nicht mehr möglich, den niederfrequenten Anteil komplett zu eliminieren.

Im zweiten Fall auf der rechten Seite in Abb. 3.4 besteht das Problem, dass die Frequenz der Injektionsspannung u_c^s nicht an die Abtastzeit des Δ^2 -Verfahrens angepasst ist. Dadurch ist die hochfrequente Stromänderung in vielen Intervallen zu

gering. Da die Genauigkeit der Rotorlagebestimmung mit der Amplitude der hochfrequenten Stromänderung skaliert ist, muss hierfür ein Mindestwert eingehalten werden. Näheres hierzu wird in den Abschnitten 3.2.5 und 3.3.3 erläutert.

Der Fehlereinfluss, welcher durch einen sich nicht linear verhaltenden niederfrequenten Stromanstieg hervorgerufen wird, kann basierend auf (3.34) mit

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{LF}) = \Delta \mathbf{i}_{LF}[n] - 2\Delta \mathbf{i}_{LF}[n_1] + \Delta \mathbf{i}_{LF}[n_2] \quad (3.38)$$

gegeben werden.

Sofern der niederfrequente Term sich linear ändert, ist $\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{LF})$ immer gleich null. Um den Einfluss dieses Fehlers $\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{LF})$ auf das berechnete Winkelsignal bewerten zu können, muss dieser ins Verhältnis zu dem Betrag des Modellfehlers $|\Delta^2 e^s|$ gestellt werden. Demnach kann eine Erhöhung der Injektion, welche mit einer Erhöhung des Modellfehlers einhergeht, den Fehlereinfluss aus (3.38) reduzieren. Das ist allerdings nur gültig, solange sichergestellt ist, dass $\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{LF})$ keine hochfrequenten Anteile aufgrund der Injektion beinhaltet. Diese Zusammenhänge werden ausführlich im nächsten Abschnitt behandelt.

3.2.5 Simulative Untersuchungen des Differenzenverfahrens

Verglichen mit dem kompletten Maschinenmodell der Synchronmaschine findet bei dem Ansatz der Beliebigen Injektion lediglich eine Vereinfachung bei der Berücksichtigung des niederfrequenten Stromanstiegs $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ statt. Die dadurch hervorgerufenen Unterschiede zum Maschinenmodell, gegeben in Abschnitt 2.4, stehen im Fokus der folgenden simulativen Untersuchungen.

Dies betrifft konkret den Einfluss von:

- verschiedenen Drehzahlen,
- variierenden Injektionsformen,
- Maschinenparametern.

Nicht betroffen sind Betriebszustände, bei denen sich der niederfrequente Teil nicht deutlich ändert:

- Laständerungen und Lastsprünge,
- feldverstärkende oder feldschwächende Stromänderungen.

Das verwendete Simulationsmodell aus Abschnitt 2.4 ist ausreichend, um den Einfluss der analysierten Faktoren zu zeigen. Wie auch der Algorithmus des Δ^2 -Verfahrens, wird auch das Maschinenmodell mit denselben konstanten Zeitintervallen berechnet, damit Einflüsse hervorgerufen durch die Diskretisierung, ausgeschlossen werden können.

Durch diese Vorgehensweise kommen exakt die Fehler zum Vorschein, welche durch die Annahmen für das Δ^2 -Verfahren verursacht werden. Alle Simulationen werden im offenen Regelkreis durchgeführt, d.h. der durch den Algorithmus berechnete Rotorwinkel wird nicht für die feldorientierte Regelung des Maschinenmodells verwendet. Untersuchungen im geschlossenen Regelkreis, bei denen der aus dem gerberlos Verfahren ermittelte Winkel für die feldorientierte Regelung verwendet wird, werden sich für die praktischen Versuche in Abschnitt 3.6 vorbehalten. Die für die Simulation verwendeten Parameter sind, falls nicht weiter erläutert, an die SPMSM in Tabelle 6.2 angelehnt.

Als Gütekriterium für die durchgeführten simulativen Untersuchungen wird der Unterschied zwischen dem geschätzten Rotorwinkel $\hat{\varphi}_e$ und dem Rotorwinkel des Modells φ_e aus Abschnitt 2.4 herangezogen.

Vergleich Δ -Verfahren und Δ^2 -Verfahren

Wie bereits in Abschnitt 3.2.2 erwähnt, ist das Δ -Verfahren lediglich für kleine Drehzahlen geeignet, woher auch die Motivation entstand, das Δ^2 -Verfahren zu entwickeln. Abb. 3.5 zeigt die Abhängigkeit des Winkelfehlers von der Drehzahl bei beiden Verfahren. Es ist deutlich zu sehen, dass der Winkelfehler für das Δ -Verfahren bei zunehmender Drehzahl schneller ansteigt, als es beim Δ^2 -Verfahren der Fall ist. Beide Verfahren weisen zusätzlich einen drehzahlunabhängigen Fehler auf, welcher in diesem Abschnitt genauer untersucht wird.

Da aufgrund der Strichstärke in den Abbildungen, das Rauschband für den Winkelfehler $\Delta\varphi_e = \varphi_e - \hat{\varphi}_e$ einen größeren Fehler suggeriert, als er sich in Wirklichkeit verhält, wird in den nächsten Darstellungen die Winkelabweichung ausschließlich mit der Schätzfunktion dargestellt

$$\sigma_m = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\Delta\varphi_e[n_N])^2}. \quad (3.39)$$

Der Parameter N gibt an wie viele Messwerte für die Summe verwendet werden. Bei der Wahl der Anzahl der Messpunkte empfiehlt es sich nicht zu viele Punkte zu berücksichtigen, da ansonsten die Änderung der Messgröße nicht mehr erfasst wird.

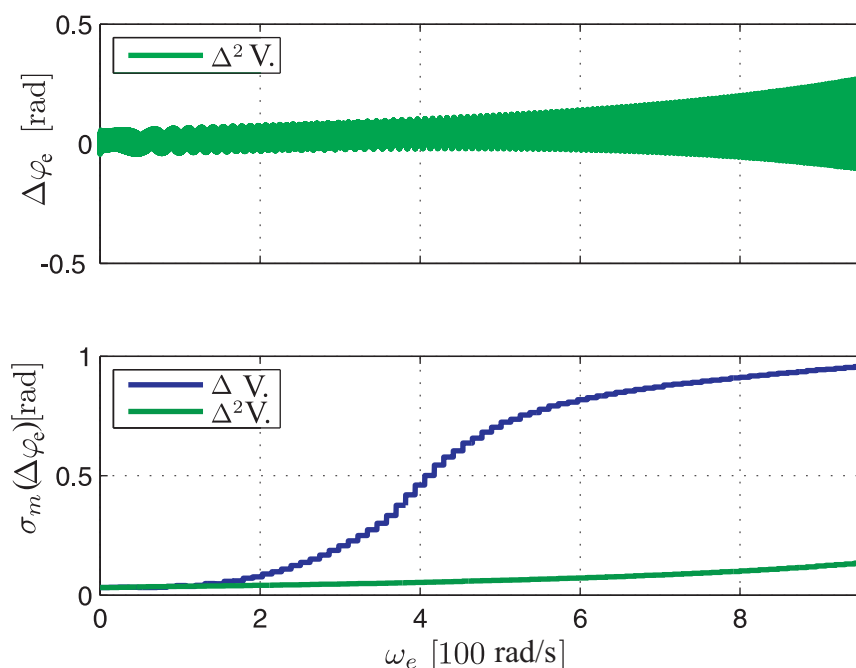


Abb. 3.5: Vergleich Δ -Verfahren und Δ^2 -Verfahren in Bezug auf den Drehzahl abhängigen Fehler

Neben dem Rauscheinfluss weisen beide Verfahren einen Mittelwertfehler auf, welcher aufgrund des hohen Rauschanteils aus der Grafik nicht sofort hervorgeht. Der Mittelwertfehler ist drehzahlabhängig und kann daher kompensiert werden. Er beträgt die Hälfte der Zeit, welche die verwendeten Intervalle in die Vergangenheit reichen und ist daher beim Δ^2 -Verfahren etwas größer.

Für alle folgenden Simulationen wird dieser Fehler kompensiert und ausschließlich nur noch das Δ^2 -Verfahren untersucht.

Bestimmung des drehzahlabhängigen Winkelfehlers

Trotz des deutlich besseren Verhaltens des Δ^2 -Verfahrens bei hohen Drehzahlen ist weiterhin ein störender Einfluss vorhanden. In dem Fall des Δ^2 -Verfahrens ergibt sich ein Winkelfehler $\Delta\varphi_e$, sobald die Annahme eines sich linear veränderlichen niederfrequenten Terms nicht mehr zutrifft.

Anhand von (3.38) ist es möglich den Fehler zu berechnen, der sich durch die Annahme eines linear veränderlichen Grundwellenanteils ergibt. Allerdings kann anhand des Ergebnisses von (3.38) nicht auf den resultierenden Winkelfehler geschlossen werden, da dieser mit dem Betrag des Modellfehlers gewichtet wird.

In Abb. 3.6 wird dieser Zusammenhang dargestellt. Im stationären Betrieb und für die Betrachtung des vereinfachten Maschinenmodells verhält sich der Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$ proportional zu der hochfrequenten Spannung $\Delta^2 u^s$ und diese ist proportional zu der Injektionsspannung u_c^s . Hier wird deutlich, dass sich bei einer Verdopplung der hochfrequenten Spannung bei gleichbleibender Drehzahl der Winkelfehler $\Delta\varphi_e$ verkleinert.

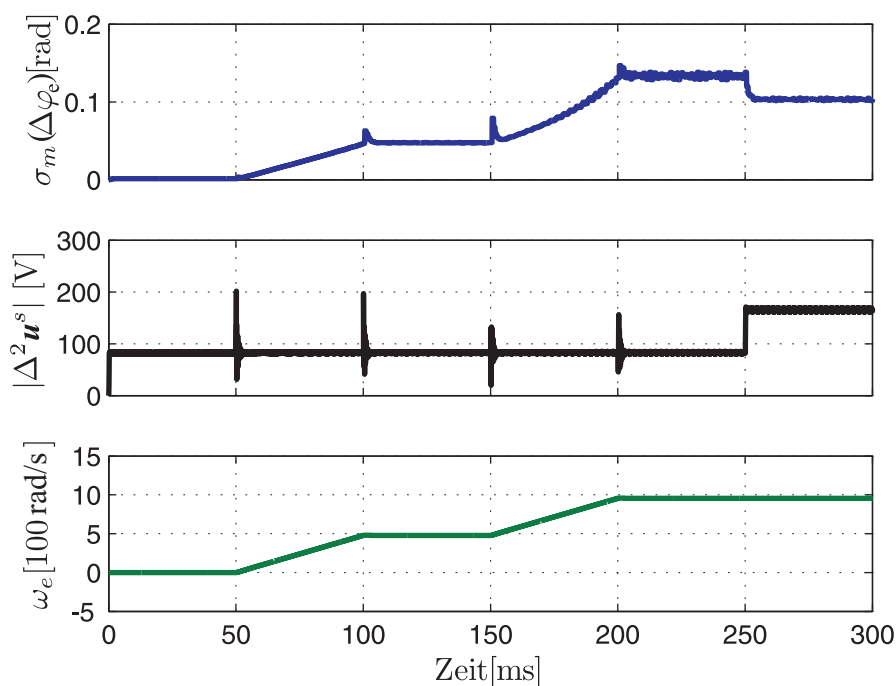


Abb. 3.6: Einfluss verschiedener Drehzahlen und Injektionsamplituden auf den Winkelfehler für das Δ^2 -Verfahren

Für eine analytische Untersuchung der Drehzahlabhängigkeit für das Δ^2 -Verfahren werden zunächst die Abhängigkeiten für den Modellfehlerbetrag betrachtet, dieser ist mit

$$|\Delta^2 e^s| = Y_\Delta |\Delta^2 u^s| \quad (3.40)$$

gegeben.

Hierbei repräsentiert Y_Δ die mit der Abtastzeit skalierte Admittanzdifferenz einer Maschine, welche bei dem vereinfachten Maschinenmodell konstant ist. In der Praxis sinkt die Anisotropie für die permanent erregte Synchronmaschine in der Regel unter Lastbedingungen. Neben diesem Einfluss beinhaltet die Admittanz Y_Δ noch die Skalierung mit der Abtastzeit des Systems T_0 aus (3.2). Eine Verkürzung dieser Zeit lässt das Verhältnis zwischen Intervallfrequenz und Grundwellenfrequenz steigen, wodurch der Fehler sinkt, da die Approximation exakter wird. Da es allerdings bei Maschinen kleiner Leistung unüblich ist, die Schaltfrequenz drehzahlabhängig zu ändern, wird die Abtastzeit T_0 als konstant angenommen. Die einzige Größe, welche aktiv sinnvoll im Betrieb geändert werden kann, ist demnach die hochfrequente Spannung $\Delta^2 u^s$, welche im Wesentlichen durch die Injektionsspannung u_c^s gegeben ist.

Wie bereits in Abschnitt 3.2.4 erwähnt, ruft die Annahme eines linear veränderlichen niederfrequenten Terms einen Fehler hervor welcher in (3.38) gegeben ist.

Der Fehler $\Delta^2(\Delta i_{LF}^s)$ aus (3.38), der durch den unbekanntem niederfrequenten Stromanstieg Δi_{LF}^s hervorgerufen wird, besitzt zwei Einflussfaktoren. Dies ist zum einen der Strom und zum anderen die Drehzahl. In diesem Abschnitt wird ausschließlich die Drehzahlabhängigkeit in (3.38) betrachtet, da der mit dem Strom skalierte Einfluss nur in Spezialfällen berücksichtigt werden muss. Darauf wird ausführlich im nächsten Unterabschnitt eingegangen.

Demnach besitzen für Δi_{LF}^s nur noch die Terme eine Relevanz, die durch die erweiterte EMK (eEMK) hervorgerufen werden. Da allerdings der Reluktanzterm sowohl eine Strom- als auch Drehzahlabhängigkeit besitzt, bleibt der Einfluss des Reluktanzterms ebenfalls unberücksichtigt. Aufgrund dieser Vereinfachung ist die folgende Abschätzung auch nur für Synchronmaschinen mit oberflächenmontierten Magneten gültig.

Der niederfrequente Stromanstieg, welcher durch die EMK hervorgerufen wird, ist basierend auf (3.8) gegeben mit

$$\Delta i_{EMK}^s = \mathbf{Y}^s(\omega_e[n] \mathbf{J} \mathbf{T}[n] \psi_{pm}^r). \quad (3.41)$$

Mittels (3.38) kann der Fehler berechnet werden, welcher auftritt, wenn sich $\Delta \mathbf{i}_{EMK}^s$ nicht ausschließlich linear verhält

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{EMK}^s) = \Delta \mathbf{i}_{EMK}^s[n] - \Delta \mathbf{i}_{EMK}^s[n_1] + \Delta \mathbf{i}_{EMK}^s[n_2]. \quad (3.42)$$

Da die EMK keine Abhängigkeit von Strom und Spannung besitzt, lässt sich der Fehler durch die Approximation für konkrete Rotorwinkel φ_e direkt berechnen

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{EMK}^s) = \mathbf{Y}^s \omega_e[n] \mathbf{J}(\mathbf{T}(\varphi_e[n]) - 2\mathbf{T}(\varphi_e[n_1]) + \mathbf{T}(\varphi_e[n_2])) \boldsymbol{\psi}_{pm}^r \quad (3.43)$$

wobei gilt

$$\begin{aligned} \varphi_e[n_1] &= \varphi_e[n] - \omega_e T_0, \\ \varphi_e[n_2] &= \varphi_e[n] - \omega_e 2T_0. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Mittels (3.43) ist es jetzt möglich, den drehzahlabhängigen Fehler zu ermitteln, welcher durch das Δ^2 -Verfahren hervorgerufen wird.

Da die Abhängigkeit des Winkelfehlers von der Drehzahl bestimmt werden soll, wird die Rechnung zwecks einer kompakten Herleitung, basierend auf (3.43), lediglich für einen festen Winkel durchgeführt.

Gleichung (3.43) ist für $\varphi_e = 0$ gegeben mit

$$\Delta^2(\Delta i_{\alpha EMK}) = (Y_{\Sigma} + Y_{\Delta})(\omega_e[n](2 \sin(\omega_e T_0) - \sin(\omega_e 2T_0))), \quad (3.45)$$

$$\Delta^2(\Delta i_{\beta EMK}) = (Y_{\Sigma} - Y_{\Delta})(\omega_e[n](1 - 2 \cos(\omega_e T_0) + \cos(\omega_e 2T_0))). \quad (3.46)$$

Aus (3.46) und (3.45) geht deutlich hervor, dass bei steigender Drehzahl aufgrund der Nichtlinearität der cos/sin-Funktion, der Wert $\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{EMK}^s)$ steigt.

Der Einfluss von EMK-Fehlern in $\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_{EMK}^s)$ auf den Winkelfehler hängt im Wesentlichen von dem Betrag des Modellfehlers ab, welcher in (3.40) gezeigt wurde. Hierbei ist zu beachten, dass eine Injektionsform verwendet werden sollte, welche einen konstanten Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$ verursacht, wie beispielsweise eine alternierende Injektion. Eine Näherung für die resultierende Rotorwinkelabweichung kann gegeben werden mit

$$\Delta\varphi_e \approx 0,5 \arctan \left(\frac{|\Delta^2 \dot{i}_{EMK}^s|}{|\Delta^2 e^s|} \right) \quad (3.47)$$

Abhängig von der Drehzahl ω_e , wird in Abb. 3.7 die Standardabweichung des aus der Simulation gemessenen Winkelfehlers σ_m und die Standardabweichung des auf Basis von (3.47) berechneten Winkelfehlers σ_c , dargestellt. Da σ_c keine große Abweichung zu σ_m darstellt, ist mit (3.47) eine gute Approximation zur Berechnung des Rotorwinkelfehlers durch den Einfluss von hohen Drehzahlen, auf das Δ^2 -Verfahren, gegeben.

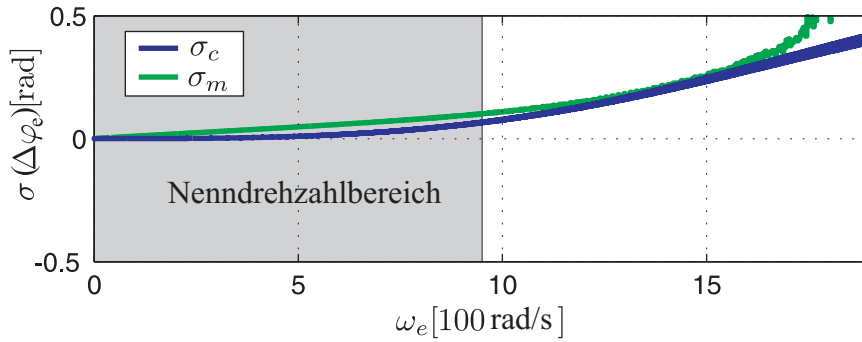


Abb. 3.7: Analytische Ermittlung des Winkelfehlers in Abhängigkeit der Drehzahl für das Δ^2 -Verfahren

Zusammengefasst kann festgehalten werden, dass aufgrund des tendenziell quadratischen Anstiegs des Winkelfehlers bei Erhöhung der Drehzahl dieser Fehlereinfluss ab einem Betriebspunkt plötzlich an Dominanz gewinnt. Mit folgenden Maßnahmen ist es jedoch möglich, den Einfluss zu reduzieren.

- Erhöhung der Injektionsspannung u_c ,
- Verkleinerung der Abtastzeit T_0 ,
- Vergrößerung der Maschinenanisotropie $L_q - L_d$,
- Reduzierung des Permanentflusses Ψ_{PM} .

Als praktisch umsetzbare Maßnahme zählt allerdings nur der erste Punkt und in einigen Anwendungen evtl. noch Punkt zwei.

Kritische Parameterkonstellationen

Es wurde bereits im vorherigen Abschnitt gezeigt, dass die Annahme eines linearen niederfrequenten Terms zu einem drehzahlabhängigen Fehler führt. In diesem Abschnitt wird ein Fehlereinfluss analysiert, welcher ebenfalls aus dieser Vereinfachung hervorgeht, allerdings nur für spezielle Parameterkonstellationen relevant ist.

Gleichung (3.38) besitzt neben dem Anteil der eEMK eine Spannungskomponente, welche am ohmschen Widerstand der Maschine abfällt. Da der Maschinenstrom einen niederfrequenten und einen hochfrequenten Anteil besitzt, sind beide Anteile ebenfalls in dieser Spannungskomponente enthalten. Durch die Annahme, dass $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ keine hochfrequenten Komponenten besitzt, wird hierdurch ein Fehler verursacht.

Um den Fehlereinfluss zu bestimmen, wird der ohmsche Anteil aus dem niederfrequenten Anteil $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ isoliert, wodurch nur noch der Stromanstieg, verursacht durch die eEMK, verbleibt:

$$\Delta \mathbf{i}_{eEMK}^s[n] = \Delta \mathbf{i}_{LF}^s[n] - \Delta \mathbf{i}_R^s, \quad (3.48)$$

wobei gilt $\Delta \mathbf{i}_R^s = \mathbf{Y}^s R \mathbf{i}^s[n_1]$.

Bei Anwendung des Δ^2 -Verfahrens auf $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ und der Annahme eines linearen Verhaltens von $\Delta \mathbf{i}_{eEMK}^s$ ergibt sich der in (3.49) dargestellte Einfluss durch den ohmschen Anteil.

Der niederfrequente Anteil $\Delta \mathbf{i}_{eEMK}^s$ kann eliminiert werden, da angenommen wird, dass er sich innerhalb von drei Intervallen linear verhält.

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_R^s) = \mathbf{Y}^s R \mathbf{i}^s[n_1] - 2(\mathbf{Y}^s R \mathbf{i}^s[n_2]) + \mathbf{Y}^s R \mathbf{i}^s[n_3] \quad (3.49)$$

Basierend auf (3.27) ist der Modellfehler gegeben als

$$\Delta^2 \mathbf{e}[n] = \Delta^2(\Delta \mathbf{i}_s^s)[n] - \Delta^2(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s)[n] + \Delta^2(\Delta \mathbf{i}_R^s). \quad (3.50)$$

Demnach ist es unter Kenntnis des ohmschen Widerstandes R möglich, den Fehler $\Delta^2 \mathbf{i}_R^s$ zu kompensieren. Im praktischen Fall ist zu beachten, dass der Fehler meist bei Maschinen mit sehr niedrigen Anisotropien Y_Δ ins Gewicht fällt, da hier die Injektionsamplitude erhöht wird, um das SRV des Modellfehlers zu erhöhen.

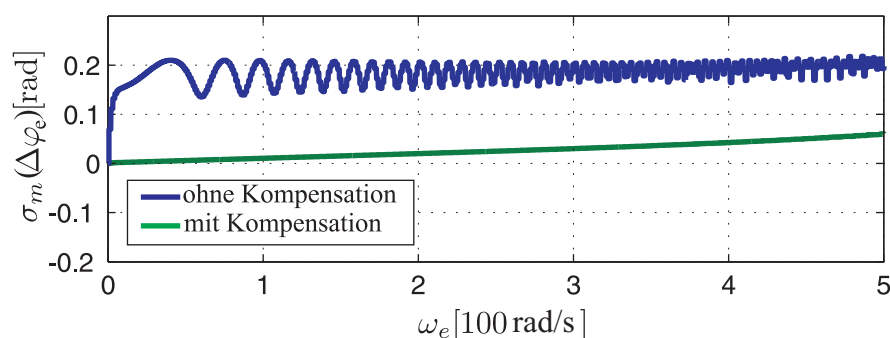


Abb. 3.8: Winkelfehler nach Kompensation der hochfrequenten Stromänderung im niederfrequenten Stromanstieg für das Δ^2 -Verfahren

In Abb. 3.8 wird das Δ^2 -Verfahren mit einer Kompensation und ohne eine Fehlerkompensation simuliert. Für beide Methoden bleibt der drehzahlabhängige Fehler einfluss weiter vorhanden.

In Abb. 3.8 muss berücksichtigt werden, dass die verwendete Simulationsmaschine in diesem Versuch nur eine Anisotropie von 2% besitzt und die Injektionsspannung um Faktor 4 gegenüber den anderen Simulationen erhöht wurde, damit der Einfluss des Drehzahlfehlers nicht dominiert.

Für die praktische Anwendung ist es aufgrund des SRV kaum möglich, eine Maschine mit einer solch geringen Anisotropie zu regeln, insbesondere wenn der Fehler verursacht durch den ohmschen Einfluss gegenüber dem Rauschgehalt durch die Strommessung auf dem Winkelsignal dominiert. Anhand des in dieser Arbeit verwendeten Prüfstands hat dieser Abschnitt nur theoretischen Wert, da es aufgrund des schlechten SRV nicht möglich ist, diesen Effekt nachzuweisen.

Sollte allerdings eine qualitativ hochwertigere Stromerfassung eingesetzt werden, ist es notwendig, diesen Einfluss zu berücksichtigen. Darüber hinaus muss bei einer Anwendung der Kompensation beachtet werden, dass sich der Widerstandswert der Maschine temperaturabhängig ändert.

Rauscheffekte und Injektionsmuster

Der Schwerpunkt dieses Abschnitts befasst sich mit der Untersuchung des Einflusses verschiedener Injektionsmusters auf den Betrag des Modellfehlers $|\Delta^2 e^s|$. Grundsätzlich ist für das Verfahren der beliebigen Injektion die Wahl des Injektionsmuster beliebig, es muss lediglich das Vorhandensein einer Stromableitung sichergestellt werden.

Nach Einführung des Differenzenverfahrens wurde in Abschnitt 3.2.4 gezeigt, dass diese Flexibilität durch die getroffenen Annahmen bezüglich der Eliminierung des niederfrequenten Anteils eingeschränkt wird. Welchen Einfluss die verschiedenen Injektionsformen auf die Winkelschätzung unter Verwendung des Δ^2 -Verfahren haben wird in diesem Abschnitt untersucht.

In Abschnitt 3.2.4 wurde bereits gezeigt, welche Freiheiten bei der Wahl der Injektionsspannung bestehen, allerdings muss beachtet werden, dass bestimmte Injektionsformen sehr gut geeignet und andere eher ungeeignet sind. Auf welche Injektionsmuster das zutrifft, wird im Folgenden untersucht.

Auch hier ist wieder der Wert des Modellfehlerbetrags $|\Delta^2 e^s|$ die ausschlaggebende Größe. Der Modellfehlerbetrag enthält den hochfrequenten Spannungsbetrag $|\Delta^2 \mathbf{u}^s|$, welcher bei den folgenden Betrachtungen als Maßstab für die Signalqualität verwendet wird. Ausgehend von (3.40) wird deutlich, dass bei konstanter Admittanzdifferenz Y_Δ das Verhältnis aus Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$ und hochfrequentem Spannungsbetrag $|\Delta^2 \mathbf{u}^s|$ konstant ist. Der Signalgehalt der Injektion wird über den Quotienten aus maximaler angelegter Injektionsspannungsamplitude $|\mathbf{u}_c^s|$ und dem hochfrequenten Spannungsbetrag $|\Delta^2 \mathbf{u}^s|$ beschrieben. Für das Δ^2 -Verfahren ist der Signalgehalt c definiert als

$$c_{\Delta^2} = \frac{|\Delta^2 \mathbf{u}^s|}{4|\mathbf{u}_c^s|}. \quad (3.51)$$

Die Vier im Nenner skaliert den Signalgehalt, sodass der Wert für c maximal eins werden kann. Bei der Wahl der Injektionsform wird immer versucht, einen möglichst großen Signalgehalt zu erreichen.

In den nächsten Simulationen in Abb. 3.9 wird dieser Zusammenhang verdeutlicht. Um die Abhängigkeit des Signalgehalts c zu zeigen, wird auf die Strommessung ein Rauschen addiert. Es werden dann bei konstanter kleiner Drehzahl verschiedene Injektionsformen angelegt, welche im Mittel denselben Betrag besitzen. In der ersten Sekunde wird eine alternierende Injektion verwendet, in der zweiten ein beliebiges Injektionsmuster und in der dritten eine Dreiecksinjektion, wie in Abschnitt 3.4 vorgeschlagen.

Aus Grafik 3.9 links geht hervor, dass die alternierende Injektion den kleinsten Winkelfehler $\Delta\varphi_e$ hervorruft und die beliebige Injektion den größten. In der Grafik 3.9 rechts ist das Injektionsmuster der beliebigen Injektionsform vergrößert dargestellt. Der Übergang zwischen alternierender und beliebiger Injektion wird hier dargestellt. Es zeigt sich, dass bei der alternierenden Injektion der Signalgehalt c , welcher durch $|\Delta^2 \mathbf{u}^s|$ repräsentiert wird, konstant ist. Bei der beliebigen Injektion variiert dieser stark, was im Mittel zu einer größeren Winkelabweichung führt.

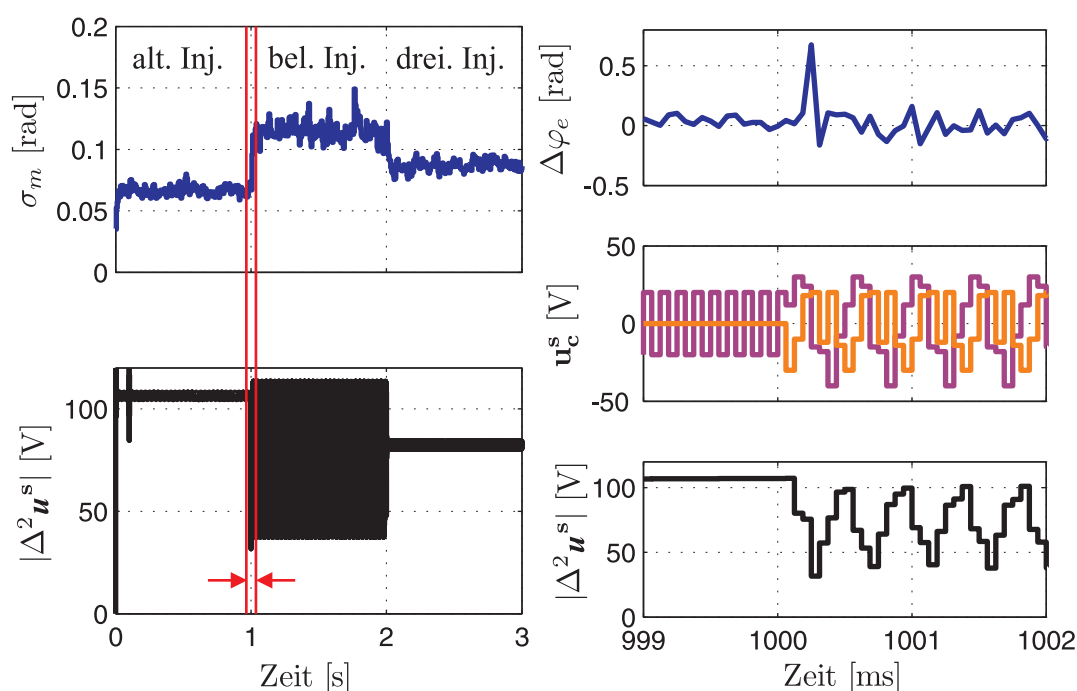


Abb. 3.9: Winkelfehler und Signalgehalt bei verschiedenen Injektionsmustern; *links*: Darstellung von alternierender, beliebiger und dreieckiger Injektion; *rechts*: Vergrößerung des Übergangs von alternierender zu beliebiger Injektion.

Vonseiten des Signalgehalts sollte immer die alternierende Injektion angewendet werden. Allerdings sprechen andere Gründe dagegen, welche im Abschnitt 3.4 und 3.6 erläutert werden.

Zusammenfassung der simulativen Untersuchungen

Anhand eines vereinfachten Maschinenmodells wurde in diesem Abschnitt das Verhalten des Δ^2 -Verfahrens und des Δ -Verfahrens untersucht. Vordergründig wurden die Unterschiede zwischen den Methoden aufgezeigt und weitere Eigenschaften herausgestellt. Zusammenfassend ergeben sich hieraus drei Hauptkenntnisse, welche in Zusammenhang mit den getroffenen Annahmen zur Eliminierung des niederfrequenten Teils Δi_{LF}^s stehen.

- Aufgrund der Annahme eines sich linear veränderlichen niederfrequenten Anteils ist das Δ^2 -Verfahren für deutlich höhere Drehzahlen als das Δ -Verfahren geeignet.
- Bei sehr hohen Drehzahlen entsteht jedoch auch für das Δ^2 -Verfahren ein Fehler, da die Annahme eines linearen Stromanstiegs nicht mehr erfüllt ist. Der Anstieg des Winkelfehlers mit der Drehzahl ist näherungsweise quadratisch.
- Sofern eine zusätzliche Injektion angewendet wird, sollte diese ein regelmäßiges Injektionsmuster besitzen, dessen Frequenz mit der Abtastfrequenz übereinstimmt.

3.3 Berücksichtigung des Stromanstiegs der Grundwelle für flexible Intervalle

Alle bisherigen Betrachtungen basierten auf der Annahme, dass der gemessene Maschinenstrom immer mittensynchron erfasst wird. Diese Herangehensweise hat sich etabliert, da es nicht erwünscht ist, die Stromrippel verursacht durch die aktiven Schaltzustände der PWM zu messen. Die mittensynchrone Messung stellt daher eine einfache Form der Filterung dar, bei der sich der gemessene Strom gemäß dem arithmetischen Mittel der gestellten Spannung in dem Intervall verhält. Für die Stromregelung erweist sich diese Vorgehensweise als besonders praktisch, da pro Abtastintervall die gesamte Regelstruktur in gleichen Zeitintervallen nur einmal berechnet werden muss und nicht für jeden diskreten Zeiger separat. Ein weiterer Vorteil der mittensynchronen Strommessung liegt in der Sicherstellung einer störungsfreien Strommessung. Durch eine geringfügige Begrenzung der Aussteuerung kann ausgeschlossen werden, dass hochfrequente Stromschwingungen, hervorgerufen durch die diskreten Schaltvorgänge der PWM, die Strommessung beeinflussen. Für das Verfahren der Beliebigen Injektion stellt die mittensynchrone Strommessung eine Einschränkung dar, da nicht alle Informationen bereitgestellt werden können. Als Konsequenz ist eine zusätzliche Spannungsinjektion, wie in Abschnitt 3.2.4 angewendet zwingend erforderlich.

Während das Verfahren in Abschnitt 3.2 nur für die Anwendung für konstante Intervalle nutzbar ist, soll in diesem Abschnitt die Methode dahin gehend erweitert werden, dass es möglich ist, beliebige Stromanstiege für die Rotorpositionsbestimmung heranzuziehen. Durch diese Flexibilität ergeben sich folgende Vorteile

- Es besteht keine Einschränkung mehr bezüglich der zusätzlichen Injektion, wie in Abschnitt 3.2.
- Die durch die PWM verursachten Stromrippel können zur Bestimmung der Position herangezogen werden, wodurch auf die zusätzliche Injektion bei ausreichendem Aussteuerungsgrad der PWM komplett verzichtet werden kann.
- Optional kann diese Methode auch mit Stromableitungssensoren verwendet werden.
- Durch die flexible Intervallwahl kann abhängig von Betriebspunkt und systemspezifischen Eigenschaften das optimale Schema angewendet werden.

In dem folgenden Abschnitt wird der grundlegende Ansatz dargestellt, wie aus beliebigen Stromänderungen die Rotorlage bestimmt werden kann. Da die Beschreibung sehr allgemein ist, wird in Abschnitt 3.3.2 ein Beispiel für die Anwendung der flexiblen Intervalle ausführlich auf Basis eines Zweipunktwechselrichters erläutert.

3.3.1 Differenzenverfahren für flexible Intervalle

Bei der mittensynchronen Strommessung wird die gemessene Stromdifferenz der mittleren in diesem Intervall angelegten Spannung zugeordnet. Diese Spannung wurde üblicherweise durch die Stromregler berechnet und repräsentiert einen konkreten Raumzeiger im Raumzeigerdiagramm. Für die Anwendung des Verfahrens für feste Intervalle war diese Betrachtung wegen der Verwendung einer mittensynchronen Strommessung ausreichend.

In diesem Abschnitt muss zusätzlich das Verhalten des Raumzeigermodulators berücksichtigt werden, durch welchen die Stromregler-Ausgangsspannung mittels dreier diskreter Zeiger moduliert wird. Da diese diskreten Zeiger immer denselben Betrag besitzen, kann die Spannung nur durch die flexiblen Modulatorzeiten gestellt werden. Das Differenzenverfahren für flexible Intervalle wird als flexibles Differenzenverfahren bezeichnet, während das Differenzenverfahren für konstante Intervalle als konstantes oder nur als Differenzenverfahren bezeichnet wird. Die gleiche Nomenklatur wird angewendet, wenn von dem Δ - bzw. Δ^2 -Verfahren, für flexible oder konstante Intervalle die Rede ist.

Ein geberloses Verfahren, welches die diskreten Spannungsvektoren des PWM-Modulators auswertet, muss daher ebenfalls für flexible Zeiten ausgelegt sein.

Im Folgenden werden die flexiblen Intervallzeiten mit t_i bezeichnet. Darüber hinaus kann ein Intervall mehrere Spannungsvektoren beinhalten, welche dann als Unterintervalle mit t_x bezeichnet sind. Hierbei entspricht t_x derselben Zeit, welche im

Modulator zur Erzeugung der diskreten Schaltzustände verwendet wird. Der Index i kennzeichnet die laufende Nummer des Intervalls und der Index x die Nummer des entsprechenden Unterintervalls. Ein Intervall ist dadurch charakterisiert, dass am Anfang und am Ende eine Strommessung durchgeführt wird. Je nachdem, ob das Δ^2 -Verfahren oder das Δ -Verfahren angewendet wird, werden drei oder zwei Intervalle benötigt. Die Anzahl der Unterintervalle ist hiervon unabhängig. Die weiteren Überlegungen werden auf Basis des Δ^2 -Verfahrens durchgeführt. Bei Anwendung des Δ -Verfahrens kann ein Intervall vernachlässigt werden, was einer analogen Vorgehensweise zu Abschnitt 3.2.2 entspricht.

Der Stromanstieg, der durch beliebige Spannungen in einem Abtastschritt hervorgerufen wird, ist gegeben mit

$$\Delta \bar{\mathbf{i}}_{x\Sigma}^s = \frac{1}{T_0} \sum_{i=m_x}^{m_{x+1}} (Y_\Sigma \mathbf{u}_i^s t_i - \Delta \mathbf{i}_{xLF}^s t_i). \quad (3.52)$$

Wie auch in Abschnitt 3.2 werden für das Δ^2 -Verfahren zur Eliminierung des niederfrequenten Anteils drei Stromanstiege benötigt. Da diese Stromanstiege allerdings flexible Intervalle besitzen werden sie nicht mehr auf die Abtastzeit skaliert. Des Weiteren ist es erforderlich die zeitliche Gewichtung des niederfrequenten Anteils $\Delta \mathbf{i}_{LF}^s$ aufzuheben, um diesen eliminieren zu können.

Nach Isolierung des niederfrequenten Anteils von der Intervallzeit können die Intervalle für das Differenzenverfahren festgelegt werden

$$\Delta \mathbf{i}_{1\Sigma}^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_{1\Sigma}^s}{\sum_{i=m_1}^{m_2} t_i} = Y_\Sigma \frac{\sum_{i=m_1}^{m_2} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_1}^{m_2} t_i} - \Delta \mathbf{i}_{1LF}^s. \quad (3.53)$$

Das geschieht analog für ein zweites und drittes Intervall

$$\Delta \mathbf{i}_{2\Sigma}^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_{2\Sigma}^s}{\sum_{i=m_2}^{m_3} t_i} = Y_\Sigma \frac{\sum_{i=m_2}^{m_3} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_2}^{m_3} t_i} - \Delta \mathbf{i}_{2LF}^s, \quad (3.54)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{3\Sigma}^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_{3\Sigma}^s}{\sum_{i=m_3}^{m_4} t_i} = Y_\Sigma \frac{\sum_{i=m_3}^{m_4} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_3}^{m_4} t_i} - \Delta \mathbf{i}_{3LF}^s. \quad (3.55)$$

Die Eliminierung der Komponente $\Delta \mathbf{i}_{xLF}^s$ erfolgt mit folgender Rechnung analog zu (3.33). Auch hier wird wieder ein lineares Verhalten des niederfrequenten Terms angenommen

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s) = \Delta \mathbf{i}_{3\Sigma}^s - 2\Delta \mathbf{i}_{2\Sigma}^s + \Delta \mathbf{i}_{1\Sigma}^s. \quad (3.56)$$

Die Bestimmung des anisotropen Stromanstiegs wird wieder mittels der gemessenen Ströme der Maschine durchgeführt. Hierbei gilt es zu beachten, dass die Stromintervalle zu den zuvor berechneten isotropen Stromanstiegen passen

$$\Delta \mathbf{i}_1^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_1^s T_0}{\sum_{i=m_1}^{m_2} t_i} = \frac{(\mathbf{i}_{m_1}^s - \mathbf{i}_{m_2}^s) T_0}{\sum_{i=m_1}^{m_2} t_i}, \quad (3.57)$$

$$\Delta \mathbf{i}_2^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_2^s T_0}{\sum_{i=m_2}^{m_3} t_i} = \frac{(\mathbf{i}_{m_2}^s - \mathbf{i}_{m_3}^s) T_0}{\sum_{i=m_2}^{m_3} t_i}, \quad (3.58)$$

$$\Delta \mathbf{i}_3^s = \frac{\Delta \bar{\mathbf{i}}_3^s T_0}{\sum_{i=m_3}^{m_4} t_i} = \frac{(\mathbf{i}_{m_3}^s - \mathbf{i}_{m_4}^s) T_0}{\sum_{i=m_3}^{m_4} t_i}. \quad (3.59)$$

Die gemessene Stromdifferenz ergibt sich als

$$\Delta^2(\Delta \mathbf{i}^s) = \Delta \mathbf{i}_3^s - 2\Delta \mathbf{i}_2^s + \Delta \mathbf{i}_1^s \quad (3.60)$$

und die berechnete Spannungsdifferenz mit

$$\Delta^2 \mathbf{u}^s = \frac{\sum_{i=m_3}^{m_4} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_3}^{m_4} t_i} - 2 \frac{\sum_{i=m_2}^{m_3} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_2}^{m_3} t_i} + \frac{\sum_{i=m_1}^{m_2} \mathbf{u}_i^s t_i}{\sum_{i=m_1}^{m_2} t_i}. \quad (3.61)$$

Mittels (3.35) kann der Modellfehler $\Delta^2 e^s$ berechnet werden, welcher für die Bestimmung der Rotorposition benötigt wird

$$\hat{\varphi}_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\beta + \Delta u_\beta \Delta^2 e_\alpha}{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\alpha - \Delta^2 u_\beta \Delta^2 e_\beta} \right). \quad (3.62)$$

Die hier vorgestellte Methode zur Rotorpositionsbestimmung ist sehr allgemein formuliert und daher schwierig grafisch darstellbar. Basierend auf den vorgestellten Zusammenhängen wird daher im nächsten Abschnitt konkret auf die Umsetzung der Methode eingegangen. Zur Verdeutlichung werden die Zusammenhänge grafisch und weniger allgemein dargestellt.

3.3.2 Anwendungsbeispiel für das flexible Differenzenverfahren

Der Ansatz, welcher in Abschnitt 3.3.1 beschrieben wurde, stellt ein allgemeines Werkzeug dar, um beliebige Intervalle mit beliebig vielen Spannungsvektoren zur Rotorlagebestimmung heranzuziehen. Im Vergleich zu Abschnitt 3.2 bestehen bei diesem Verfahren eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten für die flexiblen Intervalle, da diese Methode nicht an eine konstante Intervalldauer gebunden ist.

Grundsätzlich gibt es keine Strategie, welche in allen Fällen die beste ist, andererseits gibt es viele Anwendungsoptionen, welche aus praktischer Sicht ungeeignet sind.

In diesem Abschnitt wird gezeigt, was zu beachten ist, bzw. welche Freiheiten bei der Anwendung von flexiblen Intervallen bestehen. Mittels eines Anwendungsbeispiels wird der in Abschnitt 3.3.1 beschriebene Ansatz am Beispiel eines Zweipunktwechselrichters mit Standardraumzeigermodulation vorgestellt.

Die Anwendung des Verfahrens, welches in Abschnitt 3.3.1 beschrieben wurde, ist in verschiedenster Form möglich, die einzige Voraussetzung ist, dass mindestens zwei aufeinanderfolgende Intervalle verwendet werden. Um die Anwendung zu verdeutlichen, wird in diesem Abschnitt beispielhaft eine Strategie vorgestellt. Allgemein müssen folgende Kriterien bei der Wahl der Intervalle berücksichtigt werden.

- Es muss sichergestellt sein, dass der Strommesspunkt am Anfang des Intervalls aufgrund von vorhergegangenen Schaltvorgängen nicht verrauscht ist, daher muss eine Mindestzeit definiert werden, in der vor einer Strommessung kein Leistungsschalter betätigt werden durfte.
- Der Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$ muss oberhalb eines Wertes liegen, welcher abhängig vom SRV der Strommessung festgelegt wird.

In Abb. 3.10 ist ein beispielhaftes Pulsmuster mit dazugehörigem Stromverlauf in einer Phase dargestellt. Hier wird deutlich, dass die in Abschnitt 2.3 erläuterte Schaltfolge angewendet wird. Die Umschaltunkte der PWM werden mit den Indizes a, b und c gekennzeichnet. Um diese später den entsprechenden PWM Zyklen zuzuordnen, wird die Bezeichnung $[n_a]$ für die erste Schalthandlung im Intervall n gewählt, $[n_b]$ für die zweite und $[n_c]$ für die dritte.

Für die verwendete Hardware muss bei der Strommessung berücksichtigt werden, dass neben der herkömmlichen mittensynchronen Erfassung zusätzlich Strommessungen, synchronisiert mit den Flanken der PWM durchgeführt werden. Diese Strommesspunkte sind ebenfalls in Abb. 3.10 dargestellt.

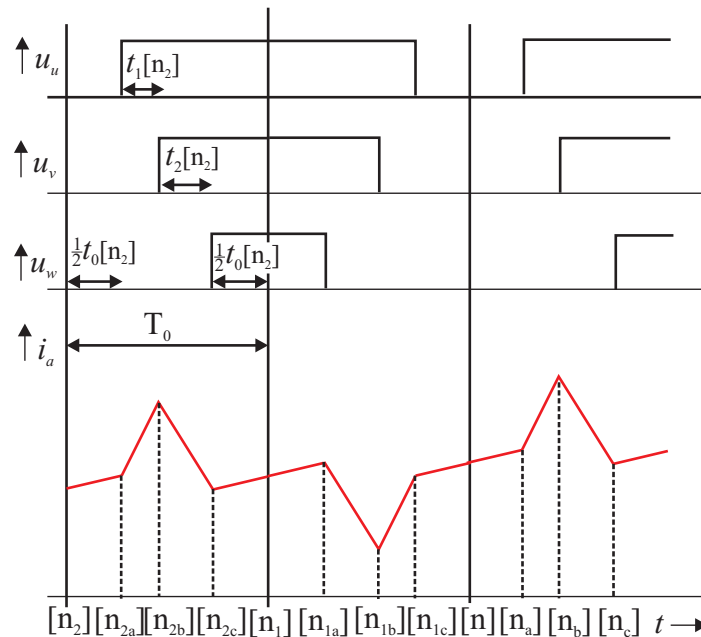


Abb. 3.10: Darstellung der Strommesspunkte anhand einer idealen Stromtrajektorie

Verglichen zu Abb. 3.10 weicht der reale Stromverlauf von dem gemessenen deutlich ab. Die signifikanteste Abweichung ist kurz nach einer Schalthandlung gegeben, da aufgrund von Umladevorgängen in Maschine und Kabel Stromoszillationen verursacht werden. Für weitere Betrachtungen wird daher eine Intervallwahl, welche eine Strommessung kurz nach einer Schalthandlung voraussetzt, ausgeschlossen. Weitere Analysen zu nicht idealen Einflüssen für die Anwendung dieses Verfahrens werden in Abschnitt 3.7 gezeigt.

Die Vorteile, die sich durch die Anwendung der flexiblen Intervalle ergeben, werden konkret in Abb. 3.11 dargestellt. Durch die Flexibilität der Intervallwahl ist es möglich, den niederfrequenten Term, Δi_{LF} separat zu bestimmen, hierzu sind keine Einschränkungen mehr nötig, was die Injektionsform angeht, wodurch es auch möglich ist, die gestellte Ausgangsspannung des Stromreglers direkt als Injektion zu verwenden. Im ersten Intervall wird der Stromanstieg während des Nullzeigers gemessen. Da zu diesem Zeitpunkt die aktiven Zeiger null sind, gilt $\Delta i_{HF} = 0$, wodurch Δi_{LF} direkt ermittelt werden kann. Vergleichbar zum Δ -Verfahren wird im zweiten Intervall angenommen, dass der niederfrequente Stromanstieg Δi_{LF} identisch ist zum ersten Intervall. Das ist notwendig, da wegen des zusätzlichen hochfrequenten Stromanstiegs Δi_{HF} keine Möglichkeit besteht, den niederfrequenten Stromanstieg direkt zu bestimmen. Aufgrund der oben beschriebenen Einschrän-

kung für die Strommessung endet das zweite Intervall nicht beim Ausschalten der aktiven Zeiger, sondern in der Mitte des Nullzeigers. Durch die Möglichkeit, die diskreten Schaltzustände der PWM separat zu erfassen, gibt es keinerlei Einschränkung bezüglich der Injektion, lediglich das Vorhandensein von aktiven Zeigern ist Voraussetzung für das flexible Differenzenverfahren. Welche Mindesteinschaltdauer für die aktiven Zeiger vorhanden sein muss, hängt im Wesentlichen von der Qualität der Strommessung ab.

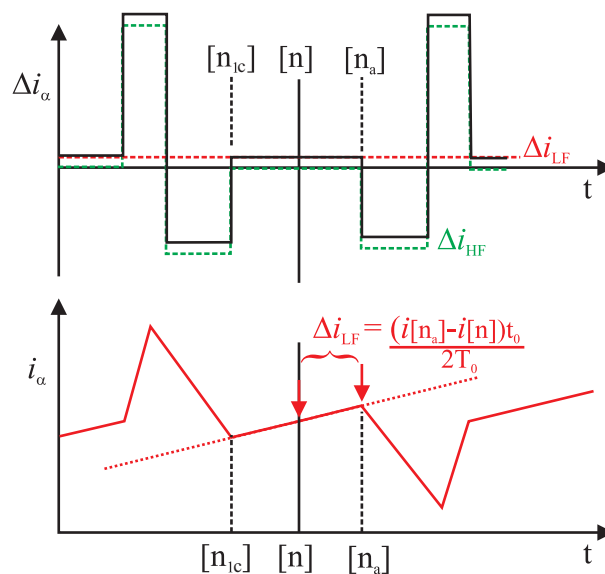


Abb. 3.11: Direkte Ermittlung des niederfrequenten Stromanstiegs unter Anwendung des flexiblen Differenzenverfahrens

Analog zu dem idealen Stromverlauf in Abb. 3.10 ist in Abb. 3.12 ein gemessenes Pulsmuster für eine kleine Aussteuerung gezeigt. Anhand dieser Abbildung wird deutlich, dass eine direkte Strommessung zwischen den aktiven Zeigern ausgeschlossen ist und es daher notwendig ist, die Intervalle so zu legen, dass eine unbeeinflusste Strommessung sichergestellt ist.

Die im Folgenden vorgestellte Strategie basiert auf der Intervallwahl aus Abb. 3.11 für das Δ -Verfahren und aus Abb. 3.12 für das Δ^2 -Verfahren. Durch die Auswertung der Ströme in der Mitte und am Ende des Nullzeigers ist bei kleinen und mittleren Aussteuerungen sichergestellt, dass die Strommessung nicht durch störende Einflüsse verfälscht wird. Lediglich bei sehr großen Drehzahlen eignet sich diese Methode nicht mehr so gut, da eine Mindesteinschaltzeit der Nullzeiger die Aussteuerung einschränken würde. In diesem Fall sollte eine Strategie gewählt werden, bei der die Strommesspunkte der aktiven Zeiger ausgewertet werden. Das ist al-

lerdings deutlich aufwendiger, da immer eine Prüfung der Mindesteinschaltdauer stattfinden muss.

Für die Anwendung von flexiblen Intervallen sind die Vorteile des Δ^2 -Verfahrens gegenüber dem Δ -Verfahren geringer, als bei konstanten Intervallen, da sich die betrachteten Intervalle verkürzen.

Darüber hinaus ist es möglich, mittels des Δ -Verfahrens innerhalb eines Abtastintervalls die Rotorlage zu berechnen, ohne Werte aus vergangenen Intervallen zu verwenden.

Da sich allerdings das Δ -Verfahren aus dem Δ^2 -Verfahren ableitet und die vorgestellte Methode auch bei mittleren bis hohen Drehzahlen keinen Fehler aufweisen soll, wird das folgende Beispiel anhand des Δ^2 -Verfahrens durchgeführt.

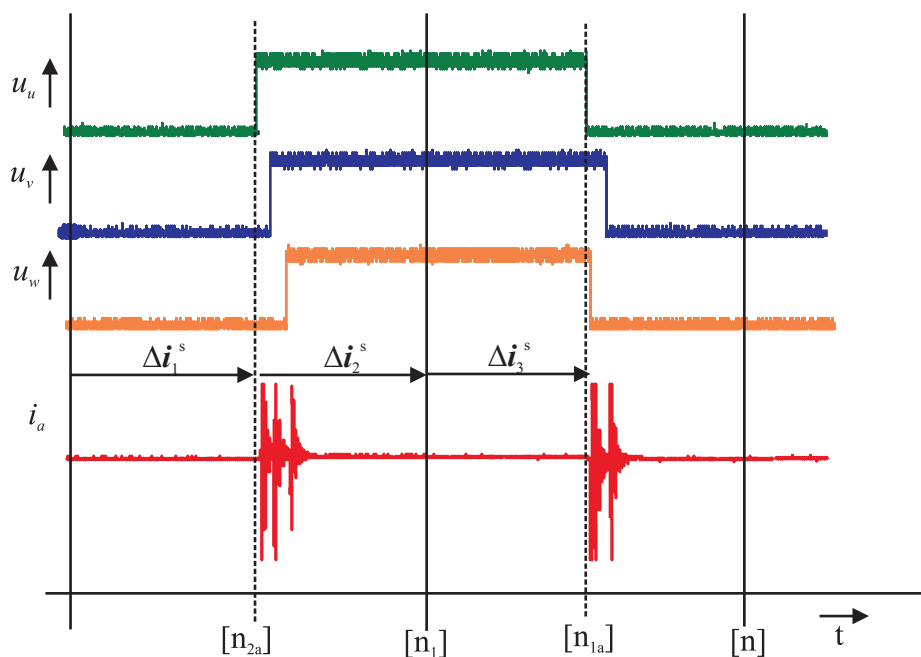


Abb. 3.12: Reale Stromtrajektorie für eine geringe PWM-Aussteuerung

Unter Verwendung der in Abb. 3.12 gezeigten Intervalle können die Gleichungen (3.53), (3.54) und (3.55) aus Abschnitt 3.3.1 angewendet werden, um die isotropen Stromkomponenten wie folgt zu berechnen

$$\Delta \mathbf{i}_{3\Sigma}^s = -\Delta \mathbf{i}_{1LF}^s, \quad (3.63)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{2\Sigma}^s = Y_\Sigma \frac{\mathbf{u}_1^s[n_2]t_1[n_2] + \mathbf{u}_2^s[n_2]t_2[n_2]}{t_2[n_2] + t_1[n_2] + \frac{1}{2}t_0[n_2]} - \Delta \mathbf{i}_{2LF}^s, \quad (3.64)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{1\Sigma}^s = -\Delta \mathbf{i}_{3LF}^s. \quad (3.65)$$

$$(3.66)$$

Da nur aktive Zeiger eine hochfrequente Stromänderung verursachen, können Terme die mit dem Nullvektor multipliziert werden, vernachlässigt werden. Der grundwellenbereinigte isotrope Stromanstieg berechnet sich mittels (3.56). Die entsprechenden gemessenen Stromänderungen sind gegeben mit

$$\Delta \mathbf{i}_3^s = \frac{\mathbf{i}^s[n_{1a}] - \mathbf{i}^s[n_1]}{\frac{1}{2}t_0[n_1]} T_0, \quad (3.67)$$

$$\Delta \mathbf{i}_2^s = \frac{\mathbf{i}^s[n_1] - \mathbf{i}^s[n_{2c}]}{t_1[n_2] + t_2[n_2] + \frac{1}{2}t_0[n_2]} T_0, \quad (3.68)$$

$$\Delta \mathbf{i}_1^s = \frac{\mathbf{i}^s[n_{2a}] - \mathbf{i}^s[n_2]}{\frac{1}{2}t_0[n_2]} T_0. \quad (3.69)$$

Unter Verwendung von (3.60) wird der grundwellenbereinigte anisotrope Stromanstieg auf Basis der obigen Gleichungen berechnet.

Für die Bestimmung der Rotorlage wird sowohl die Spannungsdifferenz $\Delta^2 \mathbf{u}^s$ benötigt,

$$\Delta^2(\mathbf{u}^s) = -2 \frac{\mathbf{u}_1^s[n_2]t_1[n_2] + \mathbf{u}_2^s[n_2]t_2[n_2]}{t_2[n_2] + t_1[n_2] + \frac{1}{2}t_0[n_2]}, \quad (3.70)$$

welche den isotropen Stromanstieg verursacht, als auch der Modellfehler $\Delta^2 \mathbf{e}^s$, der mit

$$\Delta^2 \mathbf{e}^s = \Delta^2(\Delta \mathbf{i}^s) - \Delta^2(\Delta \mathbf{i}_\Sigma^s) \quad (3.71)$$

gegeben ist.

Analog zu der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Vorgehensweise ist die Rotorposition gegeben mit

$$\hat{\varphi}_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\beta + \Delta^2 u_\beta \Delta^2 e_\alpha}{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\alpha - \Delta^2 u_\beta \Delta^2 e_\beta} \right). \quad (3.72)$$

Bei der Anwendung dieser Methode ist grundsätzlich keine zusätzliche Injektion vorgesehen. Es muss allerdings in jedem Abtastschritt geprüft werden, ob der Stromrippel verursacht durch die PWM ausreicht, um ein nutzbares Positionssignal zu ermitteln. Insbesondere bei kleinen Drehzahlen sind die aktiven Zeiger nur sehr kurz, wodurch ein kaum messbarer Stromrippel vorhanden ist. Für solche Fälle kann es erforderlich sein, eine zusätzliche Injektion zu verwenden. In welcher Weise diese hinzugeschaltet wird und wann genau das notwendig ist, wird in Abschnitt 3.3.3 beschrieben.

3.3.3 Analyse des flexiblen Differenzenverfahrens

Durch die Freiheiten, welche sich bei dem flexiblen Differenzenverfahren ergeben, müssen auch deutlich mehr Aspekte bei der Anwendung berücksichtigt werden. Während bei dem Differenzenverfahren für konstante Intervalle eine konstante Injektion immer zu einem gleichbleibenden Rauschen auf der Winkelberechnung führt, ist das hier nicht mehr gegeben, da jetzt ebenfalls auch die gestellte Spannung des Stromreglers für das Differenzenverfahren genutzt werden kann. Hierdurch sind bestimmte Konstellationen von Injektionsspannung und Reglerspannung sogar ungünstig für die Positionsberechnung. Um eine Vergleichbarkeit zu dem Differenzenverfahren für konstante Intervalle zu schaffen, wird wieder der Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$, am Beispiel des Δ^2 -Verfahrens als Maßstab herangezogen. Grundsätzlich muss bei dem Vergleich zwischen dem Δ - und dem Δ^2 -Verfahren berücksichtigt werden, dass für das Letztgenannte der Betrag des Modellfehlers $|\Delta e^s|$ größer ist, allerdings auch die Rauschamplitude auf diesem Signal. Da für das Δ^2 -Verfahren immer ein Strommesswert mehr verwendet wird gegenüber dem Δ -Verfahren, ist es schwer, eine eindeutige Vergleichbarkeit zu schaffen. Eine Näherung, welche zum Vergleich dieser beiden Verfahren verwendet werden kann, kann mit $|\Delta^2 e^s| \approx 2|\Delta e^s|$ angegeben werden.

Für beide Verfahren ist es bei Anwendung von flexiblen Intervallen erforderlich, eine Gewichtung für die einzelnen Intervallzeiten vorzunehmen, um eine Vergleichbarkeit zu den Verfahren für konstante Intervalle zu schaffen.

Die Berechnung des Modellfehlerbetrags $|\Delta^2 e^s|$, des Δ^2 -Verfahrens mit festen Intervallen wurde bereits in Abschnitt 3.2.4 erläutert. Der wesentliche Unterschied bei der Anwendung von flexiblen Intervallen ist die Berechnung des hochfrequenten Spannungsbetrags $|\Delta^2 u^s|_f$, welcher mit dem Index f für flexible Intervalle gekennzeichnet wird und gegeben ist mit

$$|\Delta^2 \mathbf{u}^s|_f = \frac{1}{T_0} \left(\sum_{i=m_3}^{m_4} \mathbf{u}_i^s t_i - 2 \sum_{i=m_2}^{m_3} \mathbf{u}_i^s t_i + \sum_{i=m_1}^{m_2} \mathbf{u}_i^s t_i \right). \quad (3.73)$$

Für den Modellfehlerbetrag ist es entscheidend, wie lange eine Spannung anliegt. Daher werden die Spannungen zwischen zwei Strommesspunkten auf die Gesamtintervallzeit T_0 skaliert. Die Berechnung des Modellfehlerbetrags $|\Delta^2 e^s|_f$ für flexible Intervalle ergibt sich mit

$$|\Delta^2 e^s|_f = Y_\Delta |\Delta^2 \mathbf{u}^s|_f. \quad (3.74)$$

Mittels (3.74) ist der Modellfehlerbetrag für das flexible Δ^2 -Verfahren gegeben. Mit dieser Gleichung ist es jetzt möglich, verschiedene Intervallkonstellationen zu vergleichen und zu bewerten. Als Referenz für die Bewertung bietet es sich an, das Δ^2 -Verfahren mit konstanten Intervallen zu verwenden. Die Berechnung des Modellfehlerbetrags für das Δ -Verfahren geschieht analog; es ist lediglich zu beachten, dass für die Berechnung der hochfrequenten Spannung $|\Delta \mathbf{u}^s|_f$ nur zwei Intervalle herangezogen werden. Basierend auf dem Anwendungsbeispiel aus Abschnitt 3.3.2 werden im Folgenden Untersuchungen des Modellfehlerbetrags, abhängig von verschiedenen Betriebspunkten, durchgeführt. Die Untersuchungen finden mit zwei verschiedenen Maschinen statt, die sich hinsichtlich des Rotors unterscheiden. Es handelt sich hierbei um eine IPMSM und eine SPMSM. Genauer zu den Maschinen findet sich in den Tabellen 6.3 und 6.2.

Bei der Messung in Abb. 3.13 ist der Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|_f$ und $|\Delta^2 e^s|$ in Abhängigkeit der Injektionsamplitude dargestellt. In diesem Versuch wird die Drehzahl der Maschine bei 400 rpm konstant gehalten. Da durch die Vermischung von Injektionsspannung und Reglerspannung der Modellfehler pro Abtastintervall stark variiert, ist die Darstellung so gewählt, dass der Wert des Modellfehlers $|\Delta^2 e^s|_f$ in Abhängigkeit der in diesem Zyklus injizierten Spannung den verschiedenen Kurven spezifisch zugeordnet wird. Das Schema der injizierten Spannung ist in Abb. 3.21 gezeigt. Für das Δ^2 -Verfahren mit konstanten Intervallen ist eine solche Trennung nicht notwendig, da zur Berechnung des Modellfehlers immer alle drei Phasenspannungen herangezogen werden.

Aus Abb. 3.13 ist zu erkennen, dass für das Verfahren mit konstanten Intervallen der Modellfehler linear mit der Injektion steigt. Für das Verfahren mit flexiblen Intervallen ist zu sehen, dass bei ausgeschalteter Injektion, der Fehler einen konstanten Wert besitzt, welcher bei ca. 130 mA liegt. Eine Erhöhung der Injektionsspannung führt allerdings bei dieser Methode auch zu einer Vergrößerung der phasenabhängigen

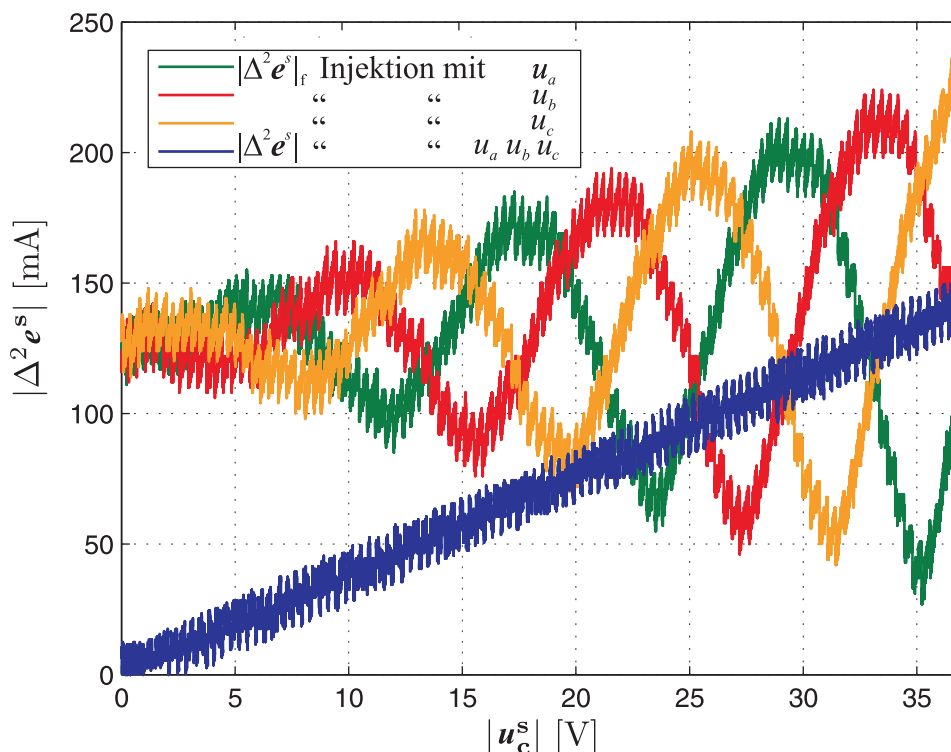


Abb. 3.13: Messung des Modellfehlers bei einer konstanten Drehzahl von 400 rpm und variierender Injektion für die IPMSM.

Variation des Modellfehlerbetrags. Bei einer Injektion von 35 V sinkt der Wert des Modellfehlerbetrags sogar unter 50 mA. Dieses stark variierende Verhalten wirkt sich schlecht auf die Positionsberechnung aus, da abwechselnd immer ein Rotorlagewinkel mit einem niedrigen und einem hohen SRV berechnet wird, während bei dem Verfahren mit konstanten Intervallen der Rauschgehalt gleich bleibt. Aus diesem Grund sollte das Verfahren aus dem Beispiel in Abschnitt 3.3.2 möglichst nicht in Kombination mit einer zusätzlichen Injektion betrieben werden.

In Abb. 3.14 wird derselbe Versuch für die SPMSM, welche eine deutlich geringere Anisotropie besitzt, durchgeführt. Um hier ungefähr dieselbe Rauschamplitude auf dem Positionssignal zu erhalten, fällt die Injektion deutlich höher aus. Bei dem verwendeten System sollte sich der Modellfehlerbetrag im Bereich > 75 mA bewegen, um eine stabile geberlose Regelung zu gewährleisten.

Es wird deutlich, dass dieser Strom bei einer Umdrehungszahl von 600 rpm für das flexible Verfahren im Vergleich zu Abb. 3.13 bei Weitem noch nicht erreicht ist. Wie auch in Abb. 3.13 ergibt sich durch die Erhöhung der Injektion eine Va-

riation des Modellfehlerbetrags, welche allerdings ab ca. 40V Injektionsspannung nicht weiter anwächst. Das ist dadurch zu erklären, dass ab diesem Punkt die Injektionsspannung gegenüber der Reglerspannung dominiert und in jedem Zyklus vom Betrag her größer ist. Daher ist es ausgeschlossen, dass die durch die PWM gestellte Spannung zu irgendeinem Zeitpunkt null erreichen kann. Für die SPMSM ist eine Anwendung des Verfahrens aus dem Beispiel in Abschnitt 3.3.2 bei der Drehzahl von 600 rpm, aufgrund des niedrigen bzw. stark variierenden Modellfehlerbetrags, nicht zu empfehlen.

Aufgrund der höheren Injektion in Abb. 3.14 sind Schwingungen auf der Reglerspannung nicht mehr so gut zu erkennen wie in Abb. 3.13, diese machen sich durch ein breiteres Rauschband auf den gemessenen Signalen für das flexible Verfahren bemerkbar.

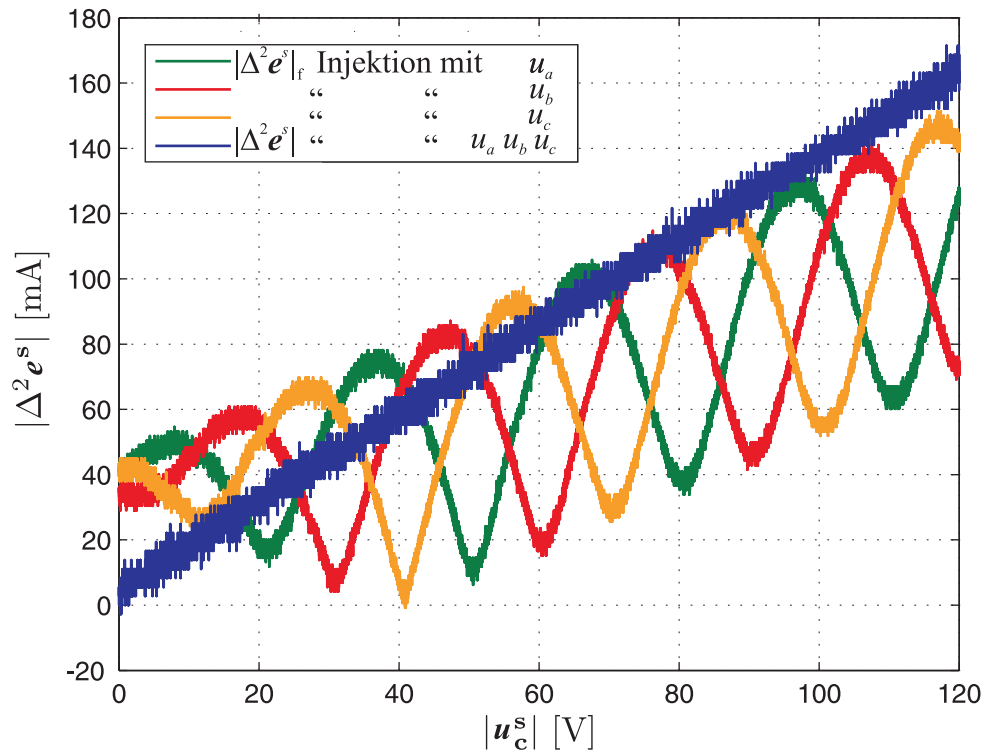


Abb. 3.14: Messung des Modellfehlers bei einer konstanten Drehzahl von 600 rpm und variierender Injektion für die SPMSM

In den nächsten drei Versuchen wird die Injektionsspannung konstant gehalten und die Drehzahl verändert. Hierbei wird für die IPMSM die Injektionsspannung so gewählt, dass der Modellfehlerbetrag für das Verfahren mit konstanten Intervallen 75 mA beträgt.

Bei Drehzahl null liegt der Modellfehlerbetrag des flexiblen Verfahrens in Abb. 3.15 ca. $1/3$ unter dem Wert des Verfahrens mit konstanten Intervallen. Dieser Faktor lässt sich dadurch erklären, dass das Verfahren für konstante Intervalle genau die Spitzen des hochfrequenten Stroms abtastet und daher eine maximale Stromdifferenz detektiert. Eine solche Synchronisation von Injektionsspannung und Intervallauslegung ist für das Verfahren aus Abschnitt 3.3.2 nicht gegeben.

Schon bei ca. 180 rpm entspricht die Injektionsspannung genau der Reglerspannung, wodurch zeitweise die PWM Spannung auf null geht und damit auch der Modellfehlerbetrag für das Verfahren aus dem Anwendungsbeispiel.

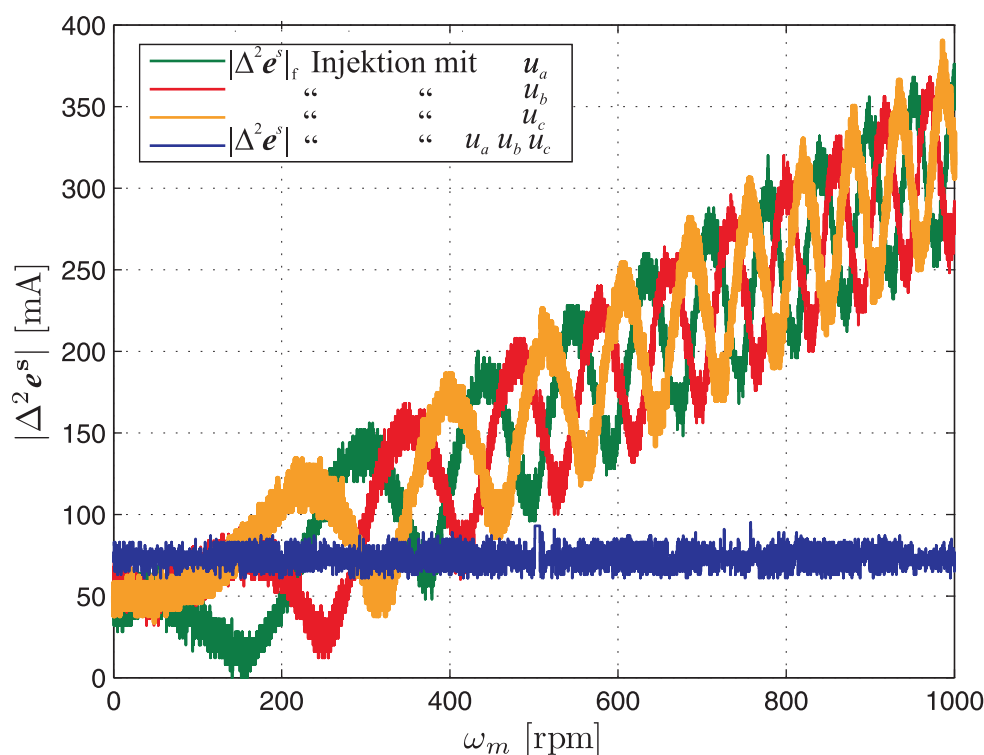


Abb. 3.15: Messung des Modellfehlers bei konstanter Injektion und variierender Drehzahl für die IPMSM

Abb. 3.15 bestätigt nochmals die Feststellung, dass bei dem Beispielfahrer eine Injektion eher hinderlich ist, insbesondere da die Injektion schon bei sehr geringen

Drehzahlen abgeschaltet werden kann und der Stromrippel, hervorgerufen durch den Stromregler, zur Positionsbestimmung ausreicht.

Die gleiche Messung wird in Abb. 3.16 auch wieder für die SPMSM durchgeführt. Aufgrund der höheren Injektion, welche notwendig ist, um einen ausreichenden Modellfehlerbetrag zu erreichen, kommt es auch erst bei einer verhältnismäßig hohen Drehzahl von 1000 rpm zu einer Auslöschung der PWM Spannung.

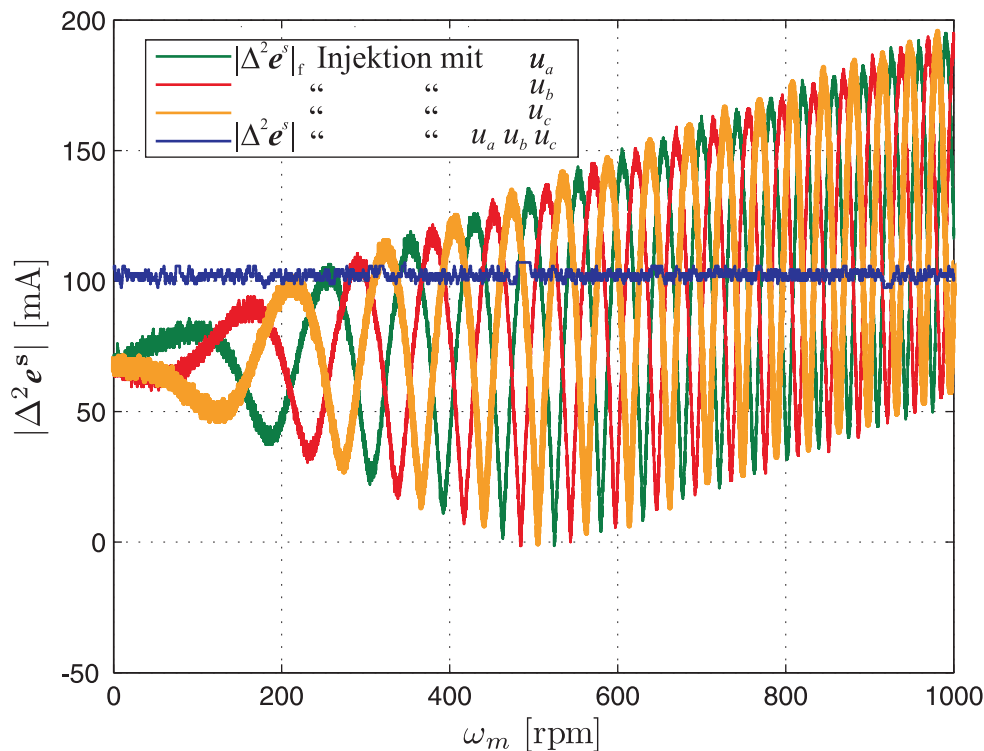


Abb. 3.16: Messung des Modellfehlers bei konstanter Injektion und varrierender Drehzahl für die SPMSM

Der gleiche Versuch wie in Abb. 3.16 wird für die SPMSM bei einer ausgeschalteten Injektion in Abb. 3.17 wiederholt. Wie zu erwarten, ist der Modellfehlerbetrag des Verfahrens für konstante Intervalle null, da dieser ausschließlich von der Injektion abhängt. Der Modellfehlerbetrag des flexiblen Verfahrens hängt wie auch in den anderen Abbildungen linear von der Drehzahl ab. Bei dieser Maschine ist die Anwendung des Verfahrens für flexible Intervalle aus Abschnitt 3.3.2 erst ab einer Drehzahl von 1000 rpm sinnvoll, da der Modellfehlerbetrag unterhalb dieser Drehzahl zu gering ausfällt.

Zusammenfassend können folgende Punkte bezüglich der durchgeführten Messungen festgehalten werden.

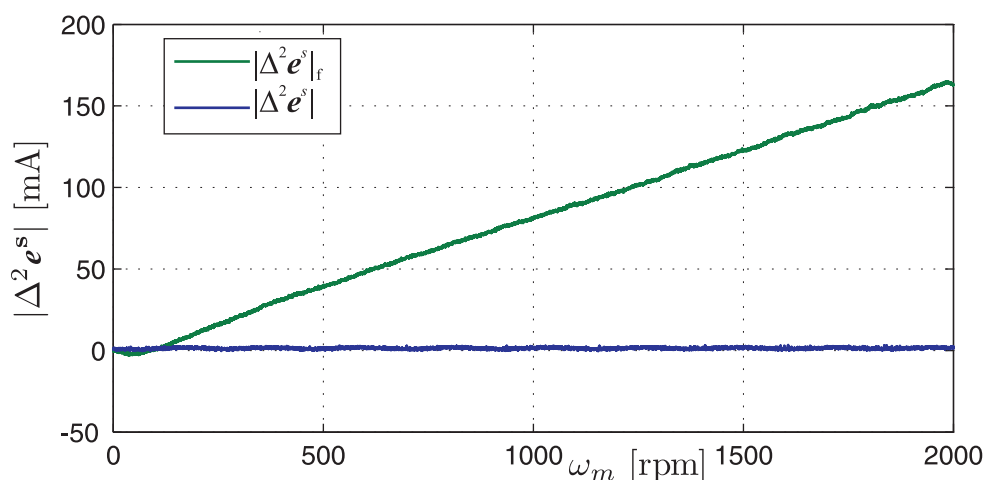


Abb. 3.17: Messung des Modellfehlers ohne Injektion und variierender Drehzahl für die SPMSM

- Es zeigt sich, dass das Verfahren aus dem Anwendungsbeispiel in Abschnitt 3.3.2 nur ohne die Verwendung einer zusätzlichen Injektion eingesetzt werden sollte. Solange die Aussteuerung der PWM nicht ausreicht und eine zusätzliche Injektion notwendig ist, wird empfohlen eine Methode einzusetzen, bei der die Intervalle mit der Injektionsfrequenz synchronisiert sind, wie beispielsweise in Abschnitt 3.2.
- Insbesondere der Bereich, in dem keine Spannung von der PWM gestellt wird, da sich Reglerspannung und Injektionsspannung auslöschen, ist für das Verfahren aus dem Anwendungsbeispiel problematisch, weil in diesem Fall der Modellfehlerbetrag null ergibt.
- Die Anwendbarkeit des in Abschnitt 3.3.2 vorgestellten Verfahrens, zeigt eine deutliche Abhängigkeit der eingesetzten Maschine. Speziell Maschinen, welche eine hohe Anisotropie und eine niedrige Induktivität aufweisen, sind durch dieses Verfahren schon bei geringen PWM-Aussteuerungen ohne Injektion geberlos betreibbar.

Der Vergleich der beiden Verfahren zeigt, dass beide Methoden verschiedene Vor- und Nachteile zeigen und daher keine pauschale Entscheidung getroffen werden kann. Diese voneinander abweichenden Eigenschaften lassen sich durch die verschiedenen Auswertungsstrategien begründen.

Die Strategie des Verfahrens für flexible Intervalle ist dahin gehend ausgelegt, dass die durch den Stromregler hervorgerufene Stromänderung als Informationsquel-

le genutzt wird. Das Verfahren mit konstanten Intervallen hingegen ist ausgelegt zur Auswertung der zusätzlichen Injektion, wodurch immer mehrere Abtastintervalle herangezogen werden müssen. Das Beispiel in Abb. 3.18 soll diesen Zusammenhang verdeutlichen. Neben einer vom Stromregler gestellten Spannung in die α -Richtung, ist im rechten Bild zusätzlich noch eine Injektion in dieselbe Richtung vorhanden. Durch die Addition der beiden Spannungskomponenten ergeben sich für die beiden Verfahren verschiedene Ergebnisse. Die Strommesspunkte und der hochfrequente Stromverlauf des flexiblen Differenzenverfahrens aus Abschnitt 3.3.2 sind in Grün dargestellt, die entsprechenden Zusammenhänge für das Differenzenverfahren mit konstanten Intervallen sind in Rot abgebildet.

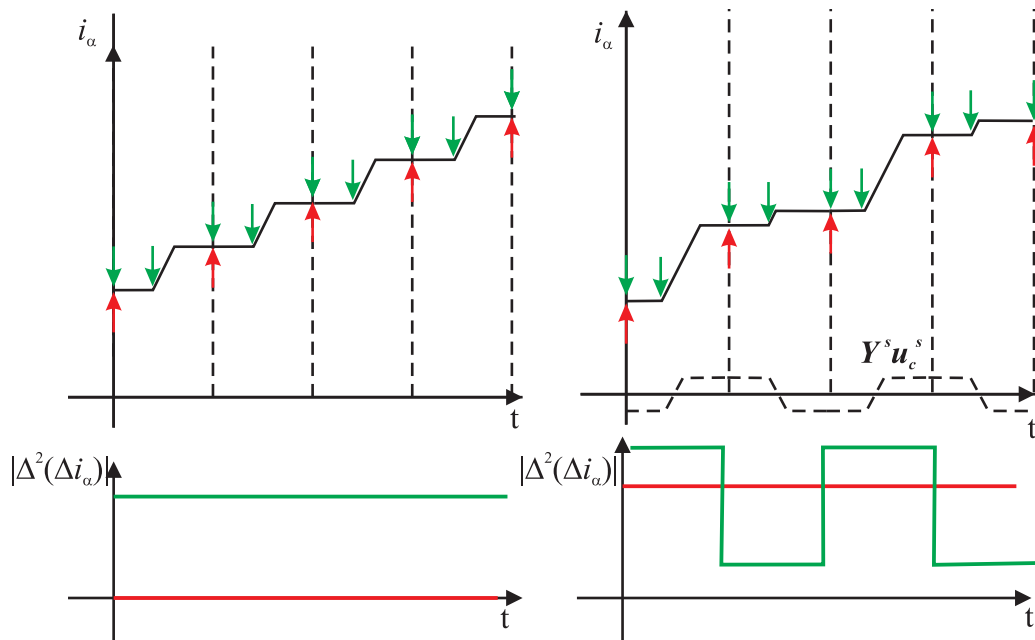


Abb. 3.18: Strommesspunkte in Rot für das konstante und in Grün für das flexible Differenzenverfahren; *links*: Stromreglerspannung ohne Injektion; *rechts*: Stromreglerspannung mit Injektion

Der in Abb. 3.18 dargestellte hochfrequente Strombetrag $|\Delta^2(\Delta i^s)|$ verhält sich bei konstanter Rotorlage proportional zu dem Modellfehlerbetrag. Es wird deutlich, dass das Differenzenverfahren für konstante Intervalle nur mit einer Injektion funktioniert.

Das Verfahren für flexible Intervalle funktioniert sowohl bei einer Anregung mit einer Injektion als auch ohne Injektion. Da bei der Methode ein kürzerer Zeitraum analysiert wird, variiert das Ergebnis je nach Aussteuerungsgrad der PWM in dem

analysierten Bereich. Die Variation des Modellfehlerbetrags überträgt sich direkt auf die Lageberechnung, welche dann in jedem zweiten Abtastschritt unbrauchbare Werte berechnet.

Für die praktische Lösung dieses Problems bieten sich mehrere Möglichkeiten an.

- Es wird bei jedem Abtastzyklus geprüft, welche Wahl der Intervalle zu der besten Lösung führt, hierzu ist ein Beispiel in Abb. 3.19 gezeigt.
- Die Injektion wird so angepasst, dass eine gewisse Mindestaussteuerung der PWM immer vorhanden ist.
- In Abtastschritten, in denen der Betrag des Modellfehlers zu gering ist, wird der berechnete Winkel vom letzten Abtastschritt verwendet.

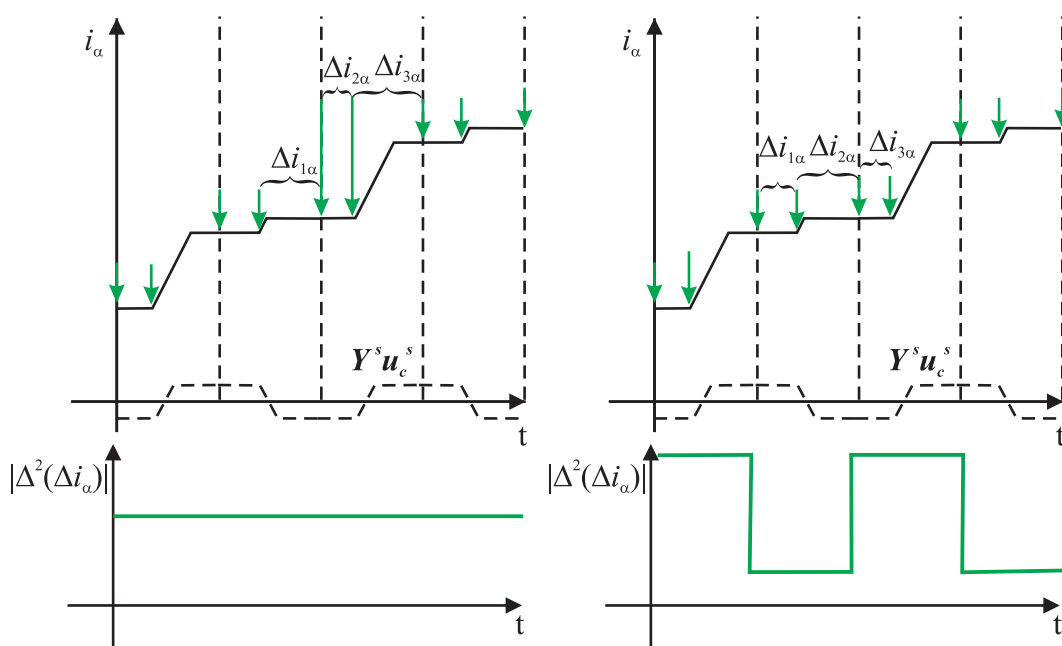


Abb. 3.19: Verschiedene Intervallkonstellationen des flexiblen Differenzenverfahrens; *links*: alternative Intervallkonstellation; *rechts*: Intervallkonstellation aus dem Anwendungsbeispiel.

Abb. 3.19 zeigt zweimal die Anwendung des flexiblen Differenzenverfahrens. Es gibt für die dargestellten Strommesspunkte eine alternative Intervallkonstellation

links dargestellt, bei welcher in den Abtastschritten, in denen die ursprüngliche Intervallkonstellation aus Abschnitt. 3.3.2 keine zufriedenstellenden Ergebnisse liefert, das Ergebnis deutlich besser ausfällt. Die Intervalle sind in beiden Fällen gekennzeichnet, damit eine Zuordnung möglich ist. Für die hier gegebenen Strommesspunkte ist diese alternative Intervallkonstellation nur unter Verwendung des Δ^2 -Verfahrens möglich. Sie zeigt für das dargestellte Pulsmuster ein durchgängig gutes Ergebnis. Es muss allerdings berücksichtigt werden, dass das Ergebnis nicht auf alle Pulsmuster anwendbar ist.

Ein Verfahren, das in allen Betriebspunkten das bestmögliche Ergebnis liefert, muss auf Basis des Differenzenverfahrens für flexible Intervalle aufbauen, da hierdurch beliebige Intervallkonstellationen gewählt werden können. Zur Wahl der idealen Intervalle ist es erforderlich zu prüfen, welche Konstellation zu dem größten Modellfehlerbetrag führt. Eine solche Prüfung muss für jeden Abtastschritt erneut ausgeführt werden. Grundsätzlich gilt zu beachten, dass das Verfahren für konstante Intervalle ein Spezialfall der Methode mit flexiblen Intervallen darstellt, bei der die Dauer der Intervalle mit der konstanten Abtastzeit des Systems übereinstimmt.

3.4 Injektionsstrategie zur Bestimmung der mittleren Admittanz

Bisher wurde immer vorausgesetzt, dass der Parameter der mittleren Admittanz Y_Σ , welcher zur Bestimmung des isotropen Stromanstiegs $\Delta^2 i_\Sigma^s$ benötigt wird, bekannt ist. Das trifft auch weitestgehend für ein Maschinenmodell mit linearen Flussverläufen zu, da dieser Wert hier nur initial bestimmt werden muss, sich jedoch nicht mehr stromabhängig ändert.

Bei einer realen Maschine gilt aufgrund der magnetischen Sättigung diese Vereinfachung nicht mehr. Daher ist es notwendig, den Parameter Y_Σ online im Betrieb zu bestimmen und nachzuführen.

Die im Folgenden vorgestellten Methoden zur Bestimmung der mittleren Admittanz wurden in [LK12] veröffentlicht und sind kein Bestandteil der Arbeit des Autors. Der Vollständigkeit halber wird dieses Themengebiet jedoch kurz behandelt.

Für die nachfolgenden Betrachtungen wird immer das Spannungskordinatensystem (u) verwendet, da sich in dieser Darstellung der Vektor der mittleren Admittanz parallel zur x -Achse ausrichtet. Zusätzlich ist es notwendig, die hochfrequenten gemessenen Ströme $\Delta^2 i^s$ mit der hochfrequenten Spannung zu skalieren, damit diese ebenfalls in der Einheit der Admittanz gegeben sind.

Die Admittanzkomponenten γ_x und γ_y ergeben sich durch die folgende Transformation

$$\gamma^u = \begin{bmatrix} \gamma_x \\ \gamma_y \end{bmatrix}, \quad \gamma_x = \frac{\Delta^2 (\Delta \mathbf{i}^s)^T \Delta^2 \mathbf{u}^s}{\Delta^2 \mathbf{u}^{sT} \Delta^2 \mathbf{u}^s},$$

$$\gamma_y = \frac{\Delta^2 (\Delta \mathbf{i}^s)^T \mathbf{J} \Delta^2 \mathbf{u}^s}{\Delta^2 \mathbf{u}^{sT} \Delta^2 \mathbf{u}^s}. \quad (3.75)$$

3.4.1 Additive Bestimmung der mittleren Admittanz

Zur Bestimmung der mittleren Admittanz Y_Σ ist es notwendig, mindestens zwei linear unabhängige Admittanzvektoren γ_1^s und γ_2^s zu erzeugen, um zwei Punkte auf dem Anisotropiekreis abzubilden. Mittels dieser zwei Vektoren und des Wissens, dass sich der Kreismittelpunkt auf der x-Achse befindet, kann der Mittelpunkt des Kreises berechnet werden. Die Signalqualität des hierdurch bestimmten Wertes der mittleren Admittanz hängt vom Betrag des Kreuzprodukts der beiden Stromvektoren ab.

Sofern es möglich ist, das Injektionsmuster selbst zu bestimmen, bietet es sich an, die Vektoren in der Weise auszuwählen, dass sich der Kreismittelpunkt durch eine Addition der Admittanzvektoren ergibt. Das ist immer dann gegeben, wenn die Summe der y -Komponenten der Admittanzvektoren null ist. Die mittlere Admittanz Y_Σ kann dann wie in Abb. 3.20 dargestellt, durch eine einfache Addition, der in diesem Fall drei Admittanzvektoren ermittelt werden.

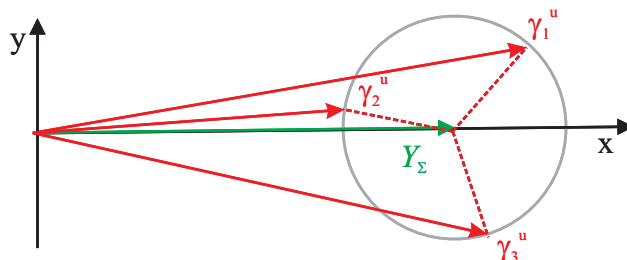


Abb. 3.20: Ermittlung der mittleren Admittanz mit (3.76)

Das zu Abb. 3.20 passende Injektionsmuster ist in Abb. 3.21 dargestellt. Aus Abschnitt 3.2.5 ist bekannt, dass diese Form der Injektion gegenüber der alternierenden Injektion einen geringeren Signalgehalt c besitzt, jedoch ist es mit der alternierenden Injektion nicht möglich, die mittlere Admittanz zu bestimmen, da hierdurch keine linear unabhängigen Admittanzvektoren erzeugt werden können.

Die Berechnung der mittleren Admittanz, basierend auf dem Injektionschema in Abb. 3.21, ist wie folgt gegeben

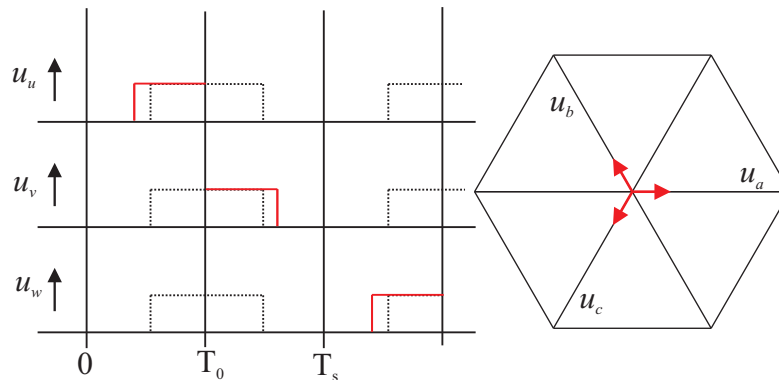


Abb. 3.21: Dreieckförmige Injektion, zur einfachen Bestimmung der mittleren Admittanz.

$$Y_{\Sigma} = \frac{\gamma_{x1} + \gamma_{x2} + \gamma_{x3}}{3}. \quad (3.76)$$

Hierbei wird angenommen, dass sich die Rotorposition im Zeitraum der Bestimmung der drei Admittanzvektoren nicht ändert.

3.4.2 Geometrische Bestimmung der mittleren Admittanz

Für den Fall, dass die verwendeten Admittanzvektoren nicht so gewählt sind, dass sich durch eine einfache Summation die y -Komponente auslöscht, muss ein aufwendigeres Verfahren zur Bestimmung von Y_{Σ} angewendet werden. Diese Methode kommt beispielsweise zum Einsatz, wenn das Differenzenverfahren für flexible Intervalle aus Abschnitt 3.3.1 ohne Injektion verwendet wird.

Hierzu wurde in [LK12] eine Gleichung vorgestellt, mit der für zwei beliebige Admittanzvektoren die mittlere Admittanz bestimmt werden kann, diese lautet

$$Y_{\Sigma} = \frac{\gamma_{x1} + \gamma_{x2}}{2} + \frac{\Delta^2 \mathbf{u}_1^{sT} \Delta^2 \mathbf{u}_2^s}{\Delta^2 \mathbf{u}_1^{sT} \mathbf{J} \Delta^2 \mathbf{u}_2^s} \frac{\gamma_{y1} - \gamma_{y2}}{2}. \quad (3.77)$$

Nach wie vor besteht das Problem, dass das Kreuzprodukt der beiden Admittanzvektoren die Genauigkeit der Messung beeinflusst. Aus diesem Grund muss sichergestellt werden, dass das Kreuzprodukt einen gewissen Mindestwert nicht unterschreitet, welcher abhängig von dem Rauschgehalt auf dem berechneten Signal festgelegt werden muss. Grafisch ist dieser Zusammenhang in Abb. 3.22 dargestellt.

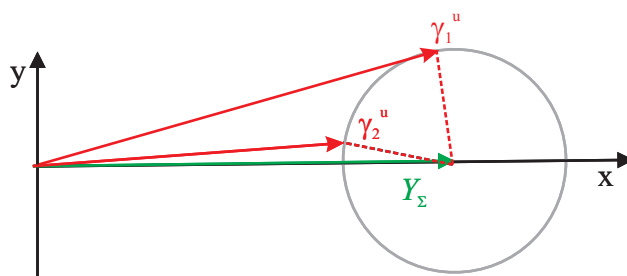


Abb. 3.22: Bestimmung der mittleren Admittanz durch zwei beliebige Admittanzvektoren.

Die Anwendung der Formel (3.77) ist erforderlich, wenn die mittlere Admittanz aus den aktiven Zeigern ermittelt werden soll, da hier die Spannungsvektoren beliebig sind. Als Alternative zur Messung der mittleren Admittanz kann auch eine 2-dimensionale stromabhängige Tabelle hinterlegt werden, welche den Wert der Admittanz enthält. Mit einer solchen Tabelle ist die maximale Flexibilität für die Beliebige Injektion gegeben, da auch noch die Methode in diesem Abschnitt eine kleine Einschränkung mit sich bringt.

3.5 Berücksichtigung der magnetischen Sättigung

Des einfacheren Verständnisses wegen und um den Schwerpunkt auf dem neuen Verfahren der Beliebigen Injektion zu belassen, wurden bisher alle Überlegungen anhand des vereinfachten Maschinenmodells durchgeführt.

Bei der Anwendung des Differenzenverfahrens am Prüfstand müssen die Unterschiede zwischen den vereinfachten und den realen Bedingungen berücksichtigt werden. Die wesentlichste Änderung für die untersuchten Maschinen steht im Zusammenhang mit magnetischer Sättigung. Folgende Punkte sind hierdurch betroffen:

1. Die Induktivitäten sind nicht konstant. Aufgrund von Sättigungserscheinungen wird der Wert der Induktivität bei steigendem Strom kleiner.
2. Kreuzkopplungseffekte müssen berücksichtigt werden, eine Variation des Stromes in der d -Achse hat einen Einfluss auf den Fluss in der q -Achse und umgekehrt.
3. Anisotropiebasierte Verfahren detektieren üblicherweise den Wert der minimalen oder maximalen Induktivität. Im vereinfachten Fall liegt dieser Wert

genau auf der d - oder q -Achse. Dieser Zusammenhang gilt nicht mehr für eine Maschine mit Kreuzkopplungs- und Sättigungseffekten.

Das Modell der Synchronmaschine mit nichtlinearen Flussverläufen ist in [LK12] im Detail hergeleitet worden und gegeben mit

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}^s = (\mathbf{L}^s)^{-1} (\mathbf{u}^s - R \mathbf{i}^s - (\mathbf{J} \psi^s + \mathbf{L}^s \mathbf{J} \mathbf{i}^s) \omega). \quad (3.78)$$

Gleichung (3.78) beinhaltet zwei wesentliche Unterschiede gegenüber (3.1), die die Stromableitung des Maschinenmodells mit konstanten Induktivitäten beschreibt. Zum einen wird nicht mehr zwischen Permanentfluss und Statorfluss unterschieden, da eine Zuordnung, welcher Flussanteil durch den Statorstrom und welcher Anteil vom Permanentfluss stammt, sehr aufwendig ist. Stattdessen wird durch ψ^s immer der Gesamtfluss ausgedrückt. Zum anderen ist der Wert der Induktivität \mathbf{L}^s nicht mehr konstant, sondern stromabhängig.

Aus diesem Grund wird die Induktivitätsmatrix in Statorkoordinaten jetzt folgendermaßen definiert

$$\mathbf{L}^s = \begin{bmatrix} \frac{\partial f \psi_\alpha}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f \psi_\alpha}{\partial i_\beta} \\ \frac{\partial \psi_\beta}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial \psi_\beta}{\partial i_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.79)$$

Da die Induktivität nicht mehr als Proportionalitätsfaktor zwischen Strom und Fluss aufgefasst werden kann, müsste sie laute der Notation als Kleinbuchstabe dargestellt werden. Bei den betrachteten Maschinen fallen allerdings die Induktivitätsänderungen verhältnismäßig gering aus, darüber hinaus würde eine Änderung der Bezeichnung eher zu Verwirrung führen. Aus diesem Grund wird die alte Bezeichnung als Großbuchstabe beibehalten und auch analog für die Admittanzbetrachtung im nächsten Kapitel angewendet.

Mittels folgender Gleichung lässt sich die Induktivität in Statorkoordinaten auf Basis der rotorfesten Komponenten ausdrücken,

$$\mathbf{L}^s = \mathbf{T} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qq} \end{bmatrix} \mathbf{T}^{-1}. \quad (3.80)$$

Hierbei ergeben sich die Komponenten folgendermaßen:

$$L_{\alpha\alpha} = L_{dd} \cos(\varphi_e)^2 + L_{qq} \sin(\varphi_e)^2 - 2L_{dq} \sin(\varphi_e) \cos(\varphi_e) \quad (3.81)$$

$$L_{\beta\alpha} = (L_{dd} - L_{qq}) \sin(\varphi_e) \cos(\varphi_e) + L_{dq} (\cos(\varphi_e)^2 - \sin(\varphi_e)^2) \quad (3.82)$$

$$L_{\beta\beta} = L_{dd} \sin(\varphi_e)^2 + L_{qq} \cos(\varphi_e)^2 + 2L_{dq} \sin(\varphi_e) \cos(\varphi_e) \quad (3.83)$$

Analog zu der Umformung in (3.4) werden die Induktivitätskomponenten in einen isotropen L_Σ und einen anisotropen L_Δ Term aufgeteilt

$$\begin{aligned} L_\Sigma &= \frac{L_{dd} + L_{qq}}{2}, \\ L_\Delta &= \frac{L_{qq} - L_{dd}}{2}. \end{aligned} \quad (3.84)$$

Unter Verwendung der in Abschnitt 2.4 definierten Matrix \mathbf{S} ist die Induktivität in Abhängigkeit der in (3.84) definierten Parameter gegeben mit

$$\mathbf{L}^s = L_\Sigma \mathbf{I} + (L_\Delta \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) \mathbf{S}. \quad (3.85)$$

Im Vergleich zu Abschnitt 2.4 ist jetzt zusätzlich der Koppelterm L_{dq} vorhanden. Als Konsequenz liegt keine Entkopplung zwischen d - und q -Achse mehr vor. Bei der vereinfachten Darstellung hatte ein q -Strom keinen Einfluss auf den d -Strom und umgekehrt.

Besonders vorteilhaft für diese vereinfachte Darstellung ist der Umstand, dass in jedem Arbeitspunkt die niedrigste/größte detektierte Induktivität auch immer mit der d/q -Achse übereinstimmt.

Diese Eigenschaft ist aufgrund des Kreuzkopplungsterms L_{dq} bei der realen Maschine nicht mehr gegeben, wodurch sich unter Belastung eine Abweichung zwischen geschätzter d -Achse und gemessener d - Achsenposition einstellt. Deshalb kann weiterhin nicht mehr die Lage der Anisotropie mit der Rotorlage gleichgesetzt werden. Die Anisotropielage wird mit dem Winkel φ_a bezeichnet.

Basierend auf den (3.35) und (3.36) ist der detektierte Winkel der Anisotropie gegeben mit

$$\varphi_a = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\beta + \Delta^2 u_\beta \Delta^2 e_\alpha}{\Delta^2 u_\alpha \Delta^2 e_\alpha - \Delta^2 u_\beta \Delta^2 e_\beta} \right). \quad (3.86)$$

Abb. 3.23 zeigt den Induktivitätsverlauf abhängig vom Rotorwinkel. Hieraus geht hervor, dass sobald der Term L_{dq} ungleich null ist, die minimale und maximale Induktivität nicht mehr exakt auf der d - beziehungsweise der q -Achse liegt.

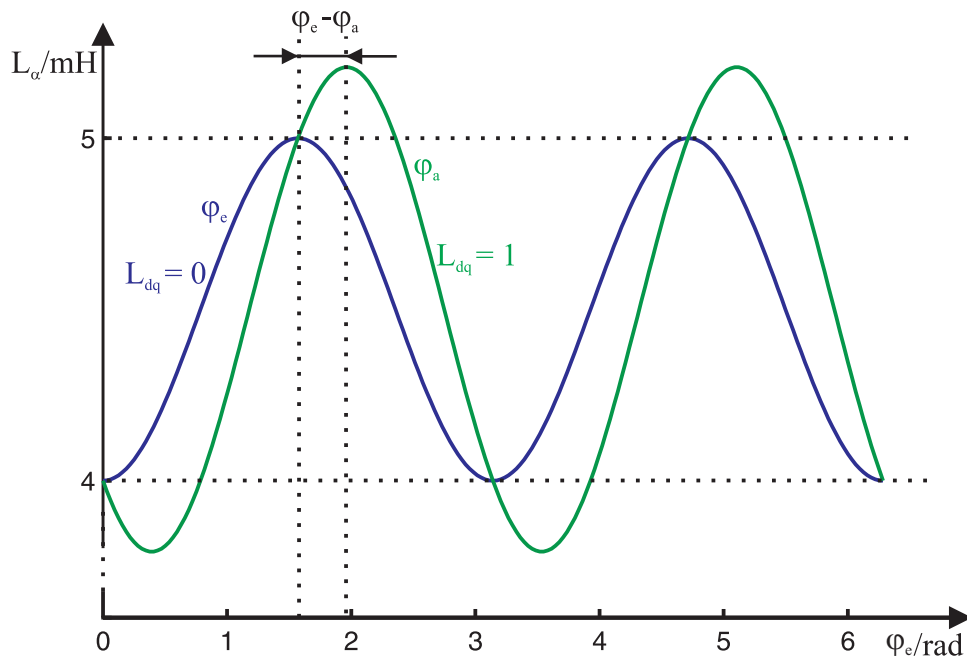


Abb. 3.23: Abhängigkeit zwischen Induktivität und Rotorlage mit und ohne Koppelinduktivität

In [KLG12] wurde eine Formel hergeleitet, mit welcher der Fehlerwinkel direkt aus dem Induktivitätsverhältnis berechnet werden kann

$$\varphi_a - \varphi_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{Y_{dq}}{Y_{\Delta}} \right). \quad (3.87)$$

Ein anisotropiebasiertes Verfahren detektiert weiterhin die Position der kleinsten oder größten Induktivität und dadurch entsteht abhängig von der Koppelinduktivität eine Winkelabweichung (3.87), welche der Phase zwischen den beiden Kurven in Abb. 3.23 entspricht.

Ausgehend von den behandelten Punkten werden die Auswirkungen eines Maschinenmodells, welches den Einfluss von magnetischer Sättigung berücksichtigt, auf das Verfahren der Beliebigen Injektion nochmals zusammengefasst.

- Aufgrund der nicht mehr konstanten Maschineninduktivität muss, der Parameter Y_{Σ} im Betrieb nachgeführt werden.

- Die Änderungen im Maschinenmodell in (3.79) haben keinen Einfluss auf die Eliminierung des niederfrequenten Teils, da hier keine Trennung zwischen Permanentfluss und elektrisch erzeugtem Fluss notwendig ist.
- Aufgrund der Kreuzkopplung in der Induktivitätsmatrix entsteht unter Last eine Abweichung zwischen geschätzter und gemessener Rotorposition.

Bei den in diesem Kapitel durchgeführten Überlegungen wird angenommen, dass keine harmonischen Anisotropien vorhanden sind. Diese Vereinfachung ist gültig, solange der Einfluss von harmonischen Anisotropien vernachlässigbar gering ist. Für die in diesem Kapitel untersuchten Maschinen trifft dieser Zusammenhang zu. Auf die Berücksichtigung von harmonischen Anisotropien wird ausführlich im nächsten Kapitel in Abschnitt 4.2 eingegangen.

Neben dem Vorhandensein von magnetischer Sättigung gibt es weitere Faktoren, welche beim Einsatz eines Anisotropieverfahrens berücksichtigt werden müssen. In [CLK11] wurde gezeigt, dass aufgrund von Hysterese-Effekten die Änderung der Magnetisierungskurve nicht mit der durch Anisotropieverfahren detektierten Induktivität gleichgesetzt werden kann. Ein signifikanter Einfluss dieses Effekts konnte allerdings nur für die RSM nachgewiesen werden. In [SEP13] ist eine Richtungsabhängigkeit des ohmschen Anteils der Maschine dargestellt. Daher wird in dieser Veröffentlichung der ohmsche Widerstand in Form einer Matrix berücksichtigt. Bei dem Verfahren der Beliebigen Injektion wird der Zusammenhang zwischen Stromänderung und Spannung durch den Parameter der Admittanz ausgedrückt. Bei den untersuchten Maschinen spiegelt das verwendete Admittanzmodell, bei welchem lediglich die Induktivität eine Anisotropie aufweist, das erwartete Verhalten wider. Hierzu wurden keine weiteren Untersuchungen durchgeführt, allerdings liegt die Schlussfolgerung nahe, dass der Einfluss der Anisotropie der Induktivität gegenüber dem ohmschen Anteil dominiert oder beide Einflüsse dieselbe Richtungsabhängigkeit zeigen.

Gegenüber den zwei oben genannten Punkten wirkt sich der Einfluss von Wirbelströmen und Umladevorgängen auf die Anwendung des Verfahrens der Beliebigen Injektion aus. In welcher Weise das geschieht und welche Möglichkeiten bestehen, um das zu berücksichtigen, wird in Abschnitt 3.7 erläutert.

3.6 Experimentelle Untersuchungen

In den praktischen Untersuchungen wird das Δ^2 -Verfahren für flexible und konstante Intervalle in verschiedenen Betriebsszenarien untersucht.

Die Analyse des entsprechenden gerberlos Verfahrens findet ausschließlich im geschlossenen Regelkreis statt. Daher wird der gemessene Rotorwinkel weder für die Drehzahlregelung noch für die Stromregelung verwendet.

Da das berechnete Winkelsignal φ_a aufgrund des vorhandenen Rauschgehalts, welcher zu Großteilen von der Strommessung und A/D-Wandlung stammt, nicht direkt für die Regelung verwendet werden kann, muss ein zusätzlicher Winkelfilter verwendet werden. Die Zeitkonstante des Filters hängt von dem Rauschgehalt auf dem berechneten Winkelsignal ab. Sofern der Antrieb gute Eigenschaften bei transienten Vorgängen zeigen soll, ist es erforderlich, die Zeitkonstante dieses Filters möglichst klein zu wählen.

Um zu vermeiden, dass auch bei hohen Drehzahlen kein konstanter Schleppfehler im Winkelsignal auftritt, wird eine Filterstruktur zweiter Ordnung eingesetzt. Diese besitzt die Eigenschaft, dass sich bei einer quadratischen Änderung des Eingangs ein konstanter Schleppfehler ergibt. Eine genaue Beschreibung des Filters ist in [PSK13] gegeben. Die geschätzte elektrische Geschwindigkeit $\hat{\omega}_e$ wird durch die diskrete Ableitung des gefilterten Schätzwinkels φ_a bestimmt. Zur Reduzierung des Rauscheinflusses, hervorgerufen durch die Ableitung, muss das Signal zusätzlich tiefpassgefiltert werden. Hierfür ist allerdings eine Filterstruktur erster Ordnung ausreichend.

Zur Regelung der Maschine wird direkt der gefilterte Winkel der Anisotropie φ_a verwendet. Aus diesem Grund treten unter Belastung Winkelabweichungen auf, welche auf Kreuzsättigungseffekte zurückzuführen sind. Eine Kompensation dieses Einflusses wird erst im nächsten Kapitel vorgestellt.

Der Spannungsfehler, welcher aufgrund der Schaltzeit auftritt, wird nicht berücksichtigt, da der Einfluss an diesem Prüfstand auf die Rotorpositionsermittlung vernachlässigbar gering ausfällt. Im Gegensatz zu Grundwellenverfahren werden bei den meisten anisotropiebasierten Methoden relative und keine absoluten Änderungen ausgewertet. Daher wirken sich Spannungsfehler weniger kritisch aus. Die Auswertung relativer Änderungen ist auch ein Grund dafür, dass für viele dieser Methoden eine Messung der Zwischenkreisspannung nicht erforderlich ist. Darüber hinaus sind die Pulsbreiten zur Ermittlung eines auswertbaren Stromanstiegs ausreichend groß damit der Einfluss von Totzeiteffekten keine Dominanz gewinnt. Für die Verwendung eines Systems, das bereits bei geringen PWM-Aussteuerungen verwertbare Stromanstiegsmessungen bereitstellt, sollte der Einfluss des Effekts der Totzeit berücksichtigt werden.

Der Prüfstand, mit dem die Messungen durchgeführt werden, besteht aus einem Echtzeitsystem mit einem 1,4 Ghz Pentium Prozessor und basiert auf einem Linux Real Zeit System. Die am Prüfstand berechneten Pulsmuster werden durch einen modifizierten Umrichter der Firma SEW verstärkt und auf die Maschine geschaltet.

Die Zwischenkreismessung wird bei diesem System nicht erfasst und daher konstant mit $u_d = 553 \text{ V}$ angenommen. Bei den in diesem Abschnitt verwendeten Maschinen handelt es sich um eine SPMSM und eine IPMSM. Genauere Daten zu den Maschinen und zum Prüfstand sind aus Abschnitt 6.1 zu ersehen. Das Drehmoment beider Maschinen wird der Einfachheit halber nur über den q -Strom geregelt, auch wenn hierdurch nicht das maximale Verhältnis zwischen Strom und Drehmoment besteht (*maximum torque per Ampere*, MTPA). Die Regelung mittels der MTPA-Kennlinie betrifft nicht unmittelbar die geberlose Regelung und bleibt daher unberücksichtigt.

3.6.1 Messungen für das konstante Δ^2 -Verfahren

In diesem Abschnitt wird das Δ^2 -Verfahren mit konstanten Intervallen für die SPMSM aus Tab. 6.2 angewendet. Um einen ausreichend großen Modellfehlerbetrag für das berechnete Winkelsignal zu gewährleisten, wird eine zusätzliche Injektion, wie in Abschnitt 3.4 beschrieben, mit einer Amplitude von 20% der maximalen Aussteuerung für alle Versuche in diesem Abschnitt zugeschaltet. Die Größe des stationären und dynamischen Winkelfehlers hängt in erster Linie von der Einstellung des Filters für das geschätzte Winkelsignal ab. Im Rahmen der Versuche werden zwei Varianten vorgestellt. Bei der schnellen Einstellung mit einer Zeitkonstante von 3 ms liegt der Fokus auf der Erhöhung der dynamischen Eigenschaften des Antriebs. Das Winkelsignal beinhaltet jedoch eine große Rauschamplitude. Bei der langsamen Einstellung mit 18 ms ist der stationäre Fehler geringer, jedoch weicht der gefilterte Winkel bei transienten Vorgängen deutlich vom gemessenen Rotorwinkel ab. Die Zeitkonstante des Filters für die Drehzahlermittlung ist in diesem Abschnitt auf 4 ms eingestellt.

Ein Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang ist in Abb. 3.24 dargestellt. Während der Beschleunigungs- und Verzögerungsphase, welche mit 1,5-fachem Nennstrom durchgeführt wird, tritt ein Winkelfehler $\Delta\varphi_a = \varphi_e - \varphi_a$ auf, der zwei Ursachen hat. Zum einen verschiebt sich aufgrund von Kreuzkopplungseffekten der Induktivitäten der Winkel der Hauptanisotropie aus dem dq -Koordinatensystem. Dieser Fehler ist in (3.87) gezeigt worden. Zum anderen verursacht der Winkelfilter einen Fehler, der von der Höhe der Beschleunigung abhängt. Ein analytischer Zusammenhang zwischen Beschleunigung und Winkelfehler für diese Filterstruktur ist in [SPR11] beschrieben.

Im Vergleich zu Abb. 3.24 werden in Abb. 3.25 dieselben Sollwertänderungen mit einem deutlich langsamer eingestellten Winkelfilter durchgeführt. Um die Stabilität des Verfahrens in diesem Fall zu gewährleisten, wurde der maximale q -Strom auf den Nennstrom reduziert. Aus dieser Abbildung geht hervor, dass der Winkelfeh-

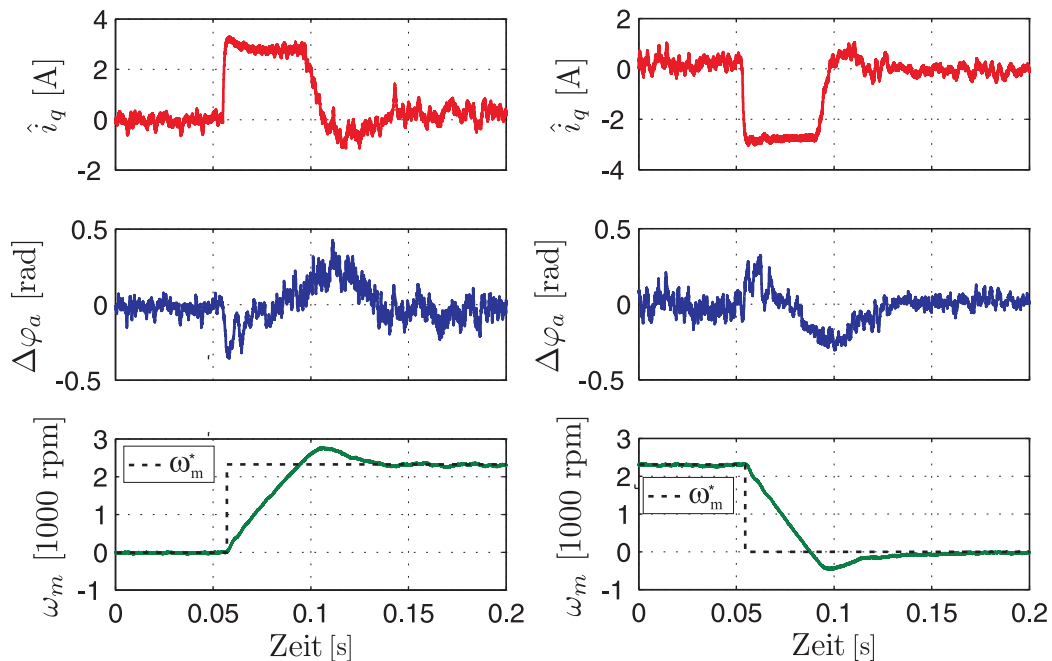


Abb. 3.24: Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang mit schneller Winkel-
filterung für die SPMSM mit dem Δ^2 -Verfahren

ler $\Delta\varphi_a$ bei moderater Dynamik relativ hoch ist. Andererseits fällt im Vergleich zu Abb. 3.24 der Rauschteil auf dem Winkelsignal und infolgedessen auf dem geschätzten q -Strom deutlich geringer aus. Da die Drehzahl auf Basis der Ableitung des gefilterten Winkelsignals gebildet wird, ist auch das Drehzahlsignal $\hat{\omega}_e$ stärker gefiltert, als in Abb. 3.25. Durch die gleichbleibenden Parameter für Strom- und Drehzahlregler tauchen zusätzlich störende Schwingungen im geschätzten q -Strom auf. Für die Anwendung dieses Verfahrens muss daher die Einstellung der Parameter für Strom- und Drehzahlregler an die Dynamik und den Rauschgehalt der Winkelschätzung angepasst werden. In der Praxis zeigt sich, dass eine getrennte Inbetriebnahme von Strom- und Drehzahlregler, wie es bei Verwendung eines Drehgebers üblich ist, nicht die beste Performanz zeigt. Für die folgenden Messungen wird ausschließlich mit der schnellen Filterung (3 ms) gearbeitet.

In Messung 3.26 links ist eine dreieckförmige Referenzdrehzahl vorgegeben. Während der Beschleunigungsphase wird alternierend injiziert und während der Verzögerungsphase dreieckig.

Dieselbe Referenzdrehzahl ist ebenfalls in Abb. 3.26 rechts dargestellt, allerdings wird hier die Reihenfolge der beiden Injektionsformen vertauscht.

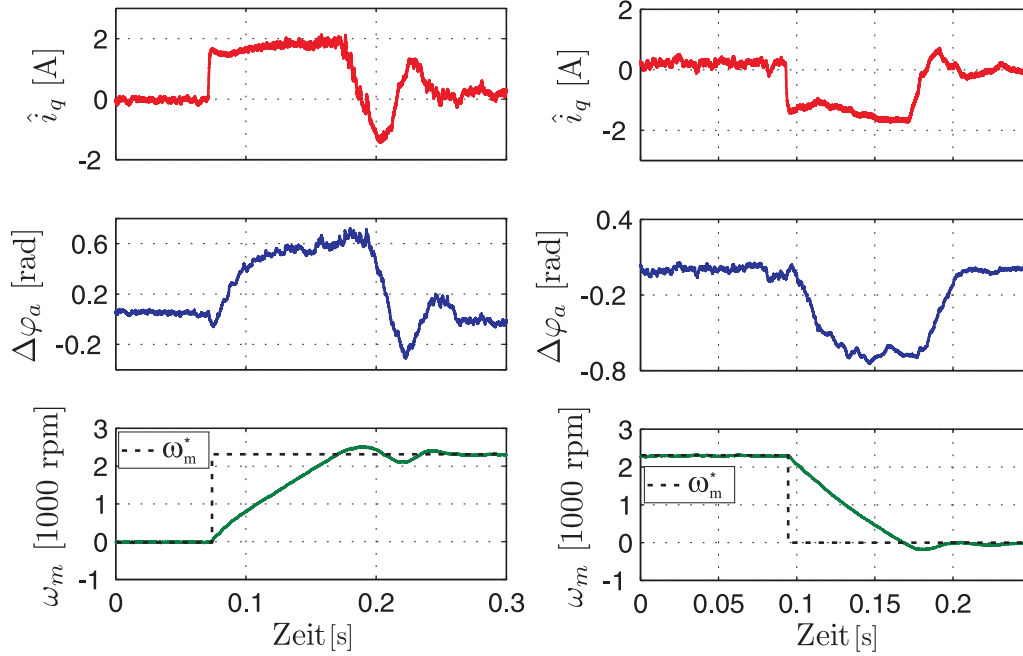


Abb. 3.25: Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang mit langsamer Winkel-
filterung für die SPMSM mit dem Δ^2 -Verfahren

Wie bereits in Abschnitt 3.2.5 gezeigt, ist der Signalgehalt c_{Δ^2} bei der alternierenden Injektion am größten und sollte daher zum geringsten Winkelfehler führen. In der Messung zeigt sich allerdings, dass bei alternierender Injektion in die α -Achse das Rauschband geringer ist, jedoch ein deutlicher positionsabhängiger Winkelfehler sichtbar wird. Bei einer dreieckförmigen Injektion wie in Abschnitt 3.4 fällt dieser positionsabhängige Winkelfehler wesentlich geringer aus. Durch die Bestimmung der geschätzten Drehzahl aus der Ableitung des geschätzten Winkelsignals hat der positionsabhängige Fehler einen sehr störenden Einfluss auf die Drehzahlregelung, insbesondere bei geringen Drehzahlen.

Die Ursache dieses positionsabhängigen Fehlers hängt mit der Erfassung der mittleren Admittanz Y_Σ zusammen. Der Wert der mittleren Admittanz beschreibt den Kreismittelpunkt des Kreises, dessen Radius die Admittanzdifferenz Y_Δ ist.

Bei einer Abweichung der Bestimmung der mittleren Admittanz wirkt sich das unterschiedlich für verschiedene Injektionsformen aus. Ein solcher Fall ist in Abb. 3.27 schematisch dargestellt.

Aufgrund der dreieckförmigen Injektion ergeben sich die geschätzten Rotorwinkel $\hat{\varphi}_{a1}$, $\hat{\varphi}_{a2}$ und $\hat{\varphi}_{a3}$. Durch den Winkelfilter wird der Wert dieser Winkel gemittelt und ein Winkel in der Größenordnung von $\hat{\varphi}_{a\Sigma} = \frac{\hat{\varphi}_{a1} + \hat{\varphi}_{a2} + \hat{\varphi}_{a3}}{3}$ resultiert.

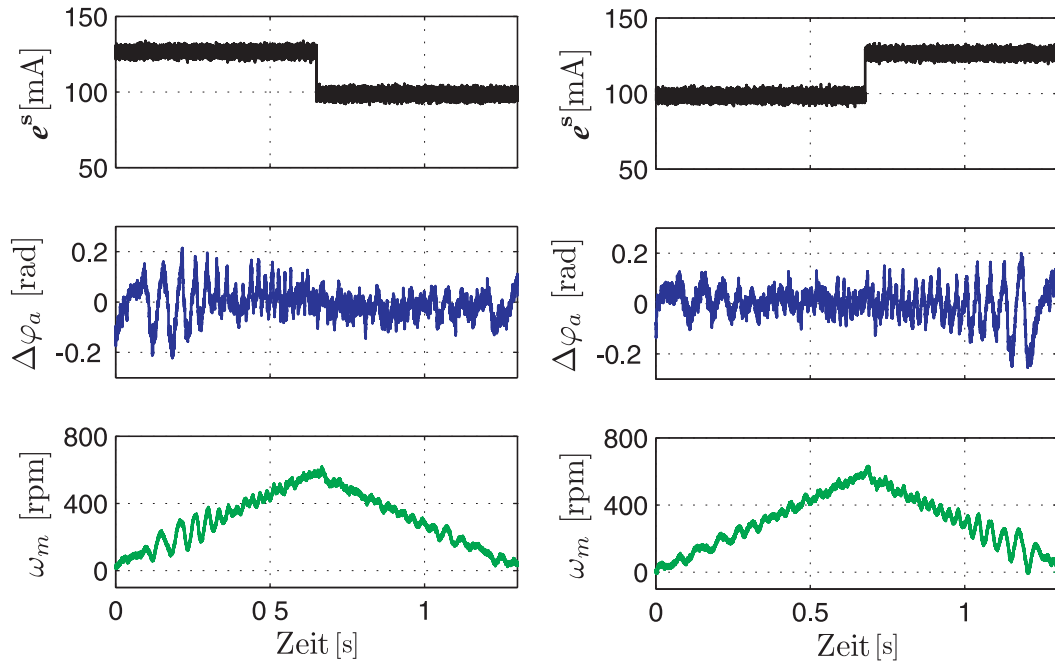


Abb. 3.26: Anwendung verschiedener Injektionen bei der SPMSM für das Δ^2 -Verfahren; *links*: Umschaltung zwischen alternierender und dreieckförmiger Injektion; *rechts*: Umschaltung zwischen dreieckförmiger und alternierender Injektion

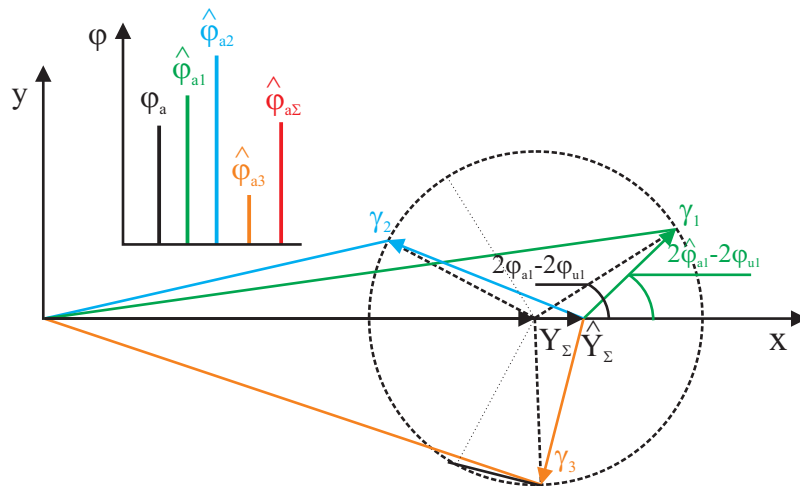


Abb. 3.27: Auswirkungen auf den Winkelfehler, bei ungenauer Erfassung von Y_Σ

Die Abweichung dieses Winkels zum Rotorwinkel ist durch die Mittelwertbildung deutlich geringer, als die Abweichung der einzelnen Winkel. Durch die Periodizität des Kreises um π wird bei der alternierenden Injektion immer der gleiche Vektor γ^u berechnet. Hierdurch ist eine Filterung des Ergebnisses nicht möglich. Der Fehler weist demnach eine Periodizität um π auf. Die Ursachen für Abweichungen bei der Ermittlung der mittleren Admittanz sind vielfältig. Das können z.B. Einflüsse, hervorgerufen durch die Stromerfassung bzw. durch maschinenspezifische Eigenschaften, wie Wirbelströme, sein. Zusätzlich ist die Dynamik der Erfassung der mittleren Admittanz auch begrenzt. Sobald der Strom schnell variiert, entstehen dadurch ebenfalls Abweichungen, die dazu führen, dass der Fehlereinfluss auf die Winkelschätzung zunimmt.

Im schlechtesten Fall kann sich dieser Effekt selbst verstärken. Auf die Systemdynamik und die genaue Untersuchung der Ursachen für Fehler bei der Bestimmung der mittleren Admittanz wird in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen.

3.6.2 Messungen für das flexible Δ^2 -Verfahren

Das Δ^2 -Verfahren mit flexiblen Intervallen bietet die Möglichkeit, die Rotorposition ohne eine zusätzliche Injektion zu bestimmen. Hierfür wird der Stromrippel der PWM, welcher durch die Ausgangsspannung des Stromreglers hervorgerufen wird, ausgewertet. Die Theorie für diese Methode wurde in Abschnitt 3.3 vorgestellt. In Abschnitt 3.3.3 zeigte sich, dass der Betriebsbereich, in dem die Anwendung dieses Verfahrens sinnvoll ist, sowohl betriebspunktabhängig als auch maschinenabhängig ausfällt.

Anhand der IPMSM aus Tab. 6.3 wird das Δ^2 -Verfahren mit flexiblen Intervallen dem Δ^2 -Verfahren mit konstanten Intervallen in Abb. 3.28 gegenübergestellt. In beiden Fällen wird ein Winkelfilter mit einer Zeitkonstante von 3 ms und ein Drehzahlfilter mit einer Zeitkonstante von 4 ms verwendet. Diese Filtereinstellung bleibt für die nachfolgenden Messungen unverändert. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Winkelfehler in Abb. 3.28 bei steigender Drehzahl zunimmt, was analytisch und simulativ in Abschnitt 3.2.5 gezeigt wurde. Neben der Möglichkeit auf die Injektion zu verzichten, ist der geringe Winkelfehler bei hohen Drehzahlen eines der Hauptargumente für die Anwendung des Δ^2 -Verfahrens mit flexiblen Intervallen.

Ein weiterer Punkt, welcher aus Abb. 3.28 hervorgeht, ist der Rauschgehalt des Δ^2 -Verfahrens bei Drehzahl null. Dieser ist für das Verfahren für flexible Intervalle immer höher, was auch anhand des Modellfehlerbetrags $|\Delta^2 e^s|$ in Abb. 3.15 gezeigt und erläutert wurde. Grundsätzlich muss bei der Verwendung des Δ^2 -Verfahrens mit Injektion beachtet werden, dass der Modellfehlerbetrag nicht zu gering ausfällt. Dieser Zusammenhang wurde in Abschnitt 3.3.3 ausführlich diskutiert. Durch die

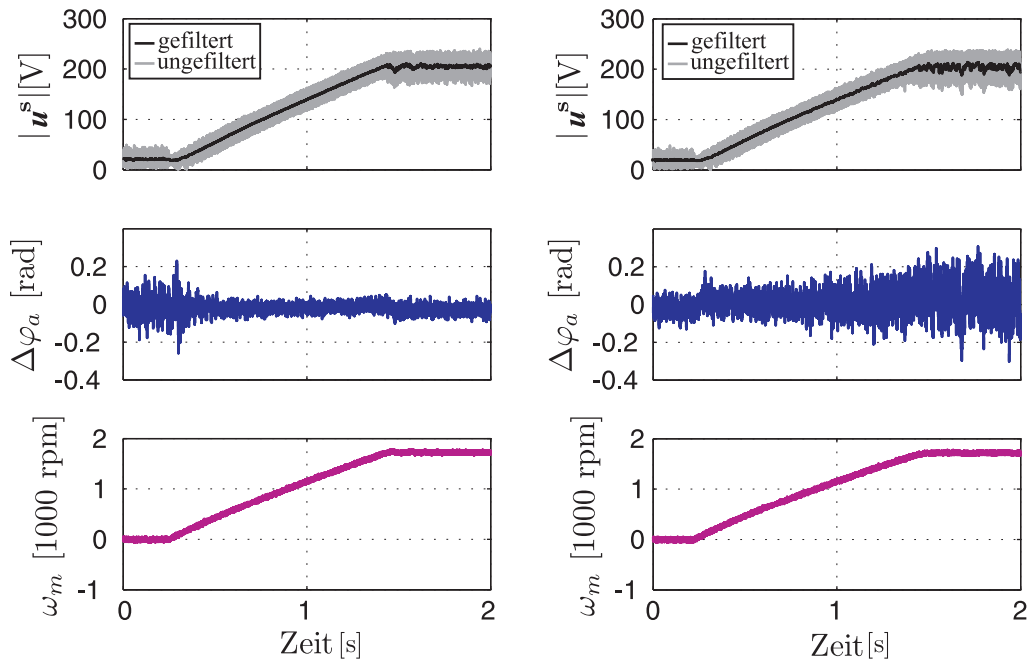


Abb. 3.28: langsame Beschleunigung mit einer Injektion von 5% der Maximalspannung mit der IPMSM; *links*: Δ^2 -Verfahren mit flexiblen Intervallen; *rechts*: Δ^2 -Verfahren mit konstanten Intervallen

Anpassung der Intervalle in der Weise, dass immer der größte Modellfehlerbetrag resultiert, kann das sichergestellt werden. Da hier allerdings eine Gegenüberstellung zwischen dem Verfahren mit flexiblen Intervallen und dem Verfahren mit konstanten Intervallen im Fokus steht, wird die Intervallkonstellation, die gleichbedeutend derer wäre wie mit konstanten Intervallen, nicht berücksichtigt.

Abb. 3.29 zeigt einen Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang mit $2/3$ -fachem Nennstrom. Die Begrenzung des Stroms ist erforderlich, um die maximale Beschleunigung und damit den Winkelfehler zu begrenzen.

Es wird deutlich, dass speziell am Ende des Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgangs das geschätzte Winkelsignal oszilliert, was sich ebenfalls auf den geschätzten q -Strom und die gemessene Drehzahl auswirkt. Eine höhere Beschleunigung würde die Oszillationen weiter verstärken. Es ist zusätzlich noch der Parameter der mittleren Admittanz Y_{Σ} aufgetragen. Insbesondere bei der Verzögerung ändert sich der Parameter Y_{Σ} enorm. Die Ursache dieser deutlichen Variation hat zwei Gründe. Zum einen nimmt der Sättigungsgrad der Maschine unter Last zu, wodurch der Parameter ansteigt. Zum anderen steigt während des Verzögerungsvorgangs die Zwischenkreisspannung. Da diese im System als konstant angenommen

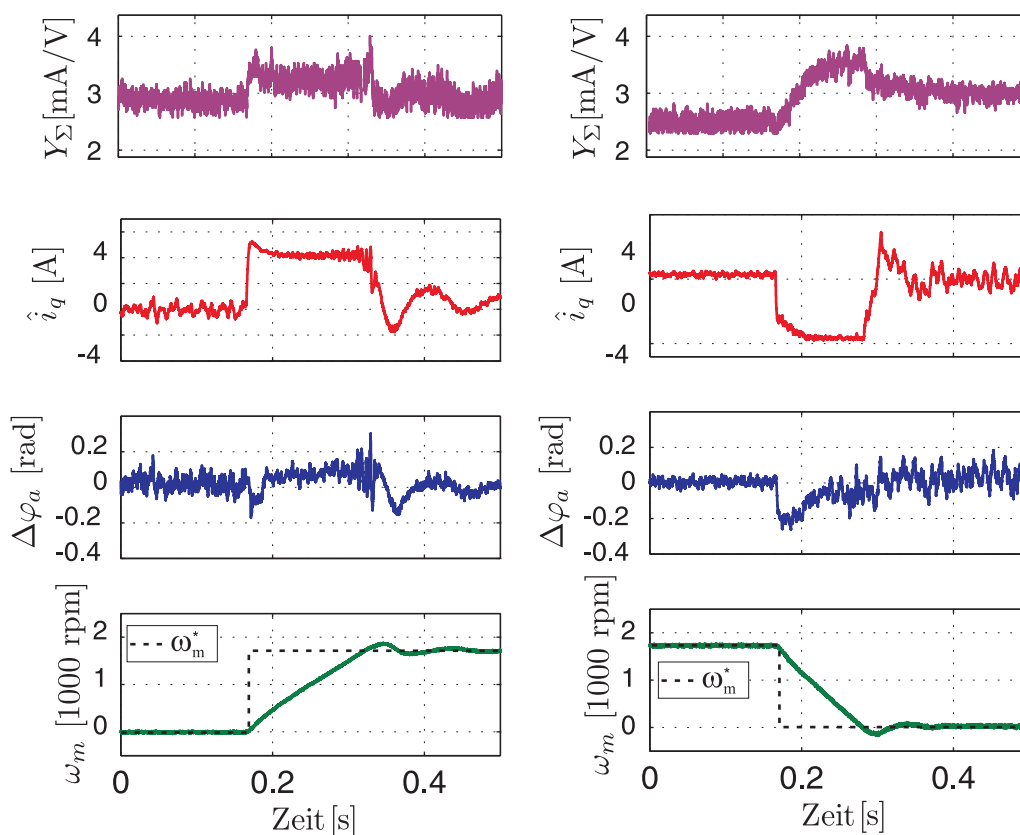


Abb. 3.29: Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang für die IPMSM bis zu 90% der Nenndrehzahl mit dem flexiblen Δ^2 -Verfahren

wird, fließt die Variation scheinbar in den Wert des Parameters Y_Σ ein. Demnach ist es möglich, Zwischenkreisspannungsvariationen zu berücksichtigen, ohne die Zwischenkreisspannung separat zu erfassen.

In Abb. 3.30 wird das Verfahren der flexiblen Intervalle auf die SPMSM angewendet. Wie aus Abb. 3.16 hervorgeht, ist ein ausreichender Modellfehlerbetrag durch das flexible Verfahren bei dieser Maschine erst ab ca. 2/3 der Nenndrehzahl gegeben. Daher wird im darunterliegenden Drehzahlbereich das Verfahren mit konstanten Intervallen angewendet und ab einer Drehzahl von ca. 2000 rpm zu dem Verfahren mit flexiblen Intervallen umgeschaltet. Während des Umschaltzeitpunkts ist ein kurzer Rippel sowohl im geschätzten q -Strom als auch im geschätzten Winkel, zu sehen, dieser ist allerdings für die Regelung unproblematisch.

Das Verfahren für flexible Intervalle, was bei Messung 3.30 zum Einsatz kommt, basiert auf der separaten Auswertung der aktiven Zeiger. Insbesondere bei sehr ho-

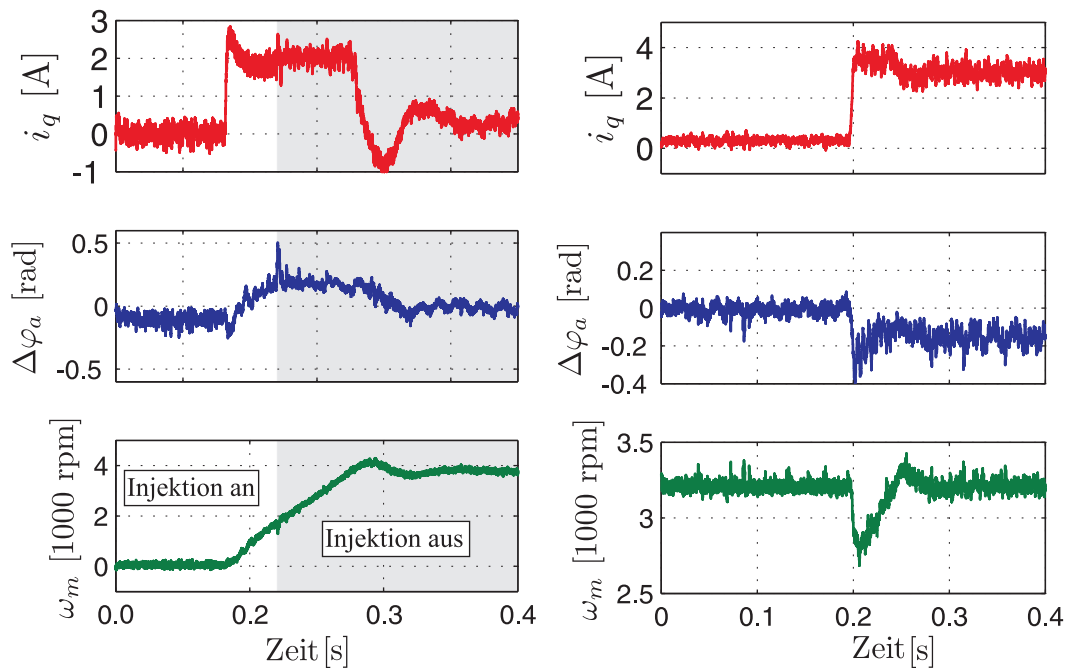


Abb. 3.30: Anwendung einer Kombination des Δ^2 -Verfahrens für konstante und flexible Intervalle bei der SPMSM; *links*: Beschleunigungsvorgang auf $4/3$ der Nenn-drehzahl; *rechts*: Lastsprung auf 1,5-fache Nennlast für die SPMSM

hen Drehzahlen sollte der Strom, der während des Nullzeigers gemessen wird, nicht mehr zur Positionsbestimmung herangezogen werden, da die Stromerfassung aufgrund der hohen Aussteuerung in mehrerlei Hinsicht beeinflusst ist, wie später in Abschnitt 3.7 erläutert wird. Die in Abb. 3.30 links erreichte Drehzahl entspricht $4/3$ der Nenn-drehzahl. In Abb. 3.30 rechts wurde ein Lastsprung auf 1,5-fache Nennlast, bei 3200 rpm durchgeführt, was oberhalb der Nenn-drehzahl liegt.

Während der Ausregelzeit befindet sich der geschätzte q -Strom an der Stromgrenze, was die Dynamik bei diesem Vorgang begrenzt.

Für die IPMSM wird eine schnelle Rampe auf Nennlast bei 600 rpm in Abb. 3.31 für das Δ^2 -Verfahren mit festen Intervallen, links und für flexible Intervalle rechts gezeigt. Bei dem Verfahren mit flexiblen Intervallen ist die Injektion komplett ausgeschaltet. In beiden Fällen ist für den Winkelfehler $\Delta\varphi_a$ eine Erhöhung des Rauschbandes zu erkennen. Das lässt sich durch die Abnahme der Admittanzdifferenz Y_Δ unter Belastung [BFB13] begründen.

Die Veränderung der Admittanzdifferenz ist für beide Methoden in dem sinkenden Wert des Modellfehlerbetrags zu sehen. Für das Verfahren der flexiblen Intervalle

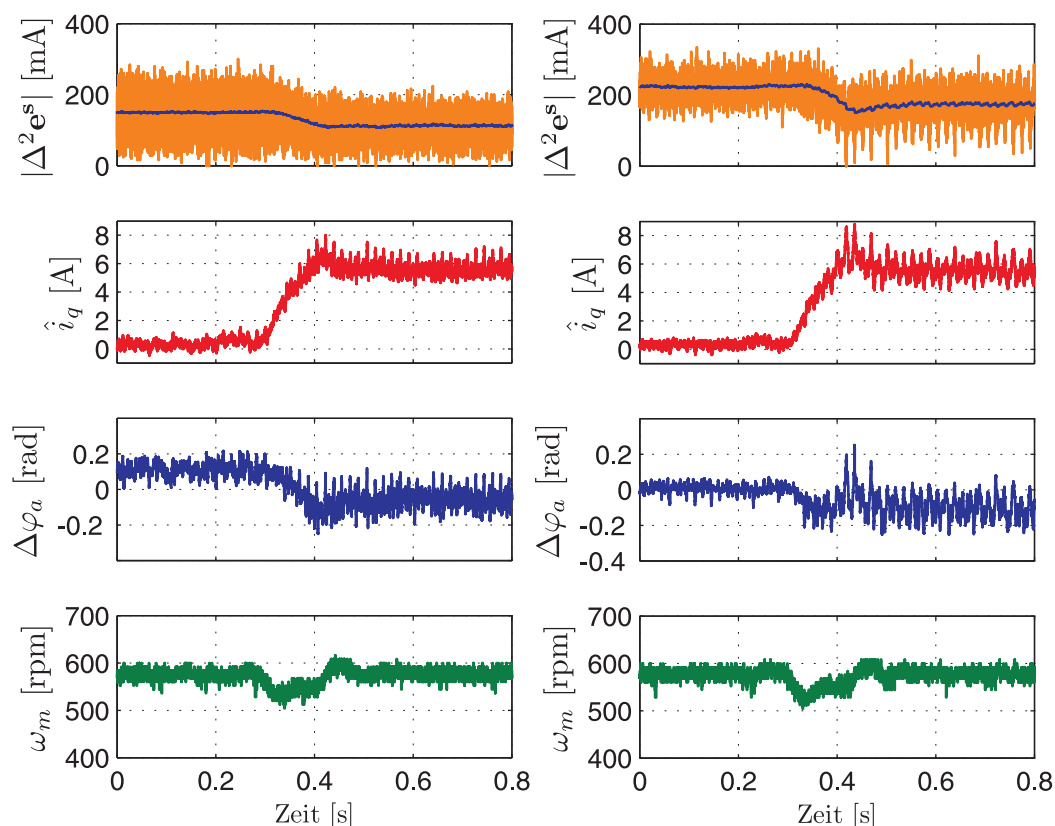


Abb. 3.31: Lastsprung der IPMSM auf Nennlast mit dem flexiblen Δ^2 -Verfahren; *links*: für konstante Intervalle; *rechts*: für flexible Interalle

würde sich bei gleichbleibender Admittanzdifferenz der Modellfehlerbetrag aufgrund der Eingangsspannungserhöhung vergrößern.

Dieser Effekt ist jedoch gegenüber der Abnahme der Admittanzdifferenz so gering, dass es nicht aus Abb. 3.31 hervorgeht.

Auffällig ist allerdings, dass vergleichbar zu Abb. 3.26 ein positionsabhängiger Fehler entsteht, der zu starken Oszillationen auf dem geschätzten q -Strom führt. Die Ursache für diese hohen Oszillationen auf dem Strom und der Winkelabweichung lassen sich ebenfalls mit der in Messung 3.26 geschilderten Problematik erklären. Auch hierfür kann Abb. 3.27 herangezogen werden, bei der eine Ungenauigkeit für die Ermittlung der mittleren Admittanz vorliegt. Die Begründung, dass der Fehler nur unter Last solche Auswirkungen zeigt, liegt in der Veränderung des Wertes der Admittanzdifferenz Y_{Δ} . Durch Betrachtung von Abb. 3.27 wird deutlich, dass eine Reduzierung des Kreisradius den Fehler deutlich verstärkt.

Die Ermittlung des Stromanstiegs aus dem Anwendungsbeispiel aus Abschnitt 3.3.2 hat in diesem Fall einen vergleichbaren Charakter wie die alternierende Injektion, da die Richtung der anregenden Spannung nicht deutlich variiert. Infolgedessen ist keine Reduzierung des Fehlers durch eine Mittelwertbildung der Winkel, vergleichbar zur dreieckförmigen Injektion möglich. Deshalb sollte bei der Anwendung des flexiblen Differenzenverfahrens immer sichergestellt sein, dass die mittlere Admittanz mit einer ausreichenden Genauigkeit, bezogen auf den Wert der Admittanzdifferenz, bestimmt werden kann. Das Verfahren mit festen Intervallen wurde mit einer Injektion von 5% durchgeführt. Im Vergleich zu dem Verfahren mit flexiblen Intervallen ist das Rauschband auf dem Winkelfehler deutlich größer insbesondere im unbelasteten Fall. Unter Belastung zeigt diese Methode, vergleichbar zu Abb. 3.26, ein deutlich besseres Ergebnis, da die Ausprägung des positionsabhängigen Fehlers wesentlich geringer ausfällt.

Das Verhalten des Δ^2 -Verfahrens mit konstanten Intervallen vermittelt in der Anwendung einen deutlich robusteren Eindruck, als das Δ^2 -Verfahren mit flexiblen Intervallen. Insbesondere Effekte, wie die Erhöhung eines positionsabhängigen Fehlers unter Last oder die zu beachtende Drehzahlgrenze, bei der das Verfahren ohne Injektion funktioniert, machen es für die Anwendung kompliziert. Wesentliche Vorteile zeigt das Verfahren mit flexiblen Intervallen, wenn Maschinen mit großen Anisotropien eingesetzt werden, bzw. wenn das Verfahren bis zur Nenndrehzahl funktionieren soll. Neben der korrekten Wahl der Intervalle müssen allerdings noch weitere Punkte für das Verfahren mit flexiblen Intervallen beachtet werden, die in Abschnitt 3.7 beleuchtet werden. Das Verfahren mit konstanten Intervallen zeigt unabhängig von der verwendeten Maschine die in Abschnitt 3.2.4 gezeigten Eigenschaften und ist daher robust und einfach anwendbar. Probleme treten bei dieser Methode ausschließlich bei hohen Drehzahlen auf. Neben den algorithmischen Ursachen, welche für diese Problematik in Abschnitt 3.2.5 beziffert wurden, werden maschinenspezifische Einflüsse im nächsten Abschnitt erläutert.

3.7 Schwierigkeiten bei Anwendung des Verfahrens der Beliebigen Injektion

Die Bestimmung der Rotorposition mit dem Differenzenverfahren basiert auf der Subtraktion eines isotropen Maschinenmodells von dem gemessenen Verhalten der realen Maschine. Die Anwendbarkeit dieser Methode hängt im Wesentlichen davon ab, inwieweit das betrachtete Maschinenmodell mit dem realen Verhalten der Maschine übereinstimmt. In Abschnitt 3.5 wurde bereits erläutert, welche Annahmen für die Anwendung dieses Verfahrens bei der realen Maschine getroffen werden

müssen. In diesem Abschnitt werden zwei weitere Einflussfaktoren angesprochen, die die Anwendbarkeit des Differenzenverfahrens betreffen. In Abschnitt 3.3.2 wurde aufgezeigt, dass aufgrund der steilen PWM Flanken die Maschinenzuleitung einen Wellencharakter bekommt und daher hochfrequente Oszillation im Strom unmittelbar nach Schaltvorgängen auftreten. Um eine korrekte Stromerfassung zu gewährleisten, wird daher keine Strommessung unmittelbar nach einem Schaltvorgang durchgeführt.

Ein weiterer Einflussfaktor, welcher bisher nicht berücksichtigt wurde, sind Umladevorgänge in der Maschine, die eine deutlich längere Abklingzeit als die Oszillationen aufgrund des Wellencharakters der Zuleitung haben. Diese niederfrequenten Oszillationen hängen stark von der verwendeten Maschine ab, wie aus Abb. 3.32 hervorgeht.

In dieser Messung wird sowohl die SPMSM als auch die IPMSM mit Nenndrehzahl im Leerlauf betrieben. Bei der IPMSM ist unmittelbar nach einem Schaltvorgang eine deutliche Schwingung im Strom erkennbar, welche keinesfalls das modellierte Verhalten widerspiegelt. Für hohe Aussteuerungen kann es passieren, dass insbesondere bei mittensynchroner Strommessung eine solche Schwingung zum Zeitpunkt der Strommessung noch nicht abgeklungen ist und daher ein fehlerhaftes Ergebnis für die Positionsbestimmung verursacht. Aufgrund dieses Effektes ist es nicht gelungen die IPMSM sowohl mit dem flexiblen Δ^2 -Verfahren als auch dem konstanten Δ^2 -Verfahren, bei Nenndrehzahl geberlos zu betreiben. Bei der SPMSM ist das Phänomen fast gar nicht vorhanden, weshalb es daher kein Problem darstellt, eine hochwertige geberlose Regelung deutlich oberhalb der Nenndrehzahl, wie in Abb. 3.30 gezeigt zu gewährleisten.

Ein weiterer dargestellter Effekt, der ebenfalls maschinenabhängig auftritt und aus Abb. 3.33 hervorgeht, lässt sich nur durch den Einfluss von Wirbelströmen erklären. In dieser Messung ist der α -Strom bei einer Injektion in die α -Achse im Stillstand dargestellt. Die Stromänderung müsste daher annähernd null sein, da der Einfluss der RL-Reihenschaltung bei dem betrachteten Zeitintervall weniger als 1% Änderung ausmacht.

Der Wert der Induktivität während eines aktiven Zeigers fällt deshalb immer geringer aus, als sie in Wirklichkeit ist. In Abb. 3.33 sind die Strommesspunkte, markiert, welche für die Auswertung der aktiven Zeiger herangezogen werden. Die Differenz der beiden Strommesspunkte ist deutlich größer gegenüber einer mittensynchron ermittelten Stromdifferenz, da der Einfluss der Wirbelströme während des Nullzeigers abklingt.

Wenn allerdings die Stromänderung während der aktiven Zeiger zur Rotorlagebestimmung, wie in Abb. 3.30, herangezogen werden soll, muss sichergestellt sein, dass die Parameter Y_{Σ} und Y_{Δ} , welche im Modell zur Berechnung des Stroman-

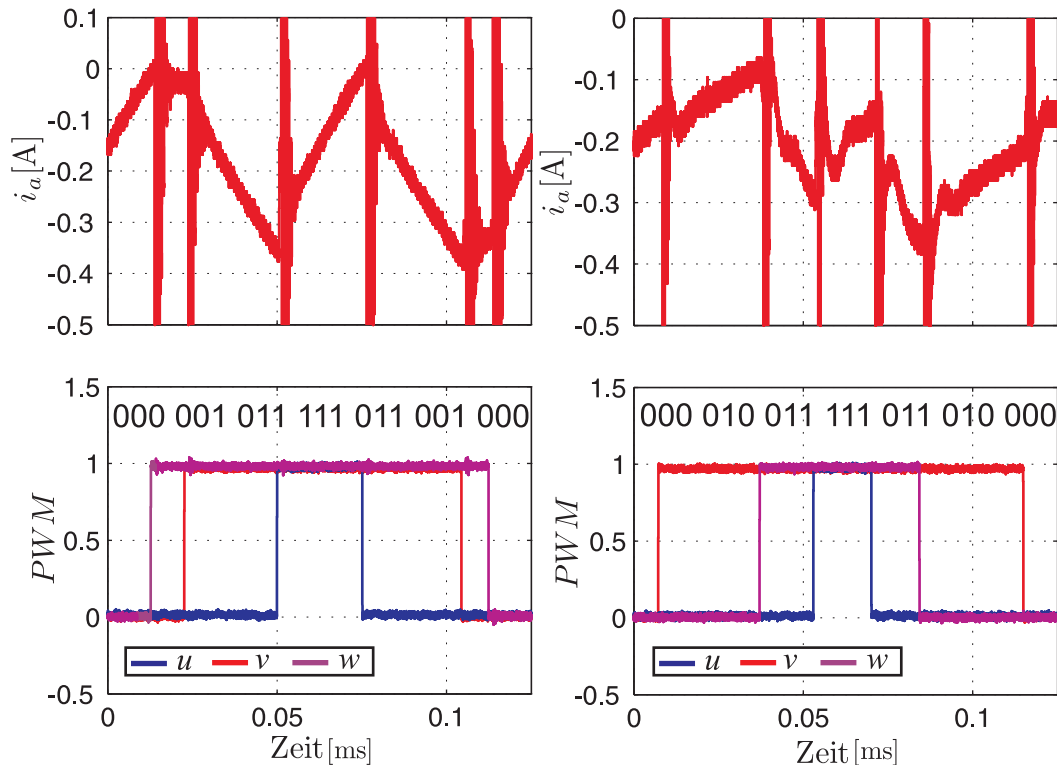


Abb. 3.32: Stromverlauf bei Nenndrehzahl; *links*: für die SPMSM; *rechts*: für die IPMSM

stiegs verwendet werden, während der betrachteten Intervalle den Stromanstieg der Maschine widerspiegeln. Es ist beispielsweise nicht möglich, die mittlere Admittanz Y_{Σ} durch eine mittensynchrone Messung zu ermitteln und die Steigung während der aktiven Zeiger für das Differenzenverfahren heranzuziehen. Aus Beobachtungen geht hervor, dass die Wirbelströme bei den untersuchten Maschinen keine signifikante Richtungsabhängigkeit gegenüber der Induktivität aufweisen. Daher ist es für die Messung von Y_{Σ} irrelevant, ob es sich hierbei um eine Induktivität und den Einfluss von Wirbelströmen handelt oder nur um eine Induktivität. Wesentlich ist lediglich, dass die Zuordnung für die Stromanstiege gleich ausfällt. Demnach ist es erforderlich, die mittlere Admittanz Y_{Σ} anhand der aktiven Zeiger zu ermitteln, wenn diese auch zur Positionsbestimmung herangezogen werden sollen.

Aufgrund der verschiedenen Nullzeigerzeiten während des Betriebs variiert auch der Einfluss von Wirbelströmen für die Anwendung des Differenzenverfahrens mit konstanten Intervallen. Solange allerdings die Änderung der Nullzeigerdauer langsam ausfällt, ist der Einfluss gering und hat für die in Abschnitt 3.6 durchgeführten

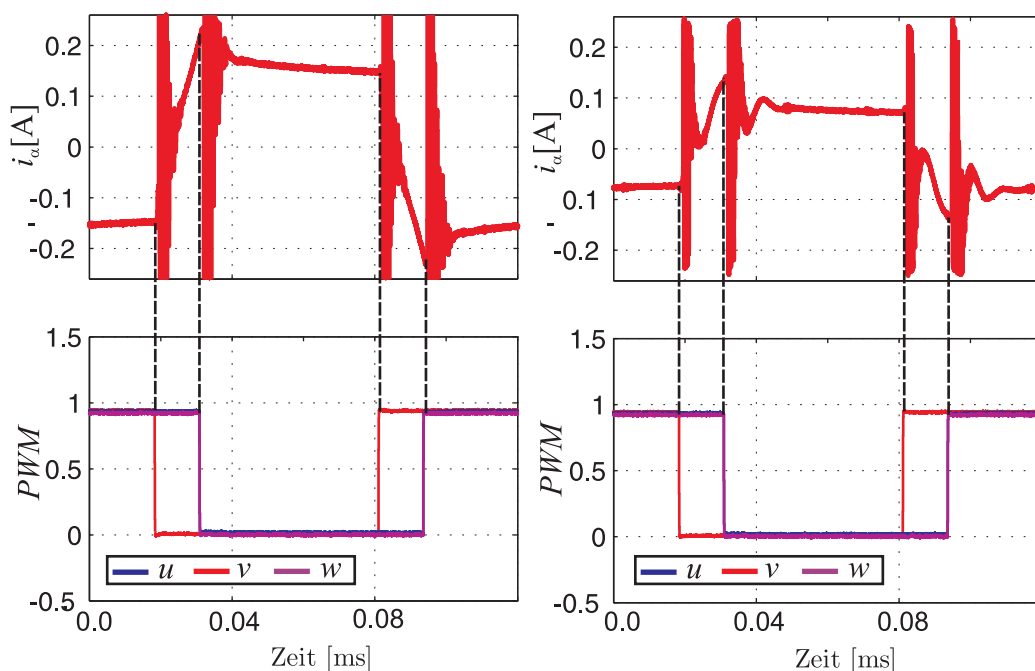


Abb. 3.33: Stromverlauf bei Drehzahl null; *links*: für die SPMSM; *rechts*: für die IPMSM

experimentellen Untersuchungen keine Einschränkung hervorgerufen. Um einen störenden Einfluss von Wirbelströmen auf das Verfahren der Beliebigen Injektion komplett auszuschließen, wird empfohlen, für zukünftige Arbeiten zusätzlich noch ein Wirbelstrommodell, wie beispielsweise in [Lan14] dargestellt, zu berücksichtigen.

3.8 Zusammenfassung zu dem Verfahren der Beliebigen Injektion

In diesem Kapitel wurde das Verfahren der Beliebigen Injektion vorgestellt. Diese Methode zeichnet sich durch die Flexibilität aus, beliebige Stromänderungen zur Bestimmung des Anisotropiewinkels heranzuziehen. Einen wesentlichen Einfluss auf die Flexibilität des Verfahrens besitzt die angewendete Strommessung.

Auf Basis einer mittensynchronen Strommessung, welche den Standard in der Antriebstechnik darstellt, wurde das Differenzenverfahren mit konstanten Intervallen vorgestellt. Das Differenzenverfahren ist ein Teil des Ansatzes der Beliebigen Injek-

tion und wird eingesetzt, um den Stromanstieg verursacht durch die Maschineninduktivität von dem Stromanstieg, hervorgerufen durch die niederfrequente Stromänderung, zu trennen. Dieses Verfahren wurde simulativ und experimentell verifiziert und zeigt sich als leicht anwendbar und robust. Allerdings bringt die Anwendung von konstanten Intervallen einige Einschränkungen hinsichtlich der Injektion mit sich.

Hierdurch entstand die Motivation, das Verfahren für flexible Intervalle zu entwickeln, welches vom Ansatz her deutlich umfangreicher ist.

Mittels dieser Methode kann ein geberloser Betrieb für mittlere und hohe Drehzahlen ohne zusätzliche Injektion ermöglicht werden. Bei der Umsetzung wird die Stromänderung, hervorgerufen durch die diskreten Schaltzustände der PWM, als Informationsquelle, für das Geberlosverfahren herangezogen. Der Informationsgehalt der Stromänderung, welche durch die PWM verursacht wird, hängt im Wesentlichen von der gestellten Spannung des Stromreglers ab. Für die Anwendung mit flexiblen Intervallen ergibt sich eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Anwendung der flexiblen Intervalle. Es muss allerdings berücksichtigt werden, dass die Eigenschaften der verwendeten Maschine und des aktuellen Betriebszustands Einfluss auf die Performanz des Verfahrens haben. Diese Flexibilität macht den Einsatz der Methode zwar kompliziert, ermöglicht aber eine Verbesserung des geberlosen Verhaltens bei korrekter Anwendung. Anhand eines Anwendungsbeispiels wurde gezeigt, welche Eigenschaften das Verfahren besitzt und wann es notwendig ist, die Strategie für die Anwendung dieser Methode zu ändern.

Das Verfahren der Beliebigen Injektion wurde anhand einer SPMSM und einer IPMSM experimentell verifiziert. Aufgrund der verschiedenen Anisotropieeigenschaften dieser beiden Maschinen, wurde gezeigt, wann eine Anwendung der Methode mit flexiblen bzw. konstanten Intervallen eingesetzt werden sollte. Das Verfahren mit flexiblen Intervallen zeigte seine Stärken bei Maschinen mit hohen Anisotropien, welche bereits bei kleinen Drehzahlen ohne eine zusätzliche Injektion geberlos betreibbar sind.

Kapitel 4

Geberlose Regelung von permanent erregten Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien

In Kapitel 3 wurde das Verfahren der Beliebigen Injektion zur geberlosen Positionsermittlung für die Synchronmaschine vorgestellt. Um bei der Untersuchung der Algorithmen spezielle Maschineneinflüsse auszuschließen, wurde für diese Analyse ein vereinfachtes Maschinenmodell verwendet. Wie bereits in Abschnitt 3.5 angemerkt, besteht bei der realen Maschine ein Unterschied zwischen Anisotropiewinkel φ_a und Rotorwinkel φ_e . Im einfachsten Fall weist dieser Unterschied lediglich eine Abhängigkeit von der Last auf, welche durch Kreuzsättigung hervorgerufen wird. Sobald allerdings eine Abhängigkeit zwischen Rotorwinkel und Anisotropiewinkel besteht, welche sowohl last- als auch positionsabhängig ist, muss ein geberloses Verfahren eingesetzt werden das den Einfluss von harmonischen Anisotropien berücksichtigt.

In diesem Fall ist die Annahme eines isotropen Verhaltens aus Sicht des Rotors nicht mehr gegeben. Hinsichtlich der Maschinenkonstruktion zeigt sich, dass die Existenz von harmonischen Anisotropien häufig bei Maschinen mit diskreter Statorwicklung auftritt.

Dieser Maschinentyp zeichnet sich durch niedrige Produktionskosten und eine kompakte Bauweise aus. Daher hat sich diese Maschine in vielen Anwendungsbereichen bereits etabliert.

Sobald sensorlose Verfahren für Maschinen mit diskreter Statorwicklung Anwendung finden, kann von dem Vorhandensein harmonischer Anisotropien ausgegangen werden. Die Berücksichtigung dieses Einflusses muss in dem entsprechenden Geberlosverfahren stattfinden.

In diversen Veröffentlichungen geschieht dies i.d.R. indem der Anisotropiewinkel φ_a mittels eines harmonischen Anisotropiemodells der korrekten Rotorposition zugeordnet wird. Der Schwerpunkt der Mehrzahl dieser Veröffentlichungen lag jedoch in der geberlosen Regelung der ASM, da bei diesem Maschinentyp grundsätzlich eine Überlagerung von Anisotropien vorhanden ist.

Im Rahmen dieses Kapitels wird das Verfahren der Beliebigen Injektion um einen mehrdimensionalen nichtlinearen Optimierungsansatz erweitert, wodurch das Verfahren für die allgemeine Synchronmaschine anwendbar ist. Hierbei werden bisherige Beschränkungen aufgehoben, und es ist erstmals möglich, Maschinen zu regeln, die mit den bisher bekannten Ansätzen nicht geberlos betreibbar sind.

Das Kapitel ist folgendermaßen aufgebaut. Im nächsten Abschnitt werden bislang bekannte Methoden vorgestellt. Die Berücksichtigung von harmonischen Anisotropien für das Maschinenmodell in Abschnitt 4.2 ist erforderlich um den Ansatz der Beliebigen Injektion in Abschnitt 4.3 anzupassen. Anschließend werden in Abschnitt 4.5 die bereits bekannten Verfahren auf ihre Stabilität hin untersucht. Da eine direkte Rotorpositionsbestimmung nicht möglich ist, wird ein neues mehrdimensionales Optimierungsverfahren für die Entkopplung harmonischer Anisotropien in Abschnitt 4.6 vorgestellt. Eine Analyse der Methode hinsichtlich deren Stabilität unter verschiedenen Betriebssituationen findet in Abschnitt 4.7 statt. In Abschnitt 4.8 wird auf das spezielle Verhalten der verwendeten Maschine eingegangen, die dann in Abschnitt 4.9 experimentell untersucht wird.

4.1 Literaturübersicht bezüglich harmonischer Anisotropien

Die Entwicklung von Verfahren, welche aus einer gemessenen Anisotropie mittels eines harmonischen Modells eine beliebige harmonische Anisotropie extrahieren, wurde auf Basis der Problemstellung für die Asynchronmaschine motiviert.

Während die Synchronmaschine schon längst geberlos im Stillstand betreibbar war, bestanden bei der ASM noch erhebliche Probleme, da bei diesem Maschinentyp prinzipbedingt mindestens zwei Anisotropien vorhanden sind.

Dabei handelt es sich um die Sättigungsanisotropie, dessen Position für die feldorientierte Regelung verwendet wird, sowie um die Anisotropie hervorgerufen durch die Rotorstäbe, welche zur Ermittlung der mechanischen Geschwindigkeit für die ASM herangezogen wird.

Wie in Kapitel 3 gezeigt, ist es bei der Synchronmaschine hingegen möglich, eine geberlose Regelung direkt mit dem Winkel der Anisotropie φ_a durchzuführen. Das setzt natürlich voraus, dass die entsprechende Maschine Eigenschaften aufweisen

kann, die sich an dem in Abschnitt 2.4 vorgestellten Maschinenmodell orientierten. Für Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien ist das vereinfachte Maschinenmodell ungültig und kann daher nicht als Basis für ein Geberlosverfahren herangezogen werden.

Im Zuge dessen wurden die bereits bekannten Verfahren, dessen Entwicklung auf Basis der Problematik für die Asynchronmaschine beruht, ebenfalls für die Synchronmaschine eingesetzt. Die beiden grundlegenden Methoden wurden in [DL98] veröffentlicht und werden im Folgenden als skalarer und vektorieller Ansatz bezeichnet. Der vektorielle Ansatz wurde in [TASB00] für vergleichsweise hohe und nah beieinander liegende Anisotropien für die ASM angewendet.

Eine PMSM mit ausgeprägten harmonischen Anisotropien ist in [CGW⁺14], mittels des vektoriellen Ansatzes geregelt worden. Durch die Anwendung einer geringen Injektionsfrequenz ließ sich bei dieser Maschine das Anisotropieverhältnis deutlich reduzieren, wodurch Stabilitätsprobleme vermieden werden konnten. Die Übertragbarkeit dieser Vorgehensweise auf andere Maschinen ist jedoch unwahrscheinlich. Hinzu kommt, dass bekannte Nachteile einer Injektion mit niedriger Frequenz auftreten.

In [RGFL08] wurde ebenfalls die vektorielle Entkopplung angewendet, jedoch für Synchronmaschinen mit vergleichsweise schwachen zusätzlichen Anisotropien. Der Fokus in dieser Veröffentlichung lag in der Bestimmung der Modellkoeffizienten mittels eines neuronalen Netzes.

Auch [WM12] konzentrierte sich auf die Ermittlung der Modellkoeffizienten; allerdings wurde hier als Basis der skalare Ansatz gewählt. Die Bestimmung der Modellkoeffizienten basiert hier auf einem Lernverfahren, welches die Information aus einem Grundwellenansatz verwendet.

Aufgrund der verschiedenen Prinzipien zwischen ASM und SM ergeben sich insbesondere bei der Anwendung für die PMSM mit diskreter Statorwicklung wesentliche Nachteile bei der Verwendung dieser Verfahren, wodurch einige Synchronmaschinentypen als nicht geberlos regelbar klassifiziert werden.

4.2 Maschinenmodell für harmonische Anisotropien

Basierend auf dem Maschinenmodell aus Abschnitt 2.4 und den in Abschnitt 3.5 vorgestellten Erweiterungen wird hier ein Maschinenmodell vorgestellt, welches den Einfluss von harmonischen Anisotropien berücksichtigt.

Da die Beschreibung von harmonischen Anisotropien in der Literatur [DL98] auf Basis des Ergebnisvektors der rotierenden Injektion [CL98b] oder ausgehend vom

Winkel der Anisotropie stattfindet, ist es nicht möglich, die Modellkoeffizienten maschinenspezifisch zuzuordnen.

Durch das hier beschriebene Modell wird das physikalische Verhalten der Maschine beschrieben, wodurch die Koeffizienten nicht an ein spezielles Anisotropieverfahren oder an eine bestimmte Injektionsspannung gebunden sind.

Das Maschinenmodell besitzt folgende Eigenschaften:

- Die Induktivitäten sind nicht konstant. Aufgrund von Sättigungsverhalten wird der Wert der Induktivität bei steigendem Strom kleiner.
- Kreuzkopplungseffekte werden berücksichtigt, eine Variation des Stromes in einer Achse hat auch einen Einfluss auf den Fluss in der orthogonalen Achse.
- Der Wert der Admittanzdifferenz Y_{Δ}^s zeigt neben einer Lastabhängigkeit auch eine Rotorlageabhängigkeit und wird daher als Matrix beschrieben.
- Infolgedessen bewegt sich die Hauptanisotropie nicht synchron zur d -Achse.

Im Vergleich zu Abb. 2.4 weist die Statorwicklung in Abb. 4.1 keine sinusförmige Verteilung auf. Als Konsequenz verlaufen Stromraumzeiger i^s und Statorflussraumzeiger ψ_s^s nicht mehr parallel zueinander wie bei einer Betrachtung der Maschine mit isotropem Rotor. Daher geht ein anisotropes Verhalten nicht ausschließlich vom Rotor aus.

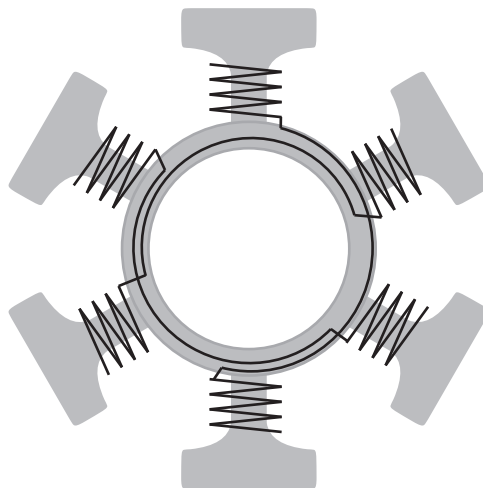


Abb. 4.1: Stator mit Einzelzahnwicklung

Grundsätzlich wird davon ausgegangen, dass die Ursache für die harmonischen Anisotropien eine nicht ideal sinusförmig verteilte Statorwicklung ist. Inwieweit allerdings auch andere Maschinendesign spezifische Einflüsse eine Rolle spielen, kann nicht eindeutig gesagt werden. Für das Maschinenmodell und die später gezeigten Verfahren ist das allerdings auch irrelevant. Die Entwicklung des Maschinenmodells basiert ausschließlich auf dem gemessenen Verhalten des Anisotropievektors, während geometrische Zusammenhänge unberücksichtigt bleiben. Dieses Maschinenmodell kann daher allgemein bei Maschinen mit harmonischen Anisotropien angewendet werden.

In der Regel wird bei Anisotropieverfahren immer die Hauptanisotropie ausgewertet. Durch harmonische Anisotropien kann die Position der Hauptanisotropie unabhängig von der Last deutlich von der Rotorlage abweichen. Daher ist es für solche Maschinen notwendig, eine Zuordnungsvorschrift zwischen Anisotropie- und Rotorposition zu finden.

Neben der geberlosen Regelung einer solchen Maschine bereitet ebenfalls die Stromregelung Probleme. Die Regelung eines konstanten Stroms im rotorfesten Koordinatensystem erfordert daher beispielsweise einen sehr schnellen Stromregler mit Deadbeat-Verhalten [Stu12] oder ebenfalls die Berücksichtigung eines harmonischen Modells im Stromregler [Spr95]. Da die Veränderungen im Stromregler jedoch erst zum Tragen kommen, wenn hohe dynamische Eigenschaften der Maschine mit Drehgeber angestrebt werden, bleibt dieser Punkt in den weiteren Betrachtungen unberücksichtigt.

Das in (3.85) gezeigte Maschinenmodell berücksichtigt bereits Sättigungsverhalten und wird daher als Basis für das neue Maschinenmodell verwendet.

Wie bereits in Abschnitt 3.1 gezeigt, kann die Admittanzmatrix \mathbf{Y}^r in gleicher Weise in Statorkoordinaten transformiert werden wie die Induktivitätsmatrix \mathbf{L}^r . Da in diesem Abschnitt der Einfluss von Kreuzsättigungseffekten und harmonischen Anisotropien berücksichtigt werden soll, finden die Betrachtungen auf Basis der Induktivitätsbeschreibung in (3.85) statt. Die Admittanzmatrix in Statorkoordinaten ist dann gegeben mit

$$\mathbf{Y}^s = Y_{\Sigma}\mathbf{I} + (Y_{\Delta}\mathbf{I} + Y_{dq}\mathbf{J})\mathbf{S}. \quad (4.1)$$

Analog zu den Induktivitätskomponenten aus (3.84) ergeben sich folgende Admittanzkomponenten

$$\begin{aligned} Y_{\Sigma} &= \frac{Y_{dd} + Y_{qq}}{2}, \\ Y_{\Delta} &= \frac{Y_{qq} - Y_{dd}}{2}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Eine Zuordnung zwischen Induktivitäts- und Admittanzkomponenten ist gegeben mit

$$\mathbf{Y}^r = (\mathbf{L}^r)^{-1} T_0 = \frac{T_0}{L_{dd}L_{qq} - L_{dq}L_{qd}} \begin{bmatrix} L_{qq} & -L_{dq} \\ -L_{qd} & L_{dd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{dd} & Y_{dq} \\ Y_{qd} & Y_{qq} \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Da eine Maschine mit Mehrfachanisotropien nicht nur eine Anisotropie aufweist, welche synchron mit dem dq -Koordinatensystem rotiert, ist die Beschreibung der Admittanzen im rotorfesten Koordinatensystem nicht zielführend. Daher werden die Komponenten Y_{Δ} und Y_{dq} in Y_{Δ_a} und Y_{Δ_b} umbenannt. Diese Notation wird immer dann verwendet, wenn die Anisotropie als Summe mehrerer harmonischer Anisotropien beschrieben wird. Darüber hinaus gibt es noch eine Anisotropie 0. Ordnung, welche statorfest ist und keine Lageinformation enthält. Aufgrund des Charakters einer Anisotropie, dass diese pro elektrische Rotorumdrehung zwei Minima und zwei Maxima aufweist, besitzt die niederharmonischste rotierende Anisotropie den Winkel $2\varphi_e$ für die Winkeloperationen in der Matrix S_k . Diese Anisotropie rotiert synchron mit dem elektrischen Rotorwinkel. Die Definition einer Admittanzmatrix \mathbf{Y}_m^s für eine Maschine mit harmonischen Anisotropien ist gegeben mit

$$\mathbf{Y}_m^s = Y_{\Sigma} \mathbf{I} + \sum_{k=-m}^m (Y_{k\Delta a} \mathbf{I} + Y_{k\Delta b} \mathbf{J}) \mathbf{S}_k \quad (4.4)$$

mit der Rotationsmatrix $\mathbf{S}_k(\varphi_e) = \begin{bmatrix} \cos(2k\varphi_e) & \sin(2k\varphi_e) \\ \sin(2k\varphi_e) & -\cos(2k\varphi_e) \end{bmatrix}$.

Analog zu (3.78) ergibt sich unter Berücksichtigung der harmonischen Anisotropien das Maschinenmodell wie folgt

$$\Delta \mathbf{i}^s = \mathbf{Y}_m^s (\mathbf{u}^s - R \mathbf{i}^s - \mathbf{J} \psi^s + \mathbf{L}_m^s \mathbf{J} \omega \mathbf{i}^s). \quad (4.5)$$

Das Maschinenmodell in (4.5) gilt als Basis für die Entwicklung des neuen anisotropiebasierten Geberlosverfahrens für Maschinen mit ausgeprägten harmonischen Anisotropien und wird ebenfalls als Simulationsmodell für weitere Analysen verwendet.

4.3 Beliebige Injektion für Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien

Das Verfahren der Beliebigen Injektion, wie es in Kapitel 3 erläutert ist, basiert auf einem vereinfachten Maschinenmodell. In diesem Abschnitt werden die Änderungen erläutert, welche unter Berücksichtigung des Maschinenmodells im vorherigen Abschnitt anfallen. Die Berechnung des isotropen Stromanstiegs $\Delta^2(\Delta i^s)$ wird in gleicher Weise durchgeführt wie in (3.35). Erste Unterschiede zeigen sich in der Gleichung für den Modellfehler $\Delta^2 e^s$. Da laut (4.4) die Matrix S_k in einer Summe multipliziert wird, ist eine Separation der Sinus- und Cosinus-Komponenten nicht mehr möglich.

Aus diesem Grund kann die Admittanzdifferenz nicht wie in (3.13) als Skalar extrahiert werden und bleibt daher als rotorwinkelabhängige Matrix $Y_{m\Delta}^s$ bestehen,

$$Y_{m\Delta}^s = \sum_{k=-m}^m (Y_{k\Delta a} \mathbf{I} + Y_{k\Delta b} \mathbf{J}) S_k. \quad (4.6)$$

Der Modellfehler $\Delta^2 e^s$ ist dann analog zu (3.13) mit

$$\Delta^2 e^s = Y_{m\Delta}^s \Delta^2 u^s \quad (4.7)$$

gegeben.

Die Betrachtung der Komponenten der Matrix $Y_{m\Delta}^s$ zeigt, dass gilt $Y_{\beta\alpha m\Delta} = Y_{\alpha\beta m\Delta}$ und $Y_{\alpha\alpha m\Delta} = -Y_{\beta\beta m\Delta}$. Da die Matrix $Y_{m\Delta}^s$ demnach nur zwei Unbekannte enthält, können diese aus (4.7) bestimmt werden.

Die Admittanzkomponenten sind folgendermaßen gegeben

$$Y_{\alpha\beta m\Delta} = \frac{\Delta^2 e_\alpha \Delta^2 u_\beta + \Delta^2 e_\beta \Delta^2 u_\alpha}{(\Delta^2 u_\beta)^2 + (\Delta^2 u_\alpha)^2} \quad (4.8)$$

und

$$Y_{\alpha\alpha m\Delta} = \frac{\Delta^2 e_\alpha \Delta^2 u_\alpha - \Delta^2 e_\beta \Delta^2 u_\beta}{(\Delta^2 u_\beta)^2 + (\Delta^2 u_\alpha)^2}. \quad (4.9)$$

Um spätere Rechenoperationen zu vereinfachen, wird die Admittanzmatrix $Y_{m\Delta}^s$ in den Anisotropievektor $y_{m\Delta}^s$ überführt,

$$\mathbf{y}_{m\Delta}^s = \mathbf{Y}_{m\Delta} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (4.10)$$

Wie bereits am Anfang des Abschnitts angedeutet, ist eine direkte Positionsbestimmung wie in (3.37) gezeigt, aufgrund der Summe mit verschiedenen Gewichtungsfaktoren für die harmonischen Anisotropien nicht möglich. Zur Bestimmung der Rotorposition ist es notwendig, mittels eines harmonischen Modells die gewünschten Admittanzanteile zu separieren. Dies setzt die Kenntnis der Koeffizienten $Y_{k\Delta a}$ und $Y_{k\Delta b}$ voraus.

Die Zwei in Abb. 4.2 dargestellten Trajektorien verdeutlichen den Unterschied zwischen einer Maschine mit harmonischen Anisotropien und einer Maschine gemäß Abschnitt 2.4. Bei der idealen Maschine kann mittels der arctan-Funktion direkt der Winkel der Anisotropie φ_a berechnet werden. Für die Maschine mit harmonischen Anisotropien ist eine zusätzliche Anisotropie –2-facher Ordnung dargestellt, welche die gleiche Amplitude besitzt wie die Rotoranisotropie. Zur Berechnung der Rotorposition ist daher eine Extraktion der Rotoranisotropie notwendig.

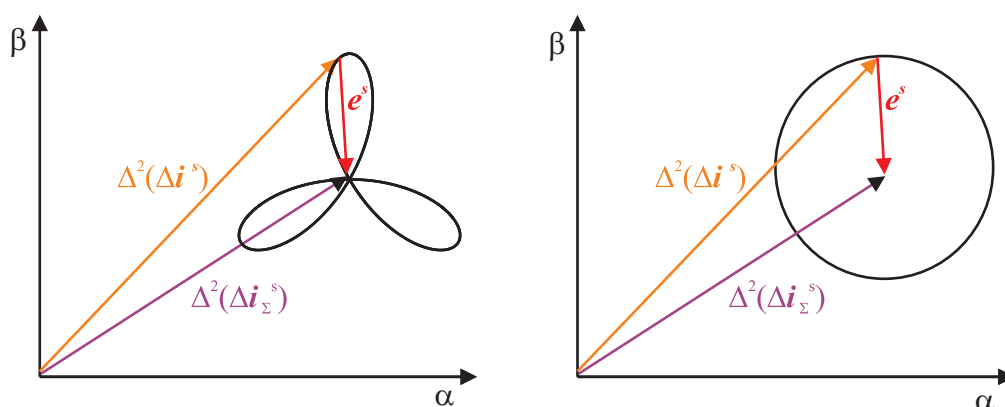


Abb. 4.2: *links*: Verhalten einer Maschine mit harmonischen Anisotropien; *rechts*: Verhalten einer Maschine mit nur einer Anisotropie

In Abb. 4.3 ist die Trajektorie, der Maschine mit harmonischen Anisotropien noch mal vergrößert dargestellt. Die Vektoren, welche die Kreise beschreiben, rotieren aufeinander. Durch die verschiedenen Umlaufgeschwindigkeiten der Kreise ergibt sich die gezeigte Trajektorie. Der Anisotropievektor wird hier durch die Komponenten $y_{\alpha\Delta}$ und $y_{\beta\Delta}$ dargestellt, welche in direktem Bezug zu der Maschineninduktivität stehen.

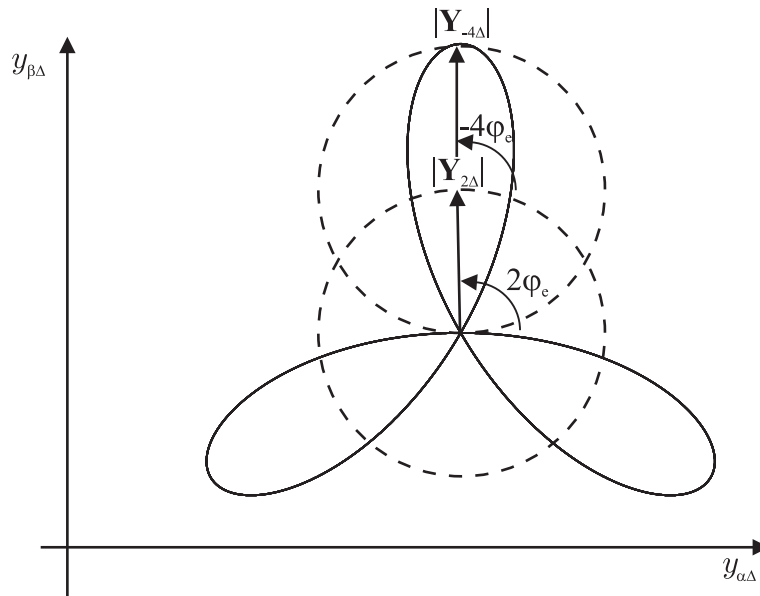


Abb. 4.3: Darstellung harmonischer Anisotropievektoren und Anisotropiewinkel

4.4 Bestimmung der Koeffizienten des harmonischen Modells

Die Bestimmung der Koeffizienten $Y_{k\Delta a}$, $Y_{k\Delta b}$ muss während des Betriebs durchgeführt werden. Hierzu wird die Maschine mit einer konstanten Drehzahl betrieben und verschiedenen Belastungen ausgesetzt. In der einfachsten Form werden die Koeffizienten nur in Abhängigkeit des q -Stroms bestimmt. Eine zweidimensionale Zuordnung ist notwendig, wenn die Koeffizienten in Abhängigkeit von d - und q -Strom ermittelt werden sollen. Der gemessene Admittanzvektor wird im Folgenden mit \mathbf{y}_{Δ}^s gegeben. Die berechnete Admittanz, welche sich über ein harmonisches Modell zusammensetzt und als Eingangssignal die korrekte Rotorlage erhält, wird mit $\mathbf{y}_{m\Delta}^s$ bezeichnet. Sobald die Berechnung der Admittanz auf dem Winkel eines Beobachters basiert, wird die Admittanz mit $\tilde{\mathbf{y}}_{m\Delta}^s$ gekennzeichnet.

Zur Erstellung des Maschinenmodells werden alle Komponenten aus (4.4) benötigt. Solange der Parameter für die mittlere Admittanz keine Rotorlageabhängigkeit aufweist wie in (4.4) gezeigt, müssen lediglich die Koeffizienten für die harmonische Admittanzdifferenzmatrix ermittelt werden.

Die Koeffizienten für (4.4) werden mittels des Fourier Integrals bestimmt,

$$Y_{k\Delta a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y_{\alpha\Delta} \cos(2k\varphi_e) d\omega_e t, \quad (4.11)$$

$$Y_{k\Delta b} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y_{\alpha\Delta} \sin(2k\varphi_e) d\omega_e t. \quad (4.12)$$

Der Betrag der Koeffizienten ist mit

$$|Y_{k\Delta}| = \sqrt{Y_{k\Delta a}^2 + Y_{k\Delta b}^2} \quad (4.13)$$

gegeben.

Alternativ kann auch $y_{\beta\Delta}$ zur Bestimmung der Komponenten herangezogen werden

$$Y_{k\Delta a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y_{\beta\Delta} \sin(2k\varphi_e) d\omega_e t, \quad (4.14)$$

$$Y_{k\Delta b} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y_{\beta\Delta} \cos(2k\varphi_e) d\omega_e t. \quad (4.15)$$

Beide Varianten zur Bestimmung der Koeffizienten sind redundant. Zu Verifikationszwecken bietet es sich an, zumindest stichprobenartig beide Möglichkeiten anzuwenden.

Bei der Implementierung wird im Echtzeitsystem das Integral diskret umgesetzt. Um die Koeffizienten möglichst genau zu ermitteln, empfiehlt es sich, die Integration über ein Vielfaches von 2π durchzuführen.

4.5 Analyse bekannter Verfahren

Die Untersuchung der bereits bekannten Verfahren zur Extraktion der Rotorposition wird unter Verwendung des in Abschnitt 4.2 vorgestellten Maschinenmodells durchgeführt.

Hierfür werden die aus dem Maschinenverhalten berechneten Variablen $y_{\alpha\Delta}$ und $y_{\beta\Delta}$ und die dazugehörigen Modellkomponenten $y_{\alpha m\Delta}$ und $y_{\beta m\Delta}$ als Eingang für den skalaren und den vektoriellen Ansatz verwendet.

Schwerpunkt der Untersuchung liegt in der Ermittlung des Stabilitätsbereichs der jeweiligen Methoden. Dieser hängt im Wesentlichen von den Verhältnissen der Beträge der verschiedenen harmonischen Anisotropien ab. Grundsätzlich können bei allen Ansätzen eine Vielzahl von harmonischen Anisotropien berücksichtigt werden, jedoch zeigt sich, dass die Anisotropie, welche mit doppelter Frequenz in die negative Rotorrichtung rotiert, die relevanteste ist für die Betrachtung von Synchronmaschinen. Das Verhältnis der Anisotropiebeträge wird durch das Anisotropieverhältnis r ausgedrückt

$$r = \frac{|Y_{-2\Delta}|}{|Y_{1\Delta}|}. \quad (4.16)$$

Wie später noch in Abschnitt 4.8 gezeigt wird, ändert sich der Faktor r arbeitspunktabhängig. Daher sollten die Verfahren über einen möglichst großen Wertebereich des Anisotropieverhältnisses r stabil funktionieren.

Ein Verfahren kann als stabil bezeichnet werden, wenn für alle Rotorwinkel φ_e der Wert der Winkeldifferenz $\Delta\varphi_e = \varphi_e - \tilde{\varphi}_e$ unter idealen Bedingungen zu Null hin konvergiert.

4.5.1 Skalarer Ansatz

Der skalare Ansatz stellt die einfachste und flexibelste Variante zur Korrektur der Rotorposition für Anisotropieverfahren dar. Hier wird der Winkel der Anisotropie φ_a mittels eines harmonischen Modells korrigiert. Veröffentlicht wurde diese Idee in [DL98] und lässt sich mit jedem Anisotropieverfahren kombinieren, da als Eingang der Winkel der Anisotropie φ_a verwendet wird.

Basierend auf dem in Abschnitt 4.2 vorgestellten Maschinenmodell ist das harmonische Modell für den skalaren Ansatz gegeben als

$$\varphi_{ma} = \arctan\left(\frac{y_{\beta m\Delta}}{y_{\alpha m\Delta}}\right). \quad (4.17)$$

Für die Anwendung dieses Verfahrens ist eine Beschreibung des Modells wie in Abschnitt 4.3 nicht erforderlich, da mittels einer Fourier Analyse die Koeffizienten auch direkt aus dem Winkel der Anisotropie φ_a gewonnen werden können. Der besseren Vergleichbarkeit halber werden jedoch alle getesteten Ansätze auf Basis der Annahmen aus Abschnitt 4.2 und 4.3 untersucht.

Durch Subtraktion des Modellwinkels φ_{ma} von dem gemessenen Anisotropiewinkel φ_a wird das Eingangssignal für die nachfolgende Filterfunktion generiert. Der Ausgang dieser Struktur ist die beobachtete elektrische Rotorposition $\tilde{\varphi}_e$.

$$\frac{d}{dt}z = -v_1(\hat{\varphi}_a - \tilde{\varphi}_{ma}), \quad (4.18)$$

$$\frac{d}{dt}\tilde{\varphi}_e = z - v_2(\hat{\varphi}_a - \tilde{\varphi}_{ma}). \quad (4.19)$$

Bei der Verwendung des Anisotropiewinkels im Rückführzweig muss sichergestellt werden, dass aus der Rückkopplung keine Mitkopplung wird. Das setzt voraus, dass $\varphi_{ma}(\varphi_e)$, bezogen auf den Eingang ein monoton steigendes Verhalten aufweist. Dies ist nicht der Fall, wenn für eine positive Variation von φ_e eine negative Variation in φ_{ma} resultiert

$$\varphi'_{ma} = \varphi_{ma}(\varphi_e + \Phi) - \varphi_{ma}(\varphi_e). \quad (4.20)$$

Die Konstante Φ wird verwendet um die diskrete Ableitung für φ'_{ma} zu bilden. Das Stabilitätskriterium wird festgelegt als

$$\text{sign}(\varphi'_{ma}) = \text{sign}(\Phi), \quad \forall \varphi_e. \quad (4.21)$$

Auf das Verhältnis der Anisotropien bezogen (für eine -2 -fache und 1 -fache Anisotropie), bedeutet das für die Stabilitätsbedingung aus (4.21)

$$r \leq 0,5. \quad (4.22)$$

Sobald $r > 0,5$ gilt, ergibt sich ein Winkelfehler, der von der Geschwindigkeit und den Einstellungen der Verstärkungsfaktoren v_1 und v_2 abhängt. Im ungünstigsten Fall sind v_1 und v_2 sehr hoch und die Geschwindigkeit ist sehr gering. Dann führen schon geringe Überschreitungen des erlaubten Verhältnisses für r zu einem signifikanten Winkelfehler $\Delta\varphi_e$.

Das Blockschaltbild in Abb. 4.4 veranschaulicht die Funktionsweise des skalaren Ansatzes. Da die Koeffizienten für das Modell sich stromabhängig verändern, wird der aktuelle Stromvektor i^s benötigt.

Eine Simulation, welche bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,3$ und $r = 0,7$ durchgeführt wird, soll die in (4.22) aufgezeigte Stabilitätsgrenze bestätigen. Bei einem geringen Anisotropieverhältnis von $r = 0,3$, wie in Abb. 4.5, zeigt der skalare Ansatz ein stabiles Verhalten.

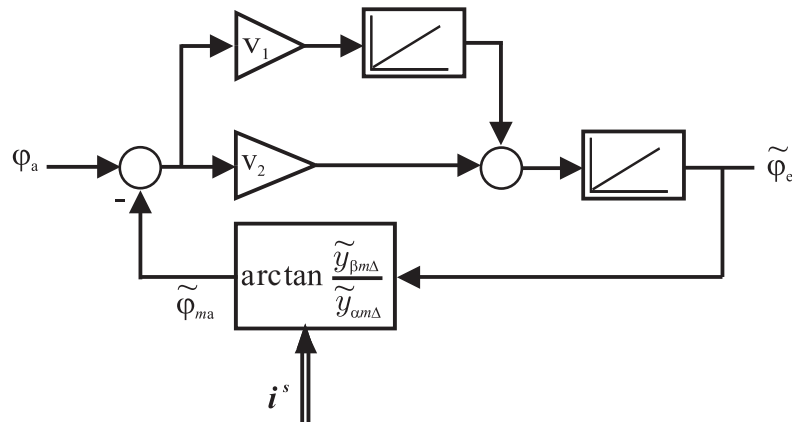


Abb. 4.4: Blockschaltbild der skalaren Entkopplungsstruktur

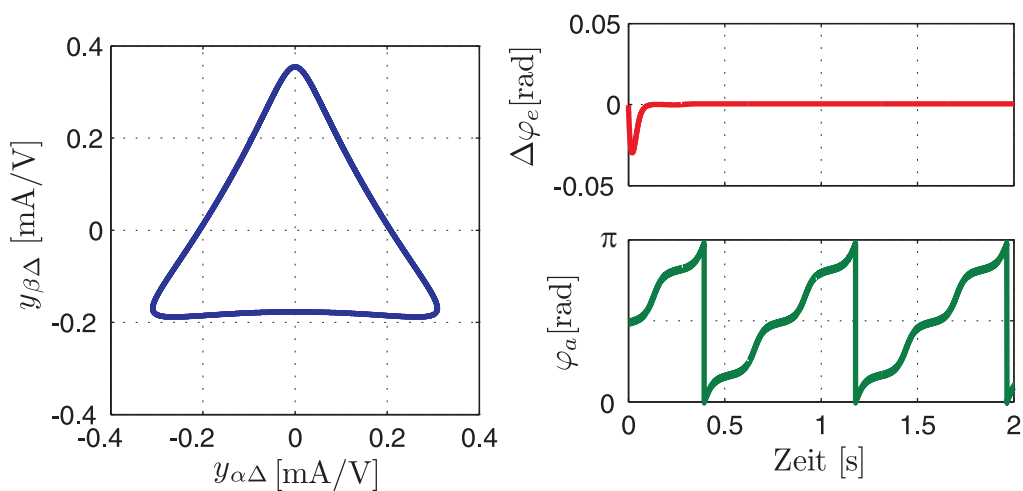
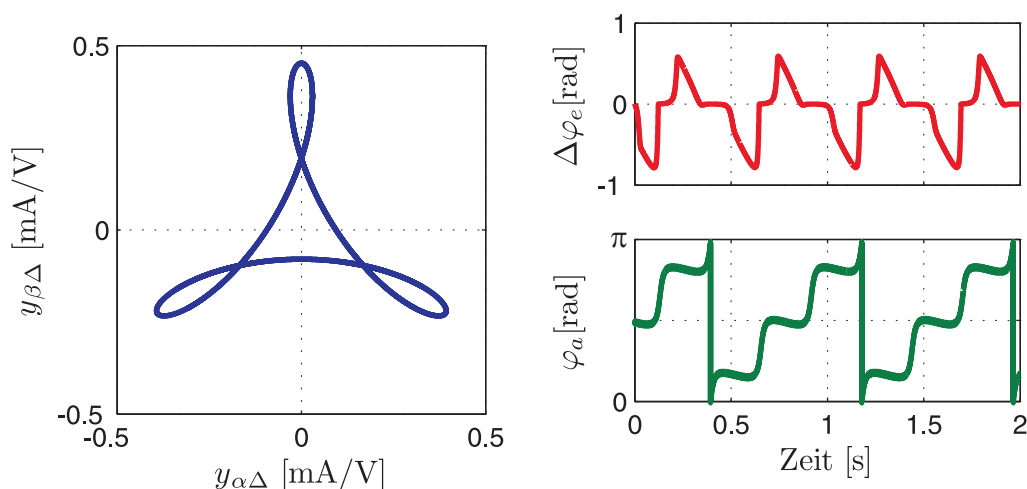
Abb. 4.5: Skalare Entkopplung für ein Anisotropieverhältnis von $r = 0,3$

Abb. 4.6 hingegen zeigt kein stabiles Verhalten, welches das Kriterium aus (4.22) bestätigt. Hier wird deutlich, dass der Winkelfehler nicht konvergiert wenn die Ableitung des Winkels der Anisotropie φ_a das Vorzeichen ändert.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass sich dieser Ansatz durch seine flexible Anwendung auszeichnet, allerdings nur zur Kompensation von vergleichsweise kleinen harmonischen Anisotropien geeignet ist.

Abb. 4.6: Skalare Entkopplung für ein Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$

4.5.2 Vektorieller Ansatz

Das zweite in [DL98] veröffentlichte Verfahren basiert auf einer vektoriellen Betrachtung der Anisotropie. Hier wird der Anisotropievektor f^s , wie er beispielsweise bei der Beliebig Injektion mit (3.13) und (3.14) gegeben ist, als Eingang für das Verfahren verwendet. Der Anisotropievektor lässt sich im Allgemeinen als Ergebnisvektor eines anisotropiebasierten Verfahrens verstehen, welcher bei ideal sinusförmiger Maschine mit dem zweifachen Anisotropiewinkel umläuft [Sch14]. Der Betrag dieses Vektors, der als Proportionalitätsfaktor eingeht, ist bei dieser Definition irrelevant. Wesentlich ist, dass die Form der Trajektorie, welche mit diesem Vektor über eine halbe elektrische Rotorumdrehung abgebildet wird, immer gleich ist. Durch diese Eigenschaft resultiert immer derselbe Anisotropiewinkel φ_a unabhängig von der physikalischen Einheit des Anisotropievektors. Basierend auf der Maschinenphysik wird in diesem Abschnitt der Anisotropievektor mit y_Δ^s bezeichnet und besitzt als Einheit die Admittanz.

Die Auswertung dieses Anisotropievektors ist allerdings nicht für alle Anisotropieverfahren möglich. Beispielsweise wird in [LKH03] und [Rau09], der Anisotropiewinkel nicht mittels der arctan-Funktion bestimmt, sondern durch einen Trackingregler mit einem bestimmten Minimierungskriterium.

Im Folgenden wird das Modell für den vektoriellen Ansatz basierend auf den Annahmen in Abschnitt 4.2 aufgebaut, womit dann gilt

$$\mathbf{y}_{(m-1)\Delta}^s = \sum_{k=-m}^m (Y_{k\Delta a} \mathbf{I} + Y_{k\Delta b} \mathbf{J}) \mathbf{S}_k,$$

mit $Y_{1\Delta a} = Y_{1\Delta b} = 0$. (4.23)

Der Grundansatz besteht darin, alle harmonischen Anisotropie-Komponenten, welche eliminiert werden sollen, in dem harmonischen Modell (4.23) zu berücksichtigen. Nach einer Subtraktion des Anisotropievektors von dem Modell verbleibt nur noch die gewünschte Anisotropie-Komponente.

$$\hat{\varphi}_{2e} = \arctan \left(\frac{y_{\beta\Delta} - y_{\beta m-1\Delta}}{y_{\alpha\Delta} - y_{\alpha m-1\Delta}} \right) \quad (4.24)$$

Auch für die vektorielle Entkopplung wird wieder eine Filterstruktur zweiter Ordnung verwendet, welche diesmal lediglich den berechneten Winkel $\hat{\varphi}_{2e}$ filtert.

$$\frac{d}{dt} z = -v_1 (2\tilde{\varphi}_e - \hat{\varphi}_{2e}) \quad (4.25)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\varphi}_e = z - v_2 (2\tilde{\varphi}_e - \hat{\varphi}_{2e}). \quad (4.26)$$

Ein Blockschaltbild ist in Abb. 4.7 dargestellt. Hier sind zwei Varianten vorgeschlagen. Eine, bei welcher die Berechnung des Modells mit dem Winkel des Beobachters durchgeführt wird und eine andere, bei der für die Modellberechnung ein nicht aus einer Rückkopplung gewonnenes Winkelsignal verwendet wird.

Die vektorielle Entkopplung ist insofern vorteilhaft, als dieses Verfahren keine Beschränkung bezüglich des Anisotropieverhältnisses besitzt, solange der Winkel des Ausgangs nicht zur Berechnung des Modells rückgekoppelt wird. Genau der Umstand wird sich bei der Asynchronmaschine zunutze gemacht. Hier wird mittels eines Anisotropieverfahrens die Hauptanisotropie ausgemessen. Diese beinhaltet in der Regel eine Sättigungsanisotropie, welche mit dem eingepprägten Stromvektor korreliert und eine Rotoranisotropie, die durch die Stäbe des Kurzschlussläufers hervorgerufen wird.

Durch Subtraktion der Hauptanisotropie ist es möglich, die verbleibende Rotoranisotropie so auszuwerten, dass die mechanische Geschwindigkeit der Maschine ermittelt werden kann. Dieses Signal wird allerdings nicht für die Berechnung des Anisotropiemodells verwendet, wodurch sich die oben angesprochene Schleife nicht schließt und daher das Verfahren für alle Anisotropieverhältnisse stabil funktioniert.

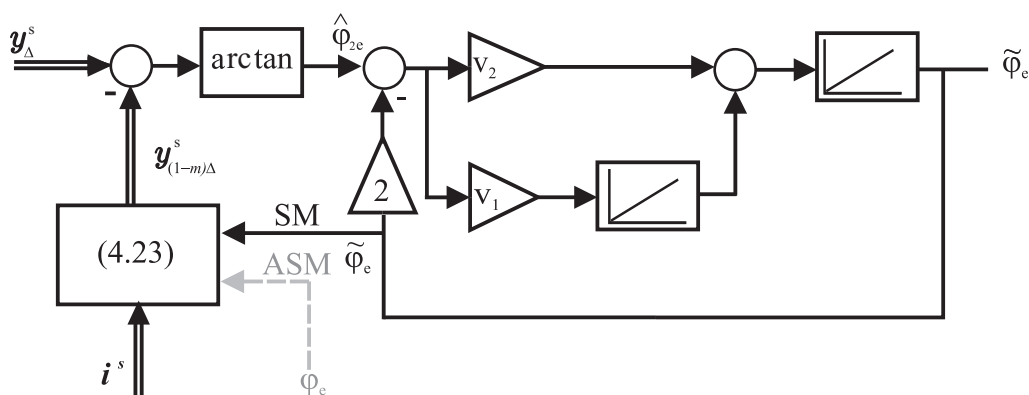


Abb. 4.7: Blockschaltbild der vektoriellen Entkopplungsstruktur

Die nächsten Simulationen zeigen die beiden verschiedenen Szenarien. In der ersten Simulation in Abb. 4.8 besteht keine Kopplung zwischen dem Winkel des Ausgangssignals und dem verwendeten Modellwinkel, wie es bei der Asynchronmaschine der Fall ist. Bei der zweiten Simulation in Abb. 4.9 wird der Winkel des Ausgangssignals $\tilde{\varphi}_e$ für die Berechnung des Modells rückgekoppelt, was die Struktur für eine Synchronmaschine repräsentiert.

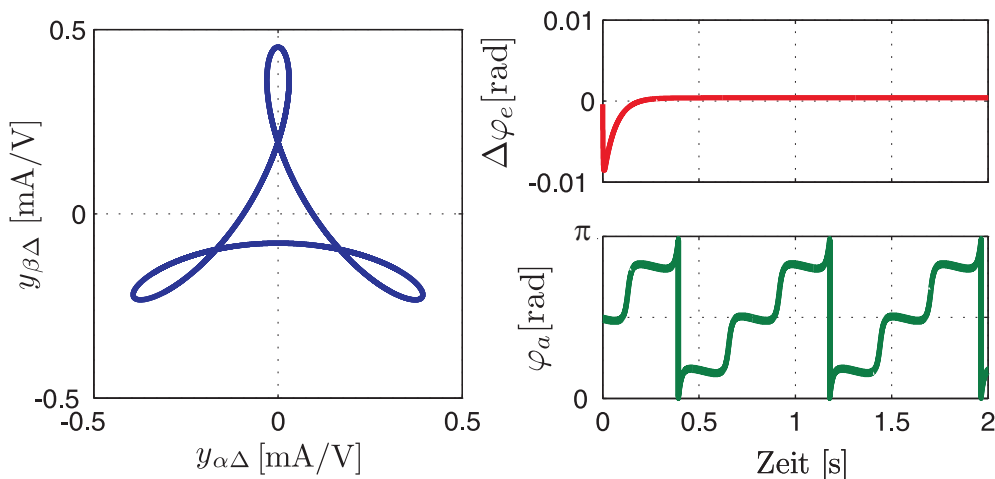


Abb. 4.8: vektorielle Entkopplung bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$, für die Anwendung der ASM

In Abbildung 4.8 ist zu erkennen, dass dieses Verfahren uneingeschränkt stabil funktioniert und sich daher für die Kompensation von harmonischen Anisotropien bei die Asynchronmaschine eignet.

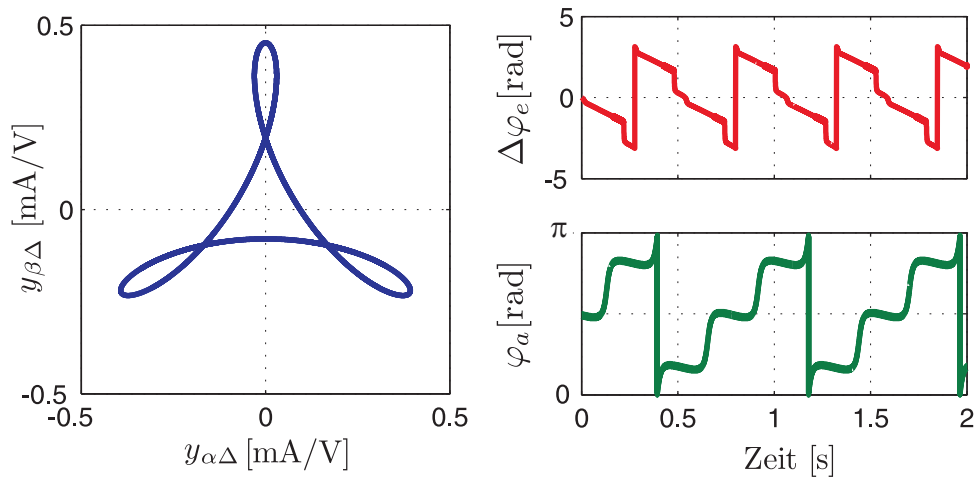


Abb. 4.9: vektorielle Entkopplung bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$, für die Anwendung der SM

Sobald der Ausgangswinkel $\tilde{\varphi}_e$ auch für die Berechnung des harmonischen Modells verwendet werden soll, wie in Abb. 4.9 gezeigt, ist diese Methode nicht mehr stabil. Grund hierfür ist die Rückkopplung des beobachteten Winkels zur Subtraktion der harmonischen Anisotropien. Wegen dieser direkten Verbindung kann ein fehlerhafter Winkel $\tilde{\varphi}_e$ zu einer Erhöhung einer fehlerhaften Entkopplung beitragen.

Für alle Winkel $\tilde{\varphi}_e$, für welche die Entkopplung den Regelfehler stärker beeinflusst, als die Rückführung des Winkels $\tilde{\varphi}_e$ selbst in der Weise, dass eine positive Variation von $\hat{\varphi}_{2e}$ zu einer negativen Variation des Regelfehlers führt, wird auch diese Entkopplungsstruktur instabil.

Für die Anwendung des vektoriellen Ansatzes bei der Synchronmaschine resultiert daher dieselbe theoretische Stabilitätsgrenze wie bei der skalaren Entkopplungsstruktur.

Aufgrund der Auswertung des Anisotropievektors ist die vektorielle Entkopplung für die Anwendung bei der Asynchronmaschine deutlich besser geeignet als die skalare Entkopplung. Für die Anwendung bei der Synchronmaschine eignet sich die vektorielle Entkopplung jedoch genauso wenig wie die skalare Entkopplung, sobald das Anisotropieverhältnis r den Wert von 0,5 überschreitet.

4.6 Betragsoptimierung

In diesem Abschnitt wird der neue Ansatz der *Betragsoptimierung* für Synchronmaschinen vorgestellt, welcher auch oberhalb des kritischen Anisotropieverhältnisses von $r = 0,5$ noch stabil funktioniert. Der Grundgedanke besteht in der Auswertung aller Informationen, welche durch den Anisotropievektor zur Verfügung gestellt werden. Während bei der skalaren Entkopplung der Betrag des Anisotropievektors unberücksichtigt bleibt, wird bei dem vektoriellen Ansatz die Information der Koeffizienten für die gesuchte Rotoranisotropie nicht einbezogen. Der hier vorgestellte mehrdimensionale Optimierungsansatz basiert auf einem Gradienten-Minimierungsverfahren, welches den Fehlerbetrag zwischen dem Anisotropiemodell und dem gemessenen Anisotropievektor auswertet.

Sofern die Koeffizienten $\hat{Y}_{k\Delta a}$ und $\hat{Y}_{k\Delta b}$ für das Admittanzmodell $\mathbf{y}_{m\Delta}^s$ mit einer guten Genauigkeit ermittelt werden, hängt die Abweichung zwischen der gemessenen Anisotropie \mathbf{y}_{Δ}^s und dem beobachteten Anisotropiemodell $\tilde{\mathbf{y}}_{m\Delta}^s$ im Wesentlichen von der Genauigkeit des für das Modell verwendeten beobachteten Winkels $\tilde{\varphi}_e$ ab.

Der Betrag der Differenz aus dem Anisotropiemodell und der gemessenen Anisotropie wird als Modellfehler e_B definiert

$$e_B(\tilde{\varphi}_e) = \sqrt{(y_{\alpha\Delta} - \tilde{y}_{\alpha m\Delta})^2 + (y_{\beta\Delta} - \tilde{y}_{\beta m\Delta})^2}. \quad (4.27)$$

Es wird angenommen, dass der Winkel $\tilde{\varphi}_e$, welcher den kleinsten Wert für $e_B(\tilde{\varphi}_e)$ verursacht, dem gesuchten Rotorwinkel φ_e entspricht.

Zur Ermittlung des korrekten Winkels wird ein gradientenbasierter Minimierungsansatz gewählt. Hierbei wird das Signal e_B nach dem Winkel $\tilde{\varphi}_e$ abgeleitet. In der nachfolgenden Gleichung ist die Umsetzung der diskret approximierten Ableitung dargestellt. Die Winkelschrittweite Φ_B ist im System eine Konstante und sollte möglichst klein gewählt werden

$$e'_B = \frac{e_B(\tilde{\varphi}_e) - e_B(\tilde{\varphi}_e - \Phi_B)}{\Phi_B}. \quad (4.28)$$

Die Ableitung des Modellfehlers e'_B wird anschließend als Regelfehler für die Beobachter-Struktur zweiter Ordnung verwendet,

$$\frac{d}{dt}z = -v_1 e'_B, \quad (4.29)$$

$$\frac{d}{dt}\tilde{\varphi}_e = z - v_2 e'_B. \quad (4.30)$$

Bei der Einstellung der Verstärkungsfaktoren v_1 und v_2 muss ein Kompromiss aus Schnelligkeit und Rauschunterdrückung der Beobachterstruktur getroffen werden. Die gesamte Struktur ist in Abb. 4.10 dargestellt und wird pro Abtastintervall einmal durchlaufen. Die für das Modell verwendeten Koeffizienten ändern sich abhängig vom Maschinenstrom. Daher wird dieser für den Block zur Berechnung des Modells neben dem beobachteten Winkel $\tilde{\varphi}_e$ ebenfalls benötigt.

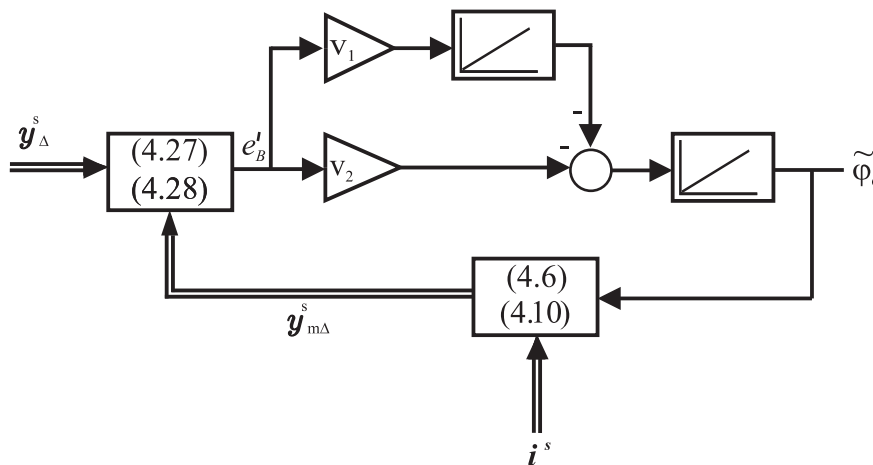


Abb. 4.10: Blockdiagramm für die Betragsoptimierung

Mittels dieses mehrdimensionalen Optimierungsansatzes ist es erstmals möglich, ein stabiles Verhalten für vergleichsweise hohe harmonische Anisotropien zu gewährleisten. Da die Änderung des Betragsfehlers e'_B die Richtung der Winkeländerung angibt, welche die Funktion e_B minimiert, spielt es hierbei keine Rolle, ob der Anisotropiewinkel φ_a dabei vorwärts oder rückwärts drehen muss.

Abb. 4.11 zeigt zwei ähnliche Konstellationen bezüglich des gemessenen Vektors \mathbf{y}_Δ^s und des Regelfehlers e_B . Der Unterschied besteht darin, dass in dem einen Fall für $r < 0,5$ eine positive Rotorbewegung, welche durch die Pfeile in der Trajektorie angedeutet ist, ebenfalls zu einer positiven Veränderung des Anisotropiewinkels φ_a führt. In dem anderen Fall rechts dargestellt bei $r > 0,5$ führt eine positive Rotorbewegung in bestimmten Punkten zu einer negativen Bewegung des Anisotropiewinkels. In beiden Fällen besitzt der Regelfehler (4.28) dasselbe Vorzeichen, was mittels des verwendeten Beobachters zu einer Erhöhung des Winkels $\tilde{\varphi}_e$ führt, wodurch der Modellfehler e_B reduziert wird.

Eine Simulation des geschlossenen Regelkreises ist in Abb. 4.12 dargestellt. Diese Simulation zeigt das Anisotropieverhalten der Maschine aus Tab. 6.1 ohne Last. Hier ist die -2 -fache harmonische Anisotropie um den Faktor 1,68 größer als die Anisotropie, die mit der Rotorposition korreliert.

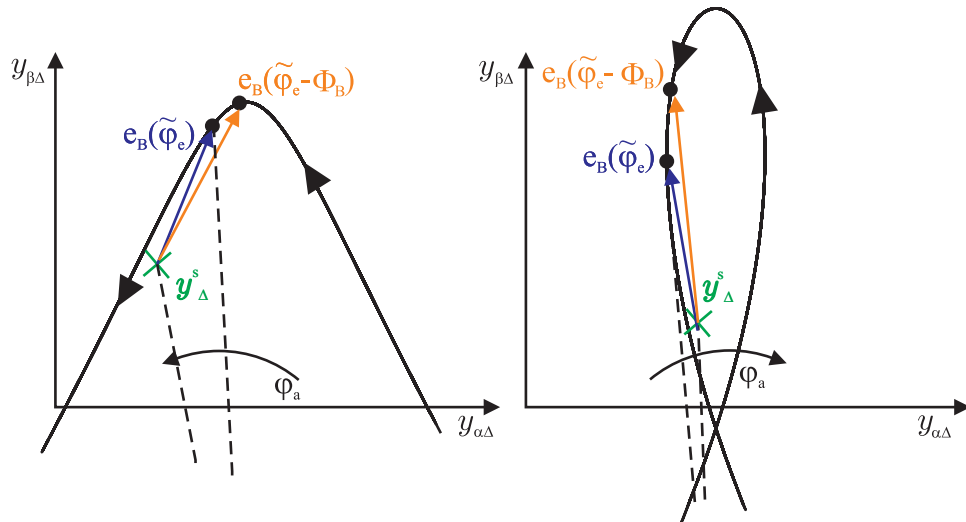


Abb. 4.11: Richtung der Regelabweichung des Modellfehlers für die Betragsoptimierung; links: $r < 0,5$; rechts: $r > 0,5$

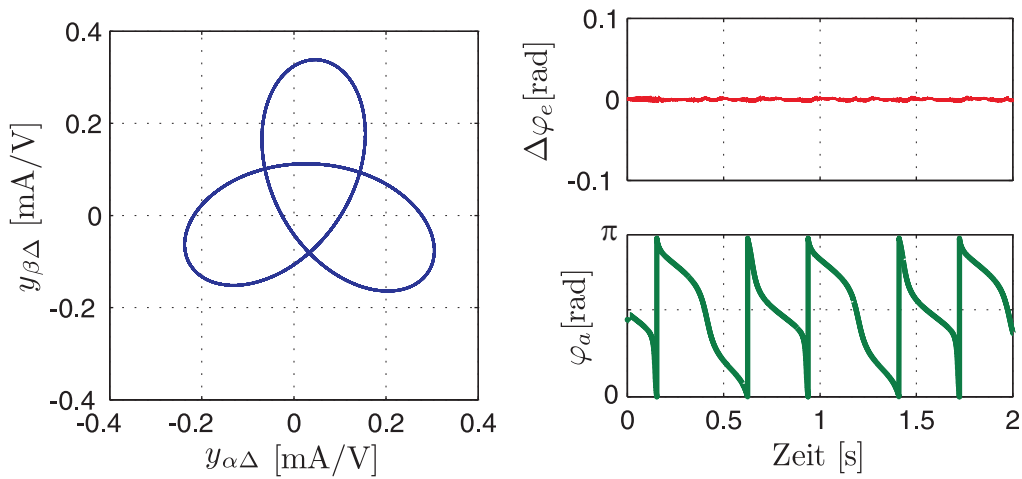


Abb. 4.12: Verhalten der Betragsoptimierung bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 1,68$

Zusätzlich ist in dieser Simulation noch eine Anisotropie 0. Ordnung vorhanden, welche keine Positionsabhängigkeit aufweist. Das ist daran zu erkennen, dass der Mittelpunkt der Trajektorie nicht im Koordinatenursprung liegt. Auf der rechten Seite des Bildes ist der Winkel der Anisotropie $\hat{\varphi}_a$ und der Winkelfehler $\Delta\varphi_e$ dargestellt.

4.7 Untersuchungen Betragsoptimierung

Der Ansatz der Betragsoptimierung wird in diesem Abschnitt hinsichtlich Stabilität und Robustheit untersucht. Die beeinflussende Größe für die Stabilität ist das Anisotropieverhältnis r . Anhand von simulativen Analysen soll gezeigt werden, welche Anisotropieverhältnisse zu Problemen führen und was die Ursachen hierfür sind. Die anschließende Robustheitsbetrachtung umfasst den Einfluss von Modellfehlern und Rauscheinflüssen auf die Stabilität des Beobachters.

Eine für diese Analyse wesentliche Variable ist die Änderung des Modells

$$g = \frac{\sqrt{(y_{\alpha m \Delta}(\varphi_e) - y_{\alpha m \Delta}(\varphi_e - \Phi_B))^2 + (y_{\beta m \Delta}(\varphi_e) - y_{\beta m \Delta}(\varphi_e - \Phi_B))^2}}{\Phi_B}. \quad (4.31)$$

Wenn der Wert der Modelländerung sehr gering wird, benötigt der Beobachter mehr Zeit, um das Minimum zu detektieren. Ist die Änderung des Modells sehr groß, können Schwingungen auf dem beobachteten Winkel entstehen. Sobald die Modelländerung zu Null tendiert ist es für das Verfahren der Betragsoptimierung nicht mehr möglich die korrekte Rotorposition zu bestimmen, daher sollte dieser Fall möglichst ausgeschlossen werden.

4.7.1 Einfluss des Anisotropieverhältnisses

Wie bereits erwähnt, ist das Anisotropieverhältnis r ein wesentliches Kriterium für das Verhalten der Entkopplungsansätze. Generell ändert sich das Verhältnis der harmonischen Anisotropien bei verschiedenen Lastsituationen. Es zeigt sich, dass Maschinen mit harmonischen Anisotropien neben der zu erfassenden Rotoranisotropie meist eine weitere Anisotropie -2 . Ordnung aufweisen. Die Amplitude weiterer harmonischer Anisotropien ist in der Regel so gering, dass diese keinen Einfluss auf die Stabilität der Verfahren besitzen. Daher wird für alle folgenden Analysen immer nur von einer zusätzlichen -2 . harmonischen Anisotropie ausgegangen.

Grundsätzlich können aber die in diesem Abschnitt definierten Stabilitätskriterien für beliebige harmonische Anisotropien angewendet werden, lediglich die Faktoren

für das Anisotropieverhältnis r beziehen sich immer auf eine Anisotropie -2 . Ordnung. Die folgenden beiden Simulationen werden im offenen Regelkreis durchgeführt und zeigen Spezialfälle hinsichtlich der Anisotropie \mathbf{y}_Δ^s und der Änderung des Modells g .

Abb. 4.13 zeigt eine Anisotropietrajektorie für ein Anisotropieverhältnis von $r = 1$.

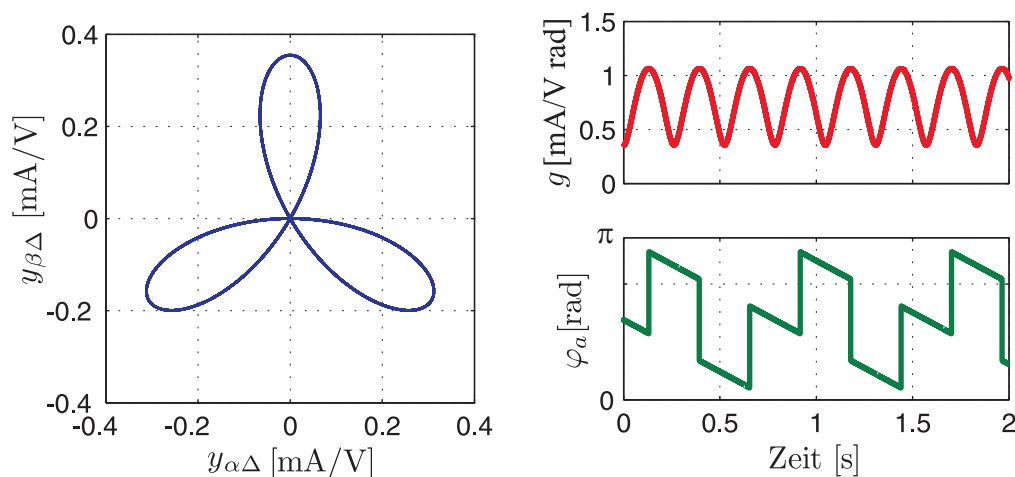


Abb. 4.13: *links*: Trajektorie des Anisotropievektors; *rechts*: Änderung des Modells g und Anisotropiewinkel φ_a für ein Anisotropieverhältnis von $r = 1$

Charakteristisch für dieses Anisotropieverhältnis ist der springende Verlauf von dem Anisotropiewinkel φ_a . Es gibt auch einen Betriebspunkt, in dem die Anisotropie \mathbf{y}_Δ^s vollkommen verschwindet. Das ist der Fall, wenn die Anisotropie-Komponenten genau 180° zueinander versetzt sind und sich daher die Anisotropietrajektorie im Ursprung befindet. Wie später in den experimentellen Untersuchungen gezeigt wird, ist auch in diesem Punkt ein stabiles Verhalten für das Verfahren der Betragsoptimierung gegeben, da auch hier gilt: $g > 0$.

In 4.14 ist die kritischste Anisotropie-Trajektorie dargestellt, da hier in den Ecken die Änderung des Modells g gleich null ist.

Dieses Verhalten ist auch im Anisotropiewinkel φ_a zu beobachten, welcher sich kurzzeitig im Stillstand befindet. In diesem Stillstandspunkt ist ebenfalls die Änderung des Modellfehlers e'_B null, wodurch der Beobachter in diesem Punkt verharrt. Weitere Untersuchungen zu diesem Spezialfall sind in Abschnitt 4.7.3 zu finden.

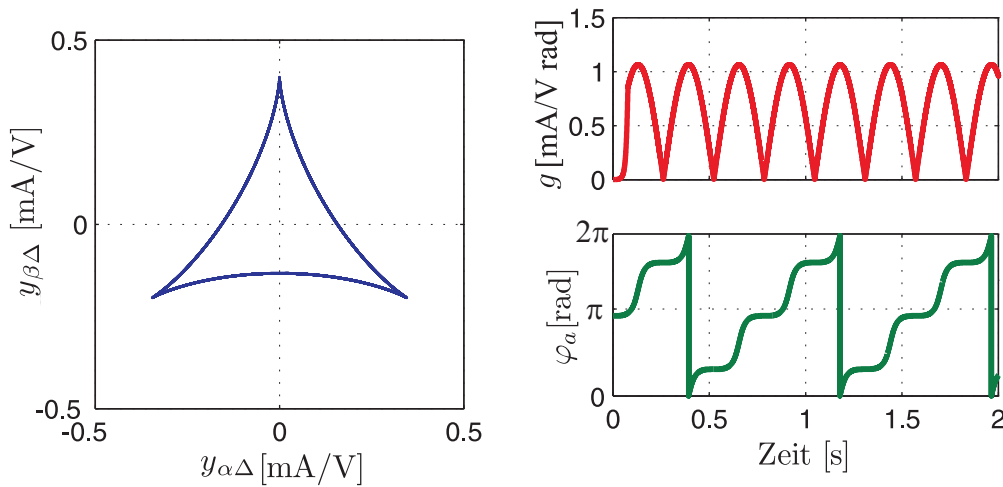


Abb. 4.14: *links*: Trajektorie des Anisotropievektors; *rechts*: Änderung des Modells g und Anisotropiewinkel φ_a für ein Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$

4.7.2 Verstärkung der Modellfehleränderung

Nachdem gezeigt wurde, dass die Modelländerung g in der Nähe des kritischen Anisotropieverhältnisses von $r = 0,5$ stark variiert, wird im Folgenden untersucht welche Auswirkungen diese Variationen auf die Betragsoptimierung haben. Hierzu wird das Verfahren im geschlossenen Regelkreis bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$ simuliert.

Aus Abb. 4.15 geht hervor, dass die Anisotropietrajektorie ein deutliches Rauschen aufweist, was wiederum durch ein Rauschen auf dem beobachteten Winkel zurückzuführen ist. Bei Betrachtung der Modelländerung g und der Änderung des Modellfehlers e'_B fällt auf, dass sich beide Größen mit dem Rauschen verändern. Die Ursache hierfür beruht auf der Konstanz der Verstärkung des Regelfehlers e'_B , wohingegen die Modelländerung g variiert. Um zu gewährleisten, dass die Verstärkung für den Beobachter konstant bleibt, muss die Änderung des Modellfehlers e'_B mit der Änderung des Modells g gewichtet werden. Basierend auf (4.28) ist die gewichtete Änderung des Modellfehlers gegeben mit

$$e'_{Bg} = \frac{e_B(\tilde{\varphi}_e) - e_B(\tilde{\varphi}_e - \Phi_B)}{g}. \quad (4.32)$$

Bei erneuter Durchführung der Simulation aus Abb. 4.15 und unter Berücksichtigung von (4.32) ist es möglich, das Rauschen auf dem Winkelfehler zu eliminieren. Eine Simulation hierzu ist in Abb. 4.16 dargestellt.

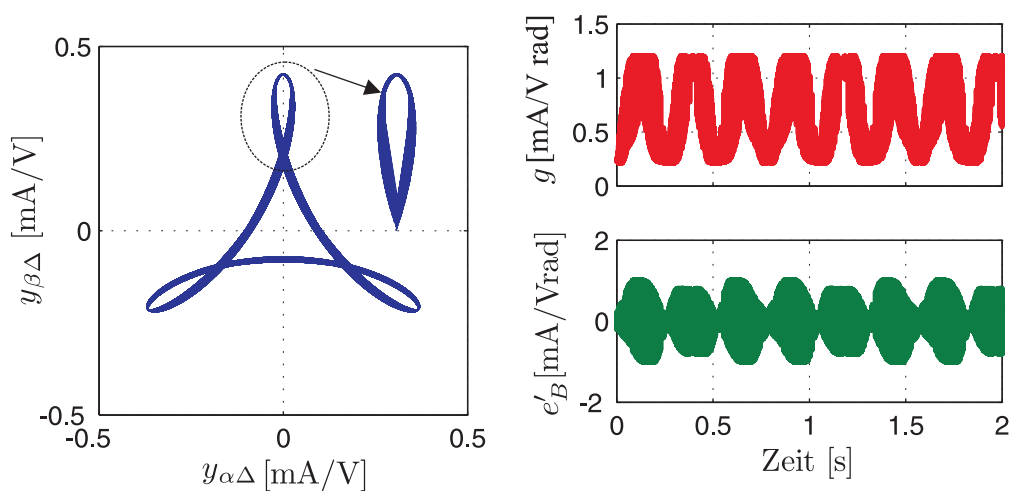


Abb. 4.15: Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$, für die Betragsoptimierung mit konstanter Verstärkung

Es fällt ebenfalls auf, dass die Änderung des gewichteten Modellfehlers e'_{Bg} und somit die Verstärkung für den Beobachter jetzt konstant ist.

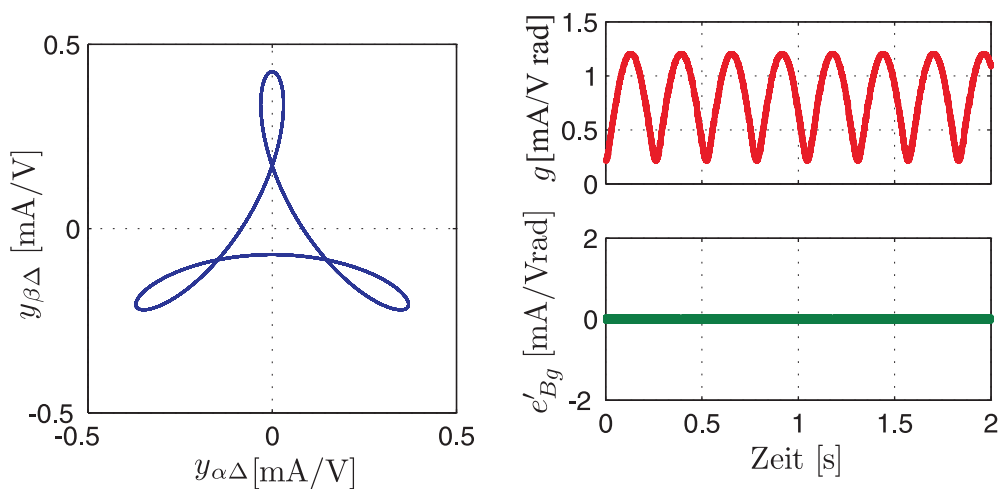


Abb. 4.16: Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$, für die Betragsoptimierung mit variabler Verstärkung

Aufgrund der besseren Ergebnisse durch eine Anpassung der Verstärkung an die Änderung des Modells werden alle folgenden Untersuchungen unter Verwendung von (4.32) ausgeführt.

4.7.3 Stabilität der Betragsoptimierung

In diesem Abschnitt wird die Stabilität der Betragsoptimierung untersucht. Für die Untersuchungen wird der Einfluss von Modellfehlern Rauschen und insbesondere des Anisotropieverhältnisses analysiert.

Kritisches Anisotropieverhältnis für die Betragsoptimierung

Wie bereits erwähnt, sollte bei der Anwendung der Betragsoptimierung möglichst vermieden werden, dass es zu einem Stillstand des Modells kommt.

Dieser Spezialfall entsteht jedoch bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$.

Neben der Problematik, dass für den Beobachter keine Richtung für eine Minimierung vorliegt, besteht kurz nach diesem kritischen Punkt die Schwierigkeit für den Beobachter, sich zwischen zwei Minima zu entscheiden, welche aus dem globalen Minimum entstehen. Der Zusammenhang wird in Abb. 4.17 schematisch verdeutlicht, hier bestehen die beiden Entscheidungspfade φ_1 und φ_2 , allerdings entspricht nur φ_1 dem gesuchten Rotorwinkel.

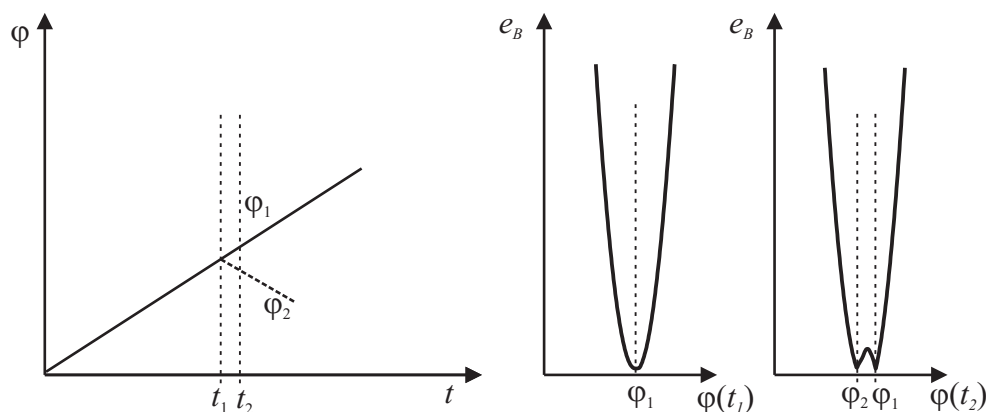


Abb. 4.17: Entstehung eines 2. Minimums bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$

Der Ansatz der Betragsoptimierung sucht mittels der Beobachterstruktur einen Winkel, welcher dazu führt, dass der Fehler zwischen Modell und Messung möglichst gering wird. Da die Minimierungsfunktion mehrere lokale Minima aufweist, kann es vorkommen, dass der Algorithmus in einem lokalen Minimum festhängt, welches nicht dem gesuchten Winkel entspricht. Die Betrachtung der Minimierungsfunktion e_B aus (4.27) wird hierbei für weitere Analysen herangezogen.

Um alle Minima darzustellen, wird der Rotorwinkel φ_e festgehalten und die Funktion e_B für alle Winkel zwischen $0-\pi$ berechnet. Anschließend wird die Rotorpo-

sition verändert und der Vorgang wiederholt. Der Winkel mit dem die Funktion e_B berechnet wird, lautet ξ und ist der Winkel der Minimierung.

Dies wird so oft durchgeführt, bis sich eine Periodizität einstellt und keine neuen Informationen mehr hinzukommen. Aufgrund des Doppelwinkels im Anisotropiemodell ist der Wert für $\xi = 0$ und $\xi = \pi$ identisch.

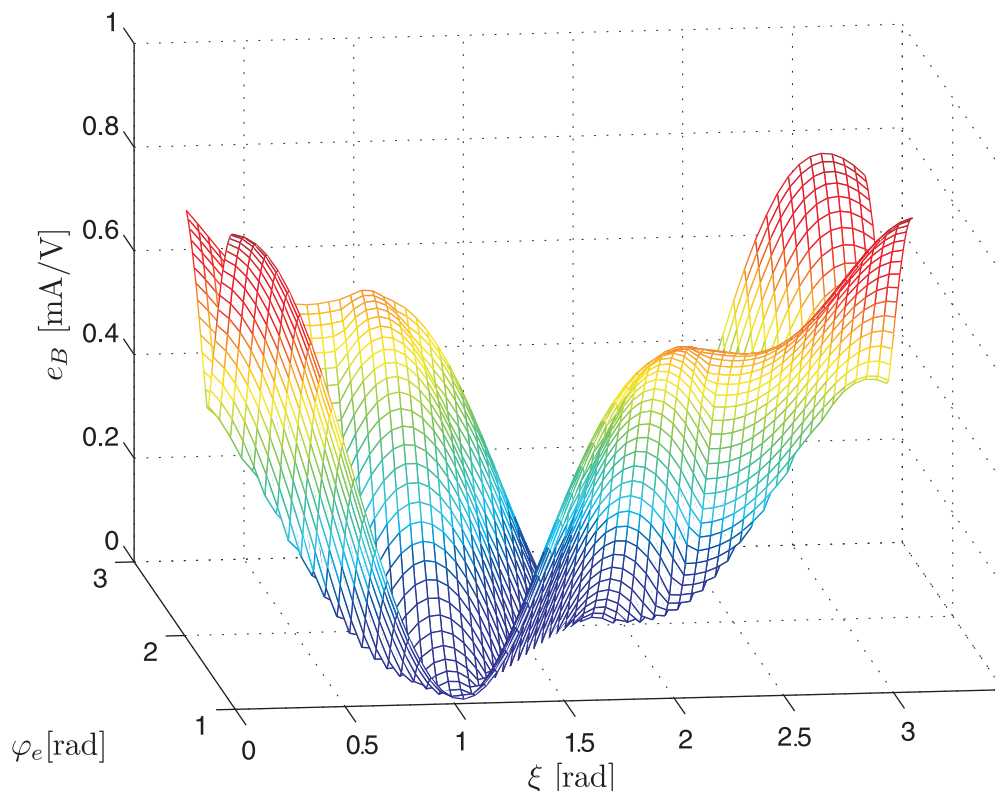


Abb. 4.18: Darstellung des Modellfehlers in Abhängigkeit von der Rotorposition und dem Minimierungswinkel bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$

Abb. 4.18 zeigt die Minimierungsfunktion e_B in Abhängigkeit von Rotorwinkel φ_e . Für die Betrachtung einer zusätzlichen -2 -fachen harmonischen Anisotropie ist die Anisotropietrajektorie \mathbf{y}_Δ^s , bezogen auf den Rotorwinkel, um $\frac{\pi}{3}$ symmetrisch. Die dreidimensionalen Graphen sollen in erster Linie für einen groben Überblick sorgen. Für die Herausstellung von Details eignet sich eine zweidimensionale Darstellung deutlich besser.

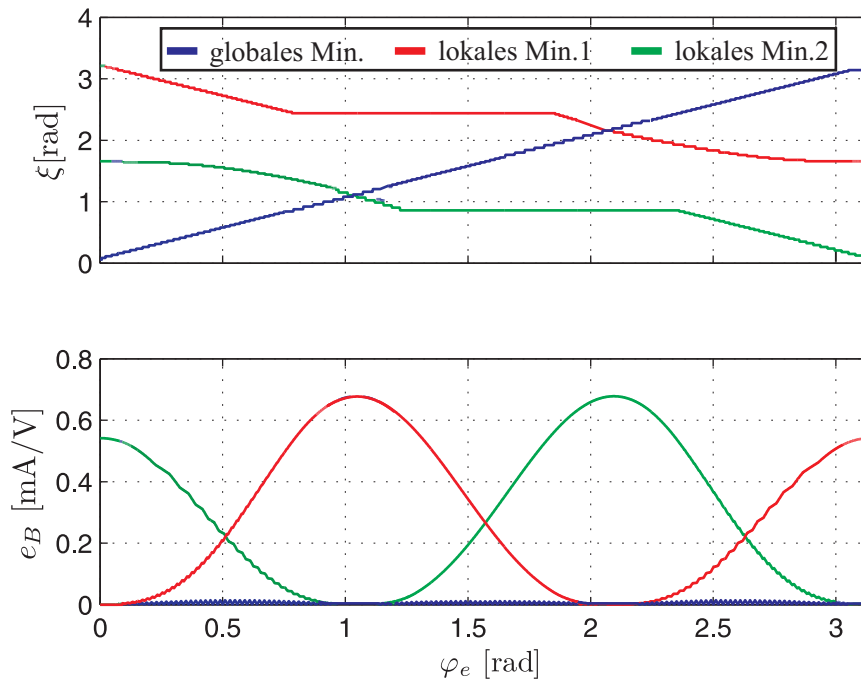


Abb. 4.19: Darstellung der Minima des Modellfehlers in Abhängigkeit der Rotorposition bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$

Im Vergleich zu Abb. 4.18 wird im zweidimensionalen Fall nicht mehr die Funktion von e_B über dem Minimierungswinkel ξ dargestellt, sondern direkt das Minimum mit dem dazugehörigen Winkel ξ in Abhängigkeit der Rotorposition.

Aus Abb. 4.19 geht hervor, dass sich die Winkel der Minima kreuzen. Das deutet darauf hin, dass zwei Minima zusammenlaufen und anschließend aus dem einen Minimum wieder zwei entstehen. Das trifft in gleicher Weise auf die Amplituden zu, welche genau in diesem Punkt die gleichen Werte besitzen. In Abb. 4.19 ist das globale Minimum der Funktion e_B in Blau dargestellt, während die lokalen Minima in Rot und in Grün abgebildet sind.

Eine Kreuzung des globalen Minimums findet drei Mal (60° , 120° und 180°) pro halbe Umdrehung statt. Bedingt durch die Periodizität um 180° bezogen auf die elektrische Rotorlage für Anisotropieverfahren, kreuzt das globale Minimum sechs Mal pro Umdrehung vorhandene lokale Minima.

Damit es möglich ist, das globale Minimum dauerhaft detektieren zu können, muss eine Kreuzung der verschiedenen Minima für den Winkel ξ ausgeschlossen werden. Ein größerer Abstand der Winkel der Minima führt daher zu einem robusteren Verhalten des Beobachters.

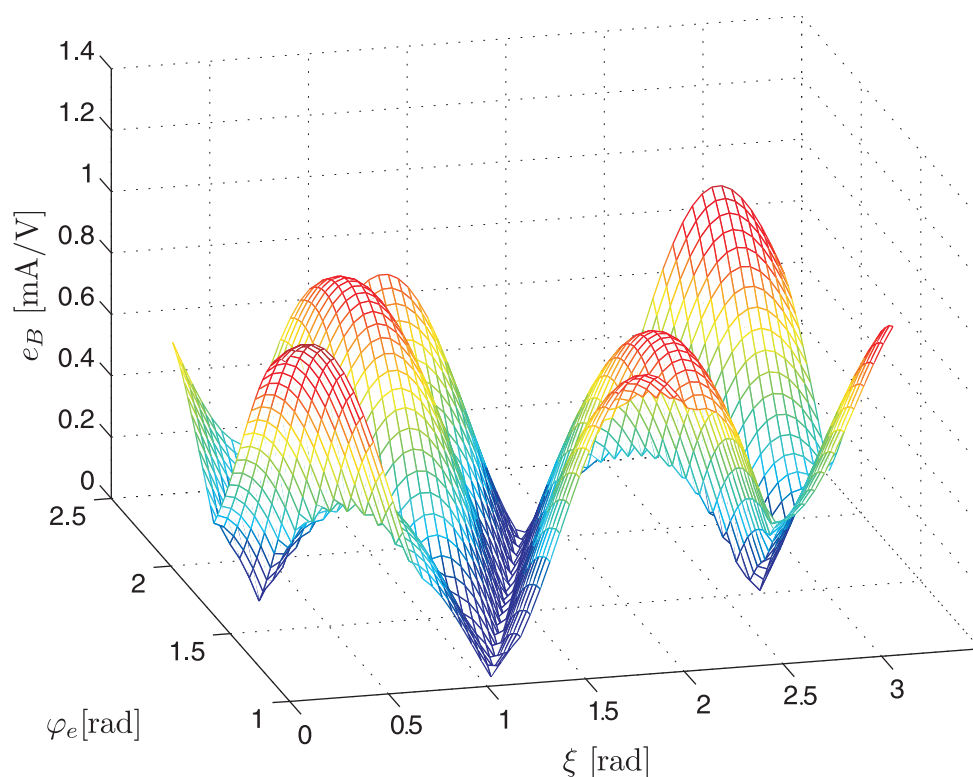


Abb. 4.20: Darstellung des Modellfehlers in Abhängigkeit von der Rotorposition und dem Minimierungswinkel bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 1,68$

Eine weitere Kurve ist in Abb. 4.20 für ein unkritisches Anisotropieverhältnis von $r = 1,68$ gezeigt. Aus der Darstellung ist ersichtlich, dass sich das globale Minimum deutlich in Form des Tals absetzt und auch nicht verzweigt. Daher ist es in diesem Fall vergleichsweise einfach, den gesuchten Rotorwinkel fehlerfrei zu ermitteln.

Festzuhalten bleibt, dass es für ein Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$ nicht möglich ist, eine eindeutige Aussage hinsichtlich des korrekten Minimums treffen zu können und daher eine eindeutige Zuordnung für den Rotorwinkel nicht möglich ist. Bis zu welchem Anisotropieverhältnis ein stabiles Verhalten des oben vorgestellten Beobachters möglich ist, hängt weiterhin im Wesentlichen von Rauscheinflüssen, Filtereinstellungen und Modellfehlern ab.

Einfluss von Fehlern des harmonischen Modells auf das Verfahren der Betragsoptimierung

Da ein harmonisches Anisotropiemodell nie exakt das Verhalten der realen Maschine nachbildet, muss der Einfluss von Modellfehlern für das Verfahren der Betragsoptimierung berücksichtigt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird allerdings keine analytische Untersuchung zum Einfluss von Modellfehlern auf die Stabilität des Beobachters durchgeführt. Es wird lediglich gezeigt, wie sich Modellfehler bemerkbar machen und anhand von zwei Beispielen verdeutlicht, welche Auswirkungen Modellfehler auf die Minimierungsfunktionen e_B haben.

Im Folgenden wird das Anisotropieverhältnis für das Anisotropiemodell mit r_m gesondert gekennzeichnet, da es von dem Maschinenanisotropieverhältnis abweicht.

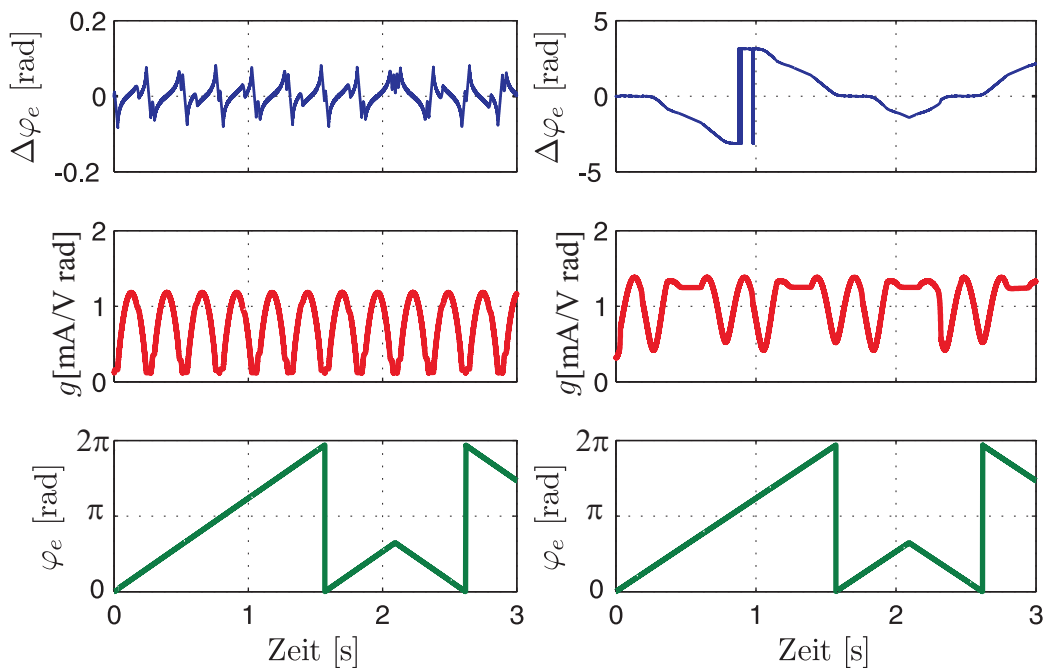


Abb. 4.21: Verhalten der Betragsoptimierung für verschiedene Modellfehler bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$; links: Anisotropieverhältnis des Modells $r_m = 0,6$; rechts: Anisotropieverhältnis des Modells $r_m = 0,8$

Anhand der folgenden Simulation bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$ wird der Einfluss von Modellfehlern deutlich. Im ersten Fall, Abb. 4.21 links, besitzt das Modell ein Anisotropieverhältnis von $r_m = 0,6$ und im zweiten Fall, Abb. 4.21 rechts, ein Anisotropieverhältnis von $r_m = 0,8$.

Aus der Abbildung geht hervor, dass lediglich ein stabiles Verhalten des Beobachters bei einem Modell mit einem Anisotropieverhältnis von $r_m = 0,6$ gegeben ist. Die Winkelabweichung, welche sich bei dieser Konstellation ergibt, resultiert lediglich aus dem vorhandenen Modellfehler.

Die zu Abb. 4.21 entsprechenden Kurven der Minima für den Modellfehler e_B sind in den Abbildungen 4.22 und 4.23 gegeben. Für beide Kurven gibt es Winkel, bei denen aus einem Minimum, zwei Minima entstehen ähnlich wie in Abb. 4.19 gezeigt. Daher müsste das Verfahren prinzipiell für beide dargestellte Modellfehler Instabilitäten aufweisen.

Aus der Simulationen in Abb. 4.21 geht jedoch hervor, dass der Beobachter bei einem Modell mit einem Verhältnis von $r_m = 0,6$ stabil funktioniert, während bei dem Modell mit einem Anisotropieverhältnis von $r_m = 0,8$ das nicht der Fall ist. Die Ursache hierfür liegt in der Trägheit der Beobachterstruktur. Die Trägheit kann ein instabiles Verhalten hervorrufen oder auch ein stabiles Verhalten begünstigen. Bei genauer Betrachtung von Abb. 4.22 wird deutlich, dass der geschätzte Winkel des globalen Minimums, in Blau dargestellt, springt. In Abb. 4.23 passiert genau das Gegenteil, hier bleibt der Winkel stehen. In beiden Fällen wird das korrekte Minimum nur durch eine Winkelerhöhung erreicht. Der Sprung in Abb. 4.22 wirkt sich hier sehr negativ aus, da dadurch der Beobachter zwangsläufig auf das grün bzw. rot dargestellte Minimum wechselt. Das Verhalten bei einem Reversiervorgang des Antriebs in dem kritischen Punkt ist ähnlich. Auch hier wirkt sich die Trägheit des Beobachters für das Modell aus Abb. 4.23 in gleicher Weise positiv aus.

Selbstverständlich entsteht für beide Fälle ein Winkelfehler, während nur die zweite Variante stabil ist. Grundsätzlich sollte versucht werden, das Modell so genau wie möglich auf die entsprechende Maschine anzupassen. Falls jedoch Modellfehler unerlässlich sind, sollte sichergestellt sein, dass der Winkel des Minimierungsverfahrens keine Sprünge enthält, welche eine Instabilität begünstigen.

Die in diesem Abschnitt gezeigten Zusammenhänge geben eine grobe Richtung für die Auswirkungen von Modellfehlern vor. Um ein allgemeingültiges Stabilitätskriterium definieren zu können, ist allerdings eine deutlich ausführlichere Stabilitätsbetrachtung notwendig.

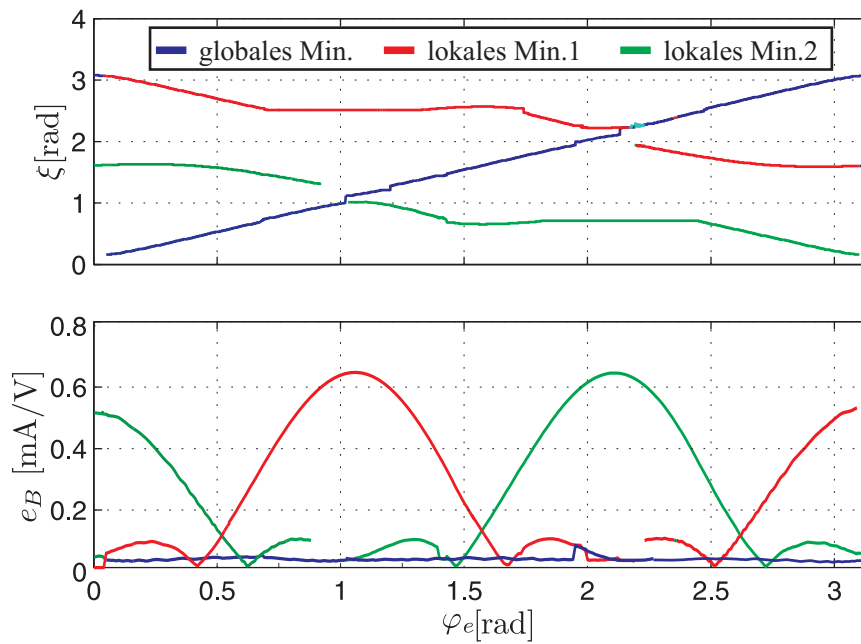


Abb. 4.22: Darstellung der Minima des Modellfehlers in Abhängigkeit der Rotorposition bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$ und $r_m = 0,8$

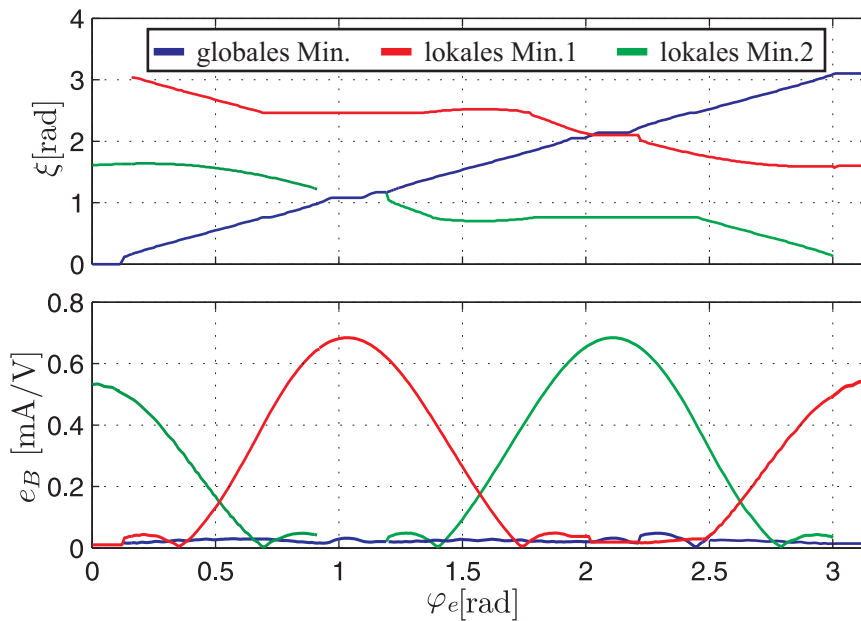


Abb. 4.23: Darstellung der Minima des Modellfehlers in Abhängigkeit der Rotorposition bei einem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$ und $r_m = 0,6$

Einfluss von Rauschen auf das Verfahren der Betragsoptimierung

Der Anisotropievektor \mathbf{y}_{Δ}^s wird auf Basis der gemessenen Ströme der Maschine berechnet. Durch das zusätzliche Rauschen auf dem gemessenen Strom muss dieser Fehlereinfluss ebenfalls berücksichtigt werden. Hierzu wird der gemessene Anisotropievektor \mathbf{y}_{Δ}^s in der Simulation mit einem Rauschen versehen und der Ansatz der Betragsoptimierung im geschlossenen Regelkreis getestet.

Zuerst findet die Untersuchung für das unkritische Anisotropieverhältnis von $r = 1$ statt. Die Geschwindigkeit wird so gering gewählt, dass ausgeschlossen werden kann, dass Stabilitätsvorteile für die langsame Filterung entstehen, indem kritische Stellen schnell durchlaufen werden. Wie erwartet, geht aus Abb. 4.24 mit einem Anisotropieverhältnis von $r = 1$ hervor, dass sich in diesem Fall das Rauschen lediglich auf die Rauschamplitude der gemessenen Winkeldifferenz $\Delta\varphi_e$ auswirkt, jedoch nicht auf die Stabilität des Beobachters.

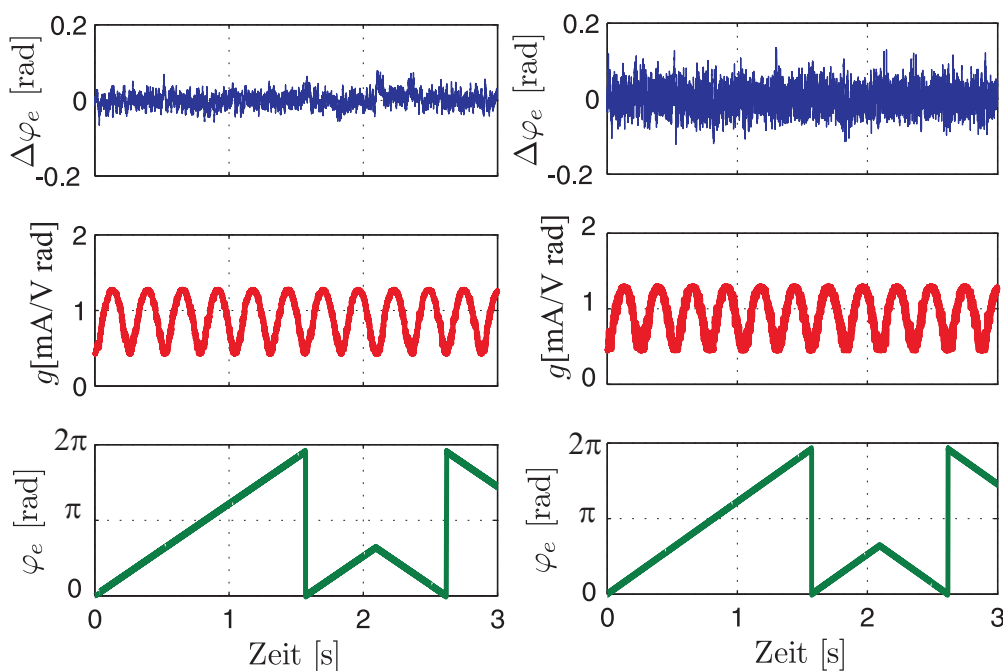


Abb. 4.24: Stabilität der Betragsoptimierung bei Rauscheinfluss für ein Anisotropieverhältnis $r = 1$ von *links*: träge eingestellter Beobachter; *rechts*: dynamisch eingestellter Beobachter

Im nächsten Versuch in Abb. 4.25 wird der gleiche Test durchgeführt, jedoch mit reduziertem Anisotropieverhältnis von $r = 0,7$. Hier zeigt sich, dass in beiden Fäl-

len, kritische Stellen vorliegen, bei denen der Winkelfehler deutliche Ausreißer aufweist. Eine minimale Reduzierung des Anisotropieverhältnisses würde für beide Filtereinstellungen zur Instabilität des Beobachters führen.

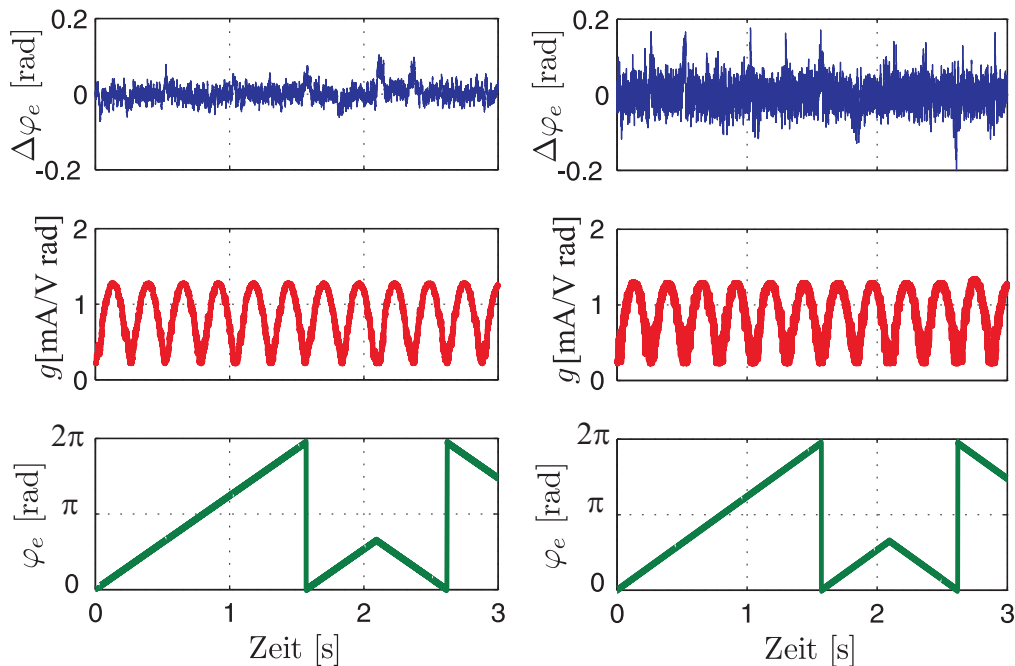


Abb. 4.25: Stabilität der Betragsoptimierung bei Rauscheinfluss für ein Anisotropieverhältnis $r = 0,7$ von *links*: träge eingestellter Beobachter; *rechts*: dynamisch eingestellter Beobachter

Als Fazit kann festgehalten werden, dass sich durch verschiedene Beobachtereinstellungen die Stabilitätsgrenze des Verfahrens bei vorhandenem Rauschen kaum beeinflussen lässt.

Daher ist es nicht zu empfehlen, in der Nähe des kritischen Anisotropieverhältnisses von 0,5 den Beobachter zu verlangsamen, wie es beispielsweise bei Grundwellenverfahren für niedrige Drehzahlen angewendet wird. Die Stabilitätsgrenze wird im Wesentlichen durch die Rauschamplitude vorgegeben und lässt sich durch eine Verlangsamung des Beobachters nur in kleinem Rahmen beeinflussen.

Die Erklärung findet sich in der indirekten Filterung des Anisotropievektors \mathbf{y}_{Δ}^s , welche nach der Berechnung des Modellfehlers durch den Beobachter stattfindet. Für die praktische Anwendung ist es daher zu empfehlen den Rauscheinfluss als solchen, beispielsweise durch eine Verbesserung der Strommessung, so stark wie möglich zu reduzieren. Die Einstellung der Beobachterparameter sollte sich an der

angestrebten Systemdynamik orientieren, und anschließend muss festgestellt werden, bis zu welchem Anisotropieverhältnis der Beobachter stabil funktioniert. Wie auch in vorherigen Unterabschnitt handelt es sich bei dieser Betrachtung um eine grobe Abschätzung. Daher kann im Rahmen dieser Arbeit kein analytischer Zusammenhang zwischen Rauschamplitude und Beobachterstabilität gegeben werden.

Die getroffenen Schlussfolgerungen basieren im Wesentlichen auf praktischen und simulativen Beobachtungen und geben daher eine grobe Richtung für die Auslegung und die Grenzen des Systems wider.

4.8 Anisotropieverhalten der untersuchten Maschine

Bei Anwendung eines Entkopplungsansatzes steht im Vordergrund, dass das Verfahren im Bereich der Variation des Anisotropieverhältnisses der Maschine stabil funktioniert. Die Randdaten der in diesem Kapitel verwendeten Maschine sind in Tab. 6.1 gegeben. Allerdings sind diese Daten wenig aussagekräftig, sobald die Maschine Mehrfachanisotropien aufweist. Das wird allein dadurch deutlich, dass eine Angabe der Induktivitäten in d - und q -Richtung nicht möglich ist, da diese positions- und lastabhängig deutlich variieren. Die für die geberlose Regelung aussagekräftigen Informationen sind in Abb. 4.26 dargestellt. Hier wird der Anisotropievektor \mathbf{y}_Δ^s , in Abhängigkeit von dem q -Strom dargestellt.

Im stromlosen Fall besitzt die untersuchte Maschine ein Anisotropieverhältnis von $r = 1,68$. Das Bestreben, diese Maschine zumindest ohne Last regeln zu können, hat die Entwicklung des Verfahrens der Betragsoptimierung motiviert.

Bei steigender Last sinkt das Anisotropieverhältnis immer weiter, bis es bei Nennlast einen Wert von $r = 0,3$ erreicht. Dabei führen Variationen des d -Stroms unabhängig vom q -Strom in positive d -Richtung zu einer Verkleinerung des Anisotropieverhältnisses und in die negative Richtung zu einer Vergrößerung. Neben der reinen Änderung des Anisotropieverhältnisses verdreht sich die Trajektorie ebenfalls bei einem vorhandenen d -Strom. Es wird deutlich, dass ab einem q -Strom von ca. 5 A die Schleifen verschwinden und das kritische Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$ erreicht wird. Unter Berücksichtigung der Erkenntnisse in Abschnitt 4.7.3 ist daher ein stabiler Betrieb der Maschine bei Verwendung der Betragsoptimierung bis zu einem q -Strom von ca. 4 A möglich.

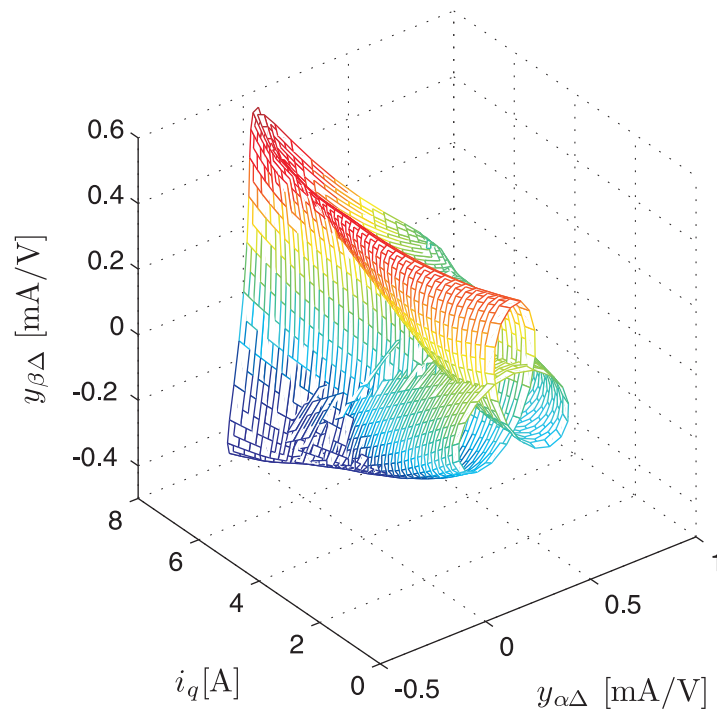


Abb. 4.26: Darstellung des Anisotropievektors in Abhängigkeit des q -Stroms für die zu untersuchende Maschine

4.9 Experimentelle Untersuchungen

Die praktische Untersuchung der in Tab. 6.1 gezeigten Maschine stellt neben der Problematik der komplizierten Admittanz-Trajektorie aus Abb. 4.26 eine weitere Herausforderung in Bezug auf die Messtechnik dar. Die Anisotropie-Komponenten $y_{\alpha\Delta}$ und $y_{\beta\Delta}$ besitzen eine sehr kleine Amplitude und sind daher messtechnisch kaum zu erfassen. In Abschnitt 3.2.4 wurde gezeigt, dass sich das SRV verbessern ließe, wenn der hochfrequente Stromrippel vergrößert wird. Das würde eine Verkleinerung der Injektionsfrequenz oder eine Erhöhung der Injektionsspannung mit sich bringen. Allerdings muss sichergestellt sein, dass durch das Erhöhen des Stromrippels nicht das Grundwellenverhalten der Maschine in Bezug auf die in Abb. 4.26 gezeigte Trajektorie geändert wird. Die für die Experimente gewählte Injektionsspannung beträgt 30% der maximalen Aussteuerung.

Dadurch resultiert ein Stromrippel von ca. 1 A Spitzenwert, was in Bezug auf Abb. 4.26 noch keine Beeinflussung bei der Erfassung darstellt. Das in diesem Abschnitt verwendete Verfahren der Beliebigen Injektion beschränkt sich auf die Anwendung der Δ^2 -Methode mit konstanten Intervallen, da ausschließlich der niedrige Drehzahlbereich im Fokus steht.

Abb. 4.27 zeigt sowohl die gemessenen Anisotropie-Komponenten als auch die im Echtzeitsystem berechneten Modellkomponenten. Die Koeffizienten für dieses Modell befinden sich in einer zweidimensionalen stromabhängigen Tabelle.

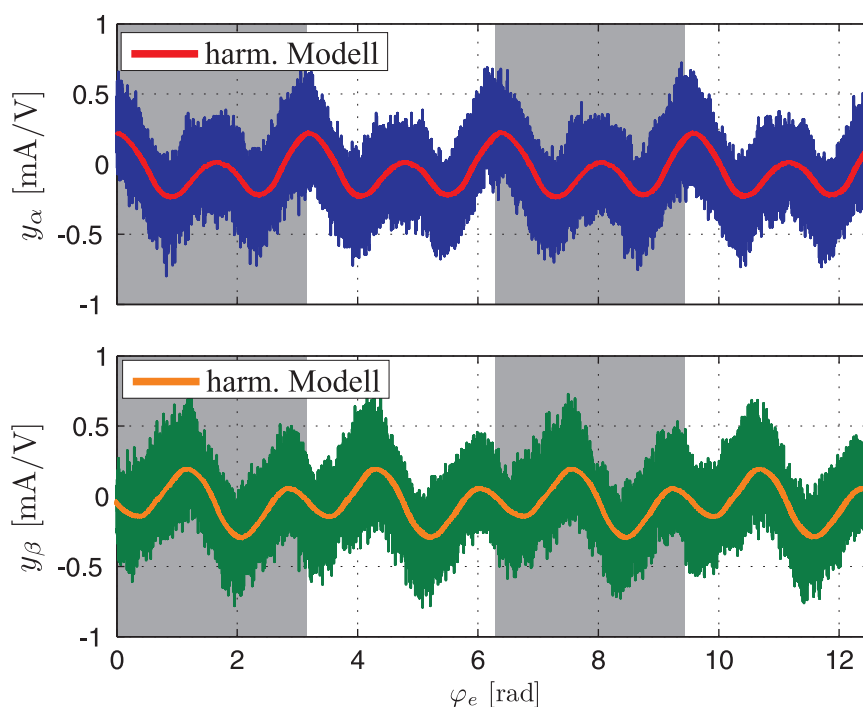


Abb. 4.27: Darstellung der gemessenen Anisotropie-Komponenten und berechneten Anisotropie-Komponenten des harmonischen Modells

Die Messung in 4.27 wurde über zwei Perioden des elektrischen Rotorwinkels durchgeführt und zeigt daher eine 4-fache Periodizität des Messsignals, die durch den farblichen Übergang gekennzeichnet ist. Die Ursache dieses sehr großen Rauschbandes begründet sich in der begrenzten Auflösung der Strommessung. Anhand der Periodizität des Signals wird deutlich, dass selbst durch eine hohe Filterung der gemessenen Anisotropie-Komponenten keine perfekte Übereinstimmung der gemessenen Signale mit den Signalen des harmonischen Modells möglich ist.

Aus diesem Grund sind bei der Anwendung dieses Verfahren deutliche Einflüsse durch Modellfehler und Rauschen vorhanden, was die in Abschnitt 4.7.2 angesprochenen Konsequenzen mit sich bringt.

Die Auswirkungen dieser Ausgangssituation sind in Abb. 4.28 dargestellt. Hier wird eine Drehzahlregelung bei einer sehr niedrigen Drehzahl von 12 rpm im geschlossenen Regelkreis gezeigt. Auf dem gemessenen Winkelfehler $\Delta\varphi_e$ kann sowohl ein periodischer positionsabhängiger Fehler erkannt werden, als auch ein weißes Rauschen. Analog zu den Messungen im Abschnitt 3.6 wird hier auch der Modellfehlerbetrag $|\Delta^2 e^s|$ dargestellt. Es zeigt sich, dass die Werte deutlich variieren, was sich durch die positionsabhängige Admittanzdifferenz erklären lässt. Im Mittel beträgt der Wert 75 mA, was etwas unter dem Modellfehlerbetrag der untersuchten SPMSM aus Tab. 6.2 liegt. In diesem Fall lassen sich allerdings mit dieser Angabe keine Rückschlüsse auf den Winkelfehler ziehen, da zusätzlich noch das harmonische Modell involviert ist. In dem Signal der gemessenen Drehzahl ω_m macht sich

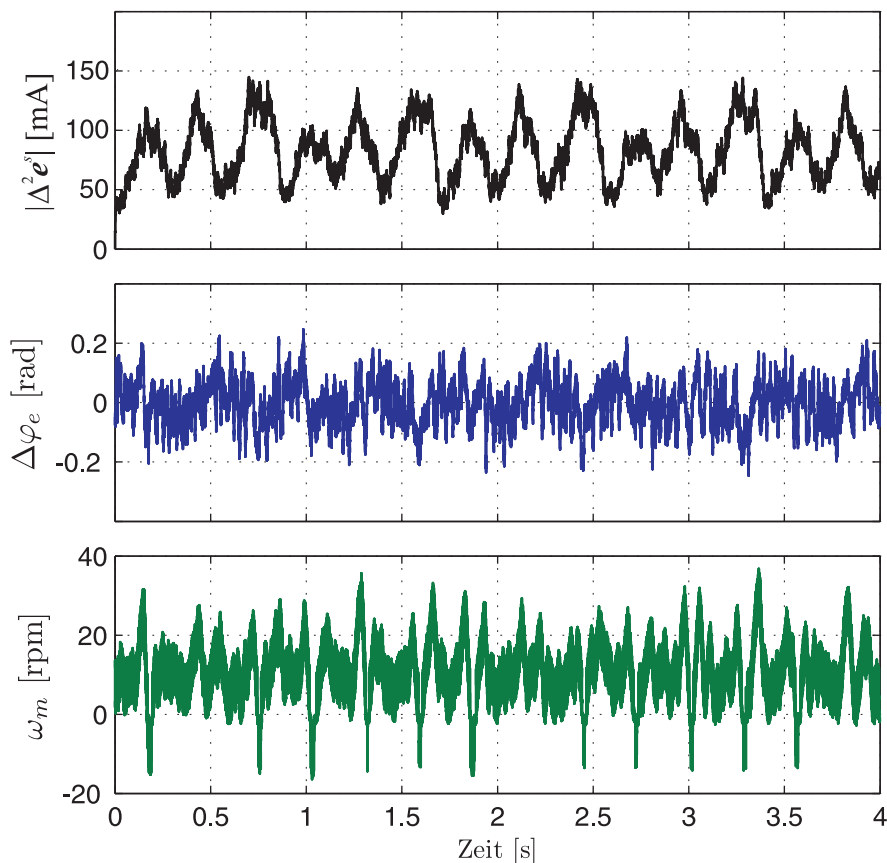


Abb. 4.28: Drehzahlregelung bei 12 rpm im Leerlauf

der positionsabhängige Fehler in Form von Drehzahlspitzen sehr deutlich bemerkbar. Die Einstellung des Drehzahlreglers stellt letztendlich ein Kompromiss aus Dynamik und Rauschen dar, welcher ursächlich durch das enorme Rauschen auf den gemessenen Anisotropie-Komponenten hervorgerufen wird.

Aufgrund der oben beschriebenen Einflüsse durch Rauschen und Modellfehler ist es bei weitem nicht möglich, die theoretische Stabilitätsgrenze von $r = 0,5$ für die Betragsoptimierung zu erreichen. In den nächsten Untersuchungen wird gezeigt, bei welchen Stromvektoren eine Rotorlagedetektion möglich ist.

Um zu vermeiden, dass die Trägheit des Beobachters dazu führt, dass kritische Winkelkonstellationen übersprungen werden, wie es bei hohen Drehzahlen möglich ist, wird die Testmaschine lediglich stromgeregelt betrieben. Neben einer sehr geringen mechanischen Solldrehzahl von 2 rpm, die von der Lastmaschine vorgegeben wird, findet zusätzlich noch ein Reversiervorgang statt.

In Abb. 4.29 wird die Maschine mit einem q -Strom von 2,3 A betrieben. Für das Anisotropieverhältnis von $r = 1$ durchläuft die Anisotropietrajektorie einen Punkt, bei dem die Admittanzdifferenzmatrix Y_{Δ}^s gleich null ist. Der Punkt ist allerdings unkritisch, da durch das Modell die Richtung für die Optimierung vorgegeben ist.

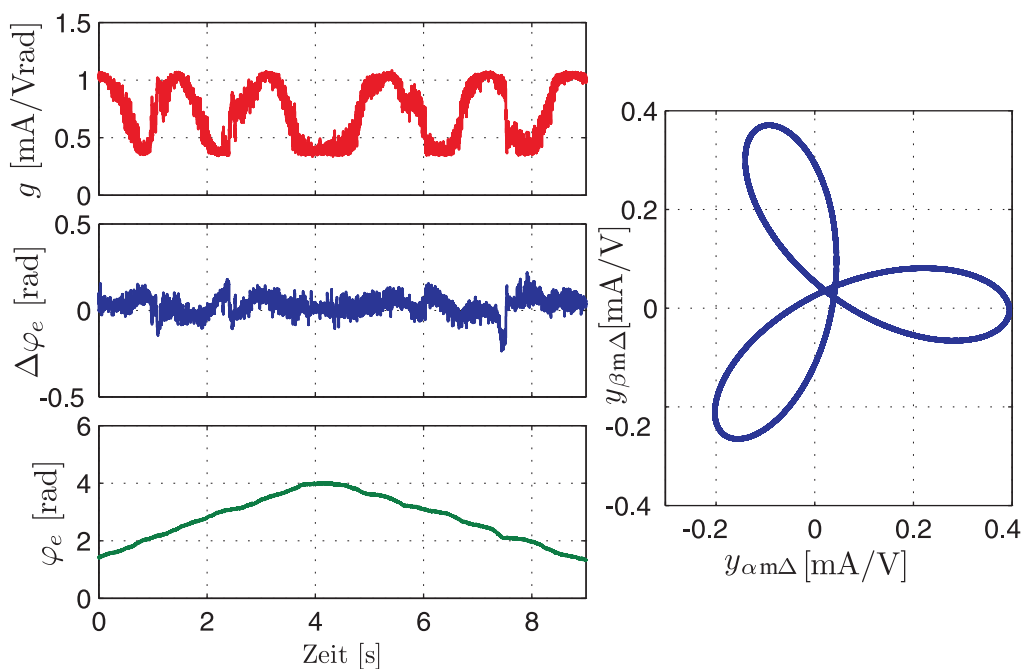


Abb. 4.29: links: Stromregelung mit einem q -Strom von 2,3 A bei geringen Drehzahlen; rechts: Darstellung der dazugehörigen Anisotropietrajektorie

Der Sollstrom in Abb. 4.30 beträgt 3 A in der q -Achse. Verglichen zu 4.29 sinkt der Wert der Modelländerung g unter 0,5 mA/Vrad. Dieser Betriebsbereich ist deutlich kritischer, da sich lokale Minima sehr dicht dem globalen Minimum nähern. Je stärker sich die Änderung des Modells dem Wert null nähert, umso größer ist die Wahrscheinlichkeit, dass der Beobachter fälschlicherweise zu einem der benachbarten lokalen Minima wechselt. Aufgrund der Einflüsse von Rauschen und Modellfehlern ist dieser kritische Punkt schon bei der in Abb. 4.30 gezeigten Anisotropietrajektorie erreicht. Die Ursachen für diese Problematik wurden in Abschnitt 4.7 behandelt.

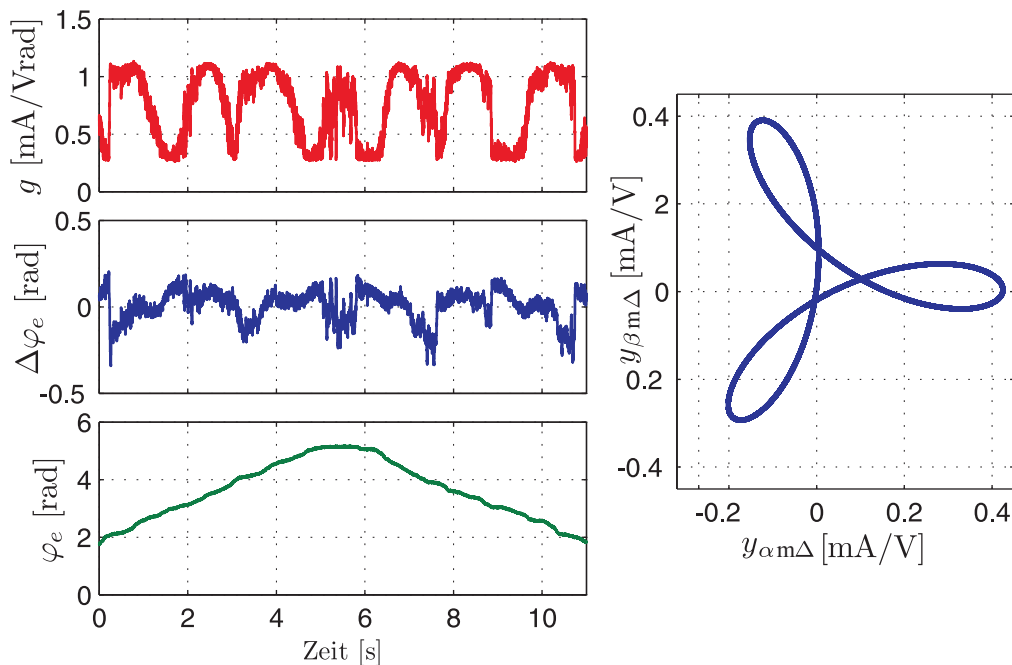


Abb. 4.30: *links*: Stromregelung mit einem q -Strom von 3 A bei geringen Drehzahlen; *rechts*: Darstellung der dazugehörigen Anisotropietrajektorie

Eine weitere Erhöhung des q -Stroms ohne Reduzierung des Anisotropieverhältnisses r wird in Abb. 4.31 gezeigt. Ab einem q -Strom von 3 A wird ein zusätzlicher negativer d -Strom erzeugt, der linear mit dem q -Strom ansteigt. Aus Effizienzgründen wird der d -Strom bei -1 A und der q -Strom bei 4 A begrenzt. Eine weitere Reduzierung des d -Stroms wird nicht empfohlen und auch nicht untersucht.

Nachdem der Lastbereich bekannt ist, in dem ein stabiler geberloser Betrieb der Maschine gewährleistet ist, werden die nachfolgenden Messungen im drehzahlregulierten geberlosen Betrieb durchgeführt.

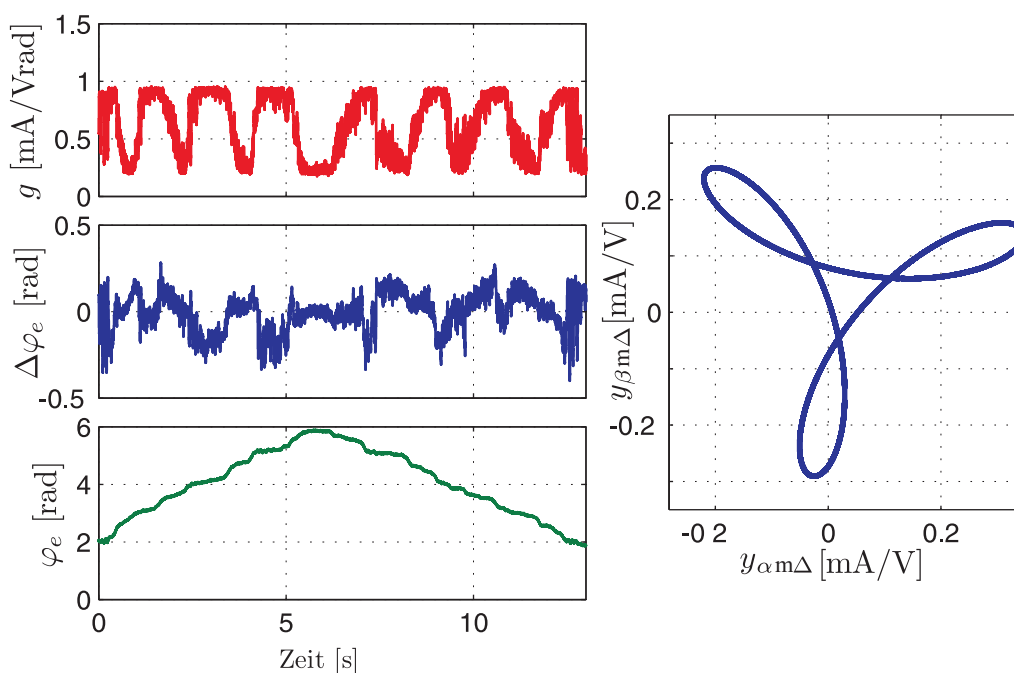


Abb. 4.31: *links*: Stromregelung mit einem q -Strom von 4 A und einem d -Strom von -1 A bei geringen Drehzahlen; *rechts*: Darstellung der dazugehörigen Anisotropietrajektorie

Analog zu Abb. 4.31 wird der q -Strom bei 4 A begrenzt, wodurch es möglich ist, die Maschine bis zu 60% der Nennlast zu betreiben.

Der in Abb. 4.32 dargestellte Offset im Winkelfehler während der Beschleunigungs- und Verzögerungsphase wird durch die Dynamik des Beobachters hervorgerufen. Im Vergleich zu Abb. 4.27 fällt der gemessene Winkelfehler deutlich geringer aus. Der Grund hierfür liegt in der Filterung durch den Beobachter. Bei hohen Drehzahlen steigt ebenfalls die Frequenz des lageabhängigen Winkelfehlers, wodurch eine stärkere Dämpfung hervorgerufen durch den Beobachter vorliegt.

Ein Lastsprung und eine stationäre Belastung ist in Abb. 4.33 dargestellt. Damit Reserven für die Drehzahlregelung bestehen, wird der Lastsprung in Höhe des halben Nennmoments der Maschine durchgeführt. Die gemessene Drehzahl sinkt kurz ab und kehrt anschließend wieder zur vorgegebenen Referenzdrehzahl zurück. Durch die Berücksichtigung der Phasenlage der harmonischen Anisotropien im Maschinenmodell erzeugt eine stationäre Last keinen Winkelfehler, wie in Kapitel 3.1 gezeigt.

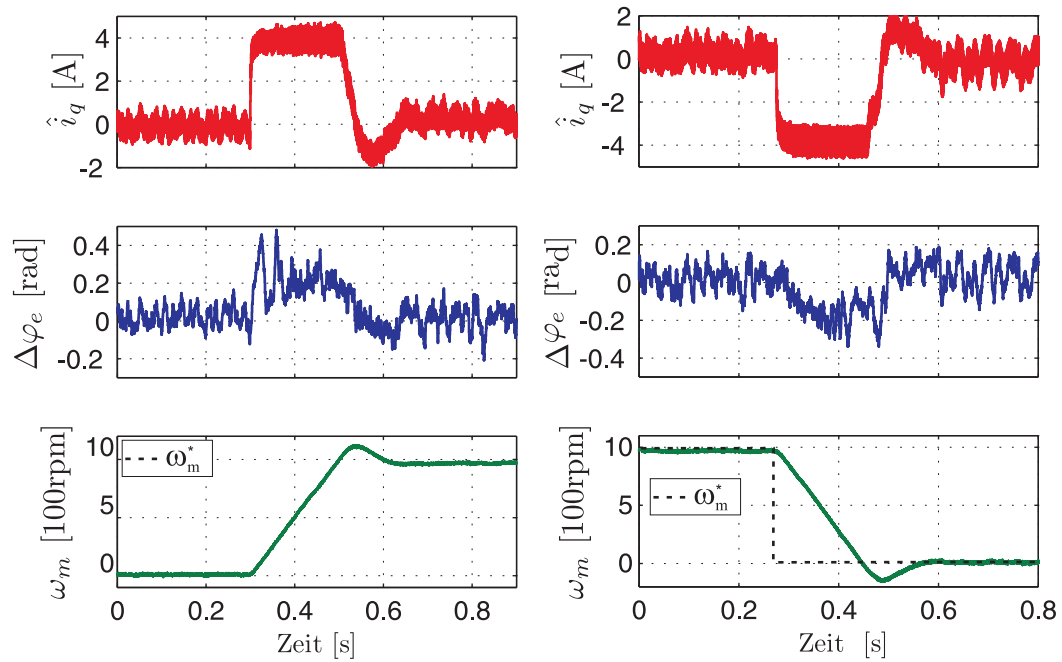


Abb. 4.32: Beschleunigungs- und Verzögerungsvorgang

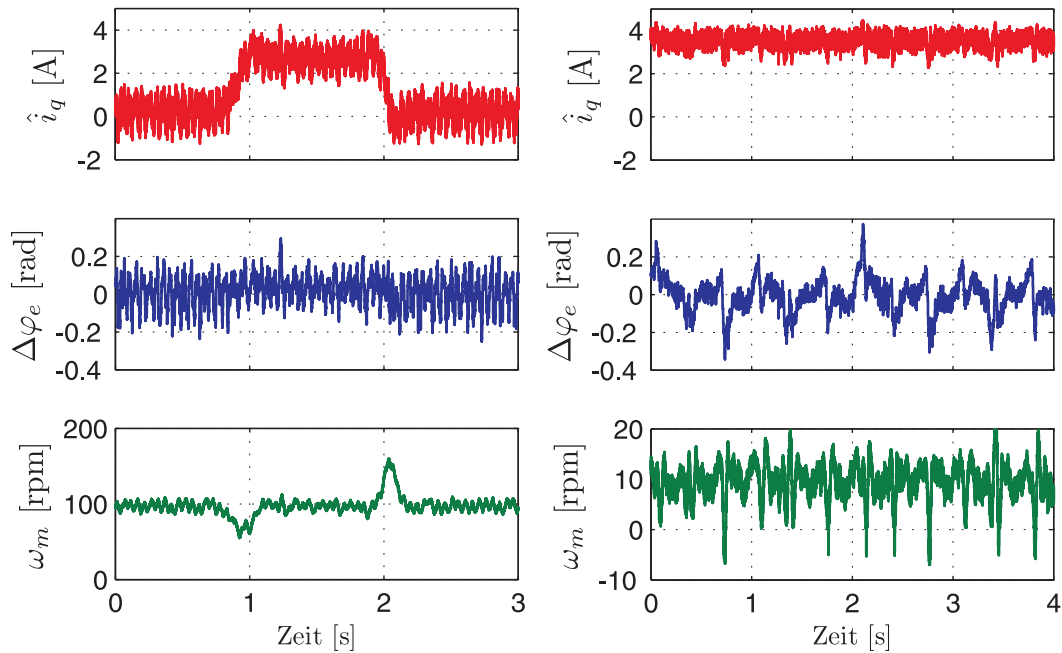


Abb. 4.33: links: Lastsprung auf halbes Nennmoment bei 100 rpm; rechts: Stationäre Last mit 60% Nennmoment bei 10 rpm

Die stationäre Belastung in Abb. 4.33 wurde bei einer sehr geringen Drehzahl von 10 rpm durchgeführt. Während dieser Messung fließt der maximale q -Strom in Höhe von 4 A. Diese Messung stellt die höchsten Ansprüche an das Verfahren, da die Maschine dauerhaft an der Stabilitätsgrenze betrieben wird. Durch die sehr geringe Drehzahl würde eine kurzzeitige Fehlausrichtung auf eines der benachbarten lokalen Minima, zu einem signifikanten Winkelfehler führen, wodurch eine Drehzahlregelung nicht mehr möglich wäre.

4.10 Zusammenfassung harmonische Anisotropien

Es wurde ein Verfahren zur geberlosen Regelung von Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien vorgestellt. Gegenüber bekannten Methoden, die nur stabil funktionieren, solange die niederharmonischste Anisotropie dominiert $r < 0,5$, weist diese Methode grundsätzlich keine Beschränkung hinsichtlich der Verhältnisse der Anisotropien auf. Durch Aufhebung dieser Einschränkung ist die Bandbreite an Synchronmaschinen, die geberlos betrieben werden können, deutlich vergrößert worden. Das vorgestellte Verfahren basiert auf einem mehrdimensionalen nichtlinearen Beobachter und wird als Betragsoptimierung bezeichnet. Anhand von simulativen Untersuchungen wurde das Verfahren hinsichtlich der Einflüsse von Modellfehlern und Rauschen analysiert. Da diese Methode auf einem gradientenbasierten Minimierungsansatz aufbaut, besteht das bekannte Problem, dass eine Unterscheidung zwischen lokalen und globalen Minima vorliegen muss. Für ein bestimmtes Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$ ist eine Trennung mit diesem Verfahren nicht mehr möglich, da der ungünstige Fall eintritt, dass lokale Minima mit dem globalen Minimum zusammenlaufen.

Die für die experimentellen Untersuchungen verwendete Maschine weist ein Anisotropieverhältnis von $r = 1,68$ im lastfreien Zustand auf und kann daher mit bekannten Verfahren nicht geberlos betrieben werden. Durch die Anwendung des Ansatzes der Beliebigen Injektion in Kombination mit der Betragsoptimierung ist es möglich, die Maschine bis zu 60% der Nennlast geberlos drehzahl geregelt zu betreiben. Die Beschränkung des Lastbereichs wird durch die arbeitspunktabhängige Änderung des Anisotropieverhältnisses hervorgerufen.

Um die letzte Beschränkung hinsichtlich des Anisotropieverhältnisses für das Verfahren der Betragsoptimierung aufheben zu können ist es erforderlich für das spezielle Anisotropieverhältnis von $r = 0,5$ eine Zuordnungsvorschrift zu finden. Das könnte im Rahmen zukünftiger Arbeiten auf Basis einer Erweiterung des Beobachters um eine weitere rotorlageabhängige Dimension stattfinden, oder durch eine intelligente Zuordnung der Minima kurz nach den kritischen Betriebspunkten.

Kapitel 5

Zusammenfassung

Die permanent erregte Synchronmaschine zeichnet sich durch einen hohen Wirkungsgrad, hohe Leistungsdichte und gute dynamische Eigenschaften aus. Um diese Vorteile nutzen zu können, muss die feldorientierte Regelung eingesetzt werden, für die wiederum erforderlich ist, die Rotorposition der Maschine zu kennen. Die Anwendung geberloser Verfahren stellt eine attraktive Alternative zu den vergleichsweise teuren, platzraubenden und empfindlichen Drehgebern dar. Insbesondere durch die Weiterentwicklung der Sensorik und Mikroelektronik ist es möglich, die Eigenschaften der geberlosen Methoden stetig zu verbessern.

Neben den bekannten Vorteilen geberloser Verfahren gegenüber geberbehafteten Systemen bestehen jedoch auch einige Nachteile bei der Anwendung der geberlosen Regelung.

1. Insbesondere im niedrigen Drehzahlbereich verursachen geberlose Verfahren ein zusätzliches Geräusch, was durch die hochfrequenten Signale zur Detektion der Anisotropie verursacht wird.
2. Einige Anisotropiemethoden weisen verfahrensbedingte Grenzen hinsichtlich der Dynamik und des Betriebsbereiches auf. Das führt insbesondere zu Einschränkungen im hohen Drehzahl- bzw. Feldschwächbereich.
3. Der Übergangsbereich zwischen Anisotropie- und Grundwellenverfahren ist bei hybriden Verfahren nicht unkritisch.
4. Maschinen mit Einzelzahnwicklung können aufgrund von harmonischen Anisotropien eine Herausforderung für die geberlose Regelung darstellen.
5. Der Überlastbereich für anisotropiebasierte Methoden ist begrenzt.

6. Die geberlose Regelung im gesamten Drehzahlbereich erfordert eine Mindestanisotropie der Maschine.
7. Aufgrund zusätzlicher Injektion und vorhandenen Winkelfehlern ist die Effizienz geringer gegenüber geberbehafteten Systemen.
8. Die Qualität der Strommessung bestimmt im Wesentlichen die Genauigkeit und Dynamik der Winkelschätzung. Besonders im Low Cost Sektor können durch diese Anforderung versteckte Zusatzkosten anfallen.
9. Abhängig von der eingesetzten Methode zur geberlosen Regelung ist eine Justierung der Parameter notwendig, welche Expertenwissen voraussetzt.

Durch die Forschungsarbeiten im Bereich der geberlosen Regelung finden stetige Verbesserungen bezüglich der oben genannten Punkte statt, wodurch das Spektrum der Anwendungen für geberlose Verfahren zunimmt.

Die Beiträge in dieser Arbeit adressieren sich im Wesentlichen auf Punkte 2,3 und 9 durch das Verfahren der Beliebigen Injektion und Punkt 4 mit der Betragsoptimierung zur Regelung von Maschinen mit ausgeprägten harmonischen Anisotropien. Alle anderen Punkte beziehen sich auf maschinendesignspezifische Merkmale und hardwaretechnische Eigenschaften, wobei Letztgenannte im Wesentlichen die Stromfassung betreffen.

Im Hinblick auf transiente Vorgänge besitzt das Verfahren der Beliebigen Injektion den Vorteil, dass keine Trennung zwischen grundwellen- und hochfrequenten Anteilen mehr vorliegt. Hierdurch ist die Performanz der Methode maßgeblich von der Qualität der Strommessung abhängig und nicht von bestehenden algorithmischen Zwängen.

Ein wesentlicher Punkt, welcher dazu beiträgt, dass das Verfahren der Beliebigen Injektion system- und maschinenunabhängig eingesetzt werden kann, liegt in der direkten Positionsermittlung. Da zur Ermittlung der Rotorlage keine Rückführungen oder Filter eingesetzt werden müssen, besteht auch kein Bedarf, Verstärkungsfaktoren einzustellen.

Eine notwendige zeitliche Filterung wird auf Basis des berechneten Winkels durchgeführt. Hierbei kann der Anwender transparent erkennen, welche Einstellung vorgenommen werden muss, um einen Kompromiss aus gewünschter Dynamik und Rauschunterdrückung zu finden.

Da das Verfahren der Beliebigen Injektion insbesondere im hohen Drehzahlbereich keine zusätzliche Spannungsinjektion benötigt, kann diese Methode im gesamten Drehzahlbereich eingesetzt werden.

Die Notwendigkeit zusätzlich ein grundwellenbasiertes Verfahren für den hohen Drehzahlbereich einsetzen zu müssen entfällt damit. Die Vermeidung einer Übergangsproblematik zwischen zwei Verfahren erhöht die Robustheit und vermindert die Komplexität für die Rotorlagebestimmung.

Durch die Erweiterung des Verfahrens der Beliebigen Injektion mit dem Verfahren der Betragsoptimierung wird eine geberlose Regelung für Synchronmaschinen mit ausgeprägten harmonischen Anisotropien ermöglicht. Maschinen mit harmonischen Anisotropien besitzen in der Regel eine Statoreinzelzahnwicklung, welche wesentliche Vorteile hinsichtlich der Produktionskosten und der Baulänge gegenüber der herkömmlichen Synchronmaschine mit verteilter Statorwicklung aufweist.

In [Fer07] wurde in der Zusammenfassung darauf hingewiesen, dass die geberlose Regelung der Synchronmaschine mit Einzelzahnwicklung bisher noch nicht hinreichend untersucht ist, allerdings die Lösung dieses Problems von großer Bedeutung ist, da dieser Maschinentyp den Markt der geberlos geregelten Maschinen dominieren könnte.

Bisherige Ansätze zur Regelung von Synchronmaschinen mit harmonischen Anisotropien sind hinsichtlich des Verhältnisses der Anisotropien begrenzt. Daher gibt es Synchronmaschinen, welche als nicht geberlos regelbar klassifiziert werden.

Durch das Verfahren der Betragsoptimierung, was auf einem mehrdimensionalen nichtlinearen Minimierungsverfahren basiert, ist es möglich, eine Zuordnung zwischen Rotorposition und Anisotropie zu schaffen, auch wenn die Anisotropie oberhalb dieses kritischen Anisotropieverhältnisses liegt. Die experimentelle Verifikation der Methode findet an einer Maschine statt, welche bisher als geberlos nicht regelbar eingestuft wurde.

Weitere Untersuchungen des Verfahrens der Betragsoptimierung können die Unterscheidung zwischen lokalen Minima und dem globalen Minimum betreffen.

Durch das Verfahren der Beliebigen Injektion wurde ein verallgemeinerter Ansatz zur anisotropiebasierten geberlosen Regelung vorgestellt, welcher bisher bestehende Annahmen nicht voraussetzt. Mit der Erweiterung der Betragsoptimierung wird die bekannte Einschränkung hinsichtlich des Anisotropieverhältnisses aufgehoben und eine Basis für weitere Verbesserungen geschaffen.

Kapitel 6

Anhang

6.1 Prüfstands- und Maschinendaten

Der Prüfstand besteht aus einem Prüf- und einem Lastumrichter. Der Lastumrichter der Firma Danfoss 5,5 KW, wird über die Standardsoftware des Umrichters betrieben. Der Prüfumrichter der Firma SEW 10 KW ist in der Weise modifiziert, dass die PWM Signal extern vorgegeben werden können. Mittels Lichtwellenleiter werden die PWM Signale vom Echtzeitsystem an den Umrichter übertragen. Das Echtzeitsystem basiert auf einem 1,4 GHz Pentium M Industriecomputer mit 1 GB RAM. Das Betriebssystem Linux bietet ein Echtzeitinterface, in welchem die für die Maschinenregelung verwendeten Algorithmen mit 16 kHz berechnet werden. Mittels ISA BUS werden die PWM-Zeiten an einen FPGA übertragen. Der FPGA überträgt die gemessenen Stromwerte und gibt den Interrupt für die Echtzeitberechnungen vor. Durch diese Kombination aus FPGA und Pentium CPU bietet das System viel Potenzial, da der FPGAs sicherstellt, dass das Timing für alle Prozesse eingehalten wird. Die Pentium CPU ermöglicht eine Programmierung der Algorithmen in C und besitzt eine Fließkommaeinheit. Die Stromerfassung erfolgt über eine externe Strommessbox, welche mit drei Stromsensoren der Firma Sensitec des Typs CMS 3015 ausgestattet ist. Der maximale Strommessbereich beträgt ± 10 A. Die A/D-Wandlung im Echtzeitsystem wird mit 12 Bit durchgeführt. Die Schaltfrequenz, welche durch das Echtzeitsystem vorgegeben wird, beträgt 8 KHz. Aufgrund der doppelt so schnellen Berechnung der PWM-Zeiten handelt es sich um eine unsymmetrische PWM. In Abb. 6.1 sind alle Komponenten des Prüfstands dargestellt. Die für die Untersuchungen verwendeten Prüfmaschinen sind in den Tabellen 6.1, 6.3 und 6.2 dargestellt.

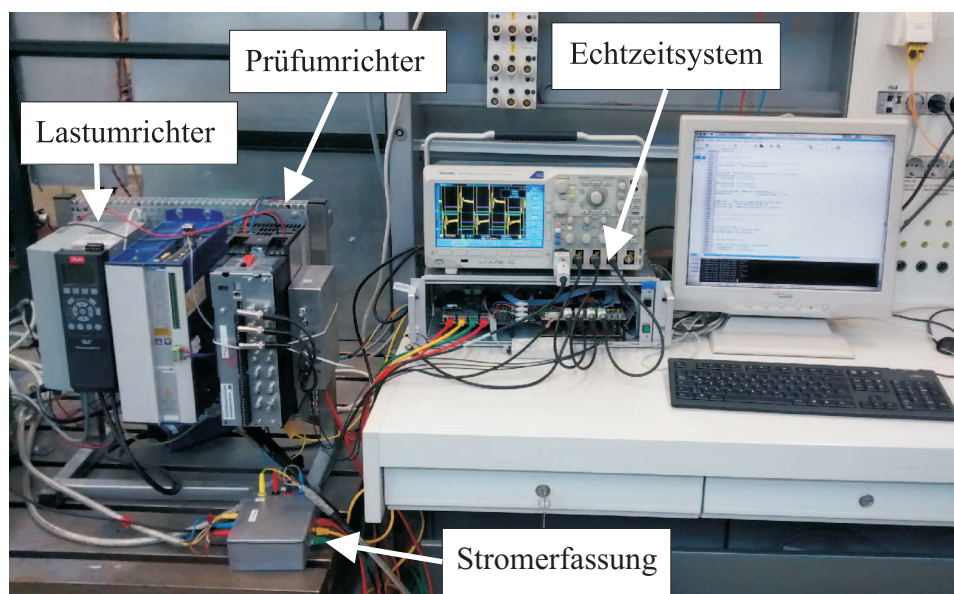


Abb. 6.1: Echtzeitsystem und Umrichter

Tabelle 6.1: SEW Maschine

Hersteller	SEW
Nennleistung P_N	2,2 KW
Nennmoment τ_{mN}	7,1 Nm
Nennstrom I_N	4,95 A
Nennzahl ω_{mN}	3000 rpm
Polpaarzahl Z_p	3
Nennspannung U_N	400 V
Stator Induktivität L_Σ	13mH
Stator Widerstand R	2,07 Ω
Permanentfluss Ψ_{PM}	0,16 Vs

Tabelle 6.2: B&R Maschine

Hersteller	B&R
Nennleistung P_N	0,678 KW
Nennmoment τ_{mN}	2,16 Nm
Nennstrom I_N	1,62 A
Nenndrehzahl ω_{mN}	3000 rpm
Polpaarzahl Z_p	3
Nennspannung U_N	330 V
Stator Induktivität L_d, L_q	14,11, 17,85 mH
Stator Widerstand R	7,5 Ω
Permanentfluss Ψ_{PM}	0,23 Vs

Tabelle 6.3: Merkes Maschine

Hersteller	Merkes
Nennleistung P_N	2,1 KW
Nennmoment τ_{mN}	10,5 Nm
Nennstrom I_N	4,3 A
Nenndrehzahl ω_{mN}	2000 rpm
Polpaarzahl n_p	3
Nennspannung U_N	300 V
Stator Induktivität L_d, L_q	6,6, 16,6 mH
Stator Widerstand R	3,36 Ω
Permanentfluss Ψ_{PM}	0,15 Vs

6.2 Notationen

Allgemeine Bezeichnungen

T	allgemeine Drehmatrix
S	Matrixdrehung um den doppelten Winkel
I	Einheitsmatrix
J	Matrixdrehung um 90° Grad
\mathbf{i}^s	\mathbf{i} in Statorkoordinaten mit den orthogonalen Achsen α und β
\mathbf{i}^r	\mathbf{i} in Rotorkoordinaten mit den orthogonalen Achsen d und q
\mathbf{i}^u	\mathbf{i} in Spannungskoordinaten mit den orthogonalen Achsen x und y
$\sigma_m(z)$	gemessene RMS-Abweichung von z
$\sigma_c(z)$	berechnete RMS-Abweichung von z

Sollwerte

\mathbf{u}_{ref}	Sollspannungsvektor
\mathbf{i}_{ref}	Sollstromvektor
ω_e^*	elektrische Solldrehzahl

zeitliche Zusammenhänge

T_s	PWM- Periodendauer
T_0	Abtastzeit
t_i	Einschaltdauer der diskreten PWM Zeiger
\mathbf{u}_i	diskreter PWM Spannungszeiger
$\mathbf{i}[n_z]$	mittensynchroner Strommesspunkt z Schritte in der Vergangenheit
$\mathbf{i}[n_a]$	Strommesspunkt kurz vor dem ersten aktiven Schaltzustand
$\mathbf{i}[n_b]$	Strommesspunkt kurz vor dem zweiten aktiven Schaltzustand
$\mathbf{i}[n_c]$	Strommesspunkt kurz vor dem dritten aktiven Schaltzustand

Synchronmaschine

R	Statorwiderstand
Z_p	Polpaarzahl
Ψ_{PM}	Permanentfluss
φ_e	elektrische Rotorposition
φ_m	mechanische Rotorposition
ω_e	elektrische Drehzahl
ω_m	mechanische Drehzahl
τ_e	elektrisches Drehmoment
τ_m	mechanisches Drehmoment
ϑ^r	Stromwinkel in Rotorkoordinaten
ϑ^s	Stromwinkel in Statorkoordinaten
\mathbf{u}	Statorspannungsraumzeiger
\mathbf{i}	Statorstromraumzeiger
p_e	elektrische Leistung
p_m	mechanische Leistung
ψ	Hauptfluss
ψ_r	Rotorfluss
ψ_s	Statorfluss
\mathbf{L}	Induktivitätsmatrix
L_Σ	mittlere Induktivität
L_Δ	Induktivitätsdifferenz

Beliebige Injektion

$\Delta \mathbf{i}$	Stromänderung
$\Delta \varphi_a$	Abweichung zwischen Rotorlage und Winkel der Anisotropie
$\Delta \mathbf{i}_\Sigma$	isotrope Stromänderung
\mathbf{e}	Modellabweichung
\mathbf{f}	Ergebnisvektor der Anisotropie
φ_a	Winkel der Anisotropie
\mathbf{Y}	Admittanzmatrix
Y_Σ	mittlere Admittanz
Y_Δ	Admittanzdifferenz
\mathbf{u}_c	Injektionsspannung
$\Delta \mathbf{i}_{LF}$	niederfrequente Stromänderung
$\Delta \mathbf{i}_{HF}$	hochfrequente Stromänderung
$\Delta \mathbf{i}_{EMK}$	Stromanstieg verursacht durch die EMK

Δ -Verfahren

$\Delta(\Delta i)$	Stromänderung
$\Delta(\Delta i_\Sigma)$	isotrope Stromänderung
Δe	Modellabweichung
Δu	hochfrequente Spannung
c_Δ	Signalgehalt der Injektion

 Δ^2 -Verfahren

$\Delta^2(\Delta i)$	Stromänderung
$\Delta^2(\Delta i_\Sigma)$	isotrope Stromänderung
$\Delta^2 e$	Modellabweichung
$\Delta^2 u$	hochfrequente Spannung
c_{Δ^2}	Signalgehalt der Injektion

Betragsoptimierung

$\Delta\varphi_e$	Abweichung zwischen Rotorlage und beobachteten Rotorwinkel
e_B	Modellabweichung
e'_B	diskrete Ableitung der Modellabweichung
e'_{Bg}	gewichtete diskrete Ableitung der Modellabweichung
r	Anisotropieverhältnis
g	Betrag der Modelländerung
ξ	Winkel der Minimierung
k	Ordnung der Anisotropie
φ_{ma}	Winkel der Anisotropie des harmonischen Modells
\mathbf{Y}_m	harmonisches Admittanzmodell
\mathbf{Y}_Δ	Admittanzdifferenz
$\mathbf{Y}_{m\Delta}$	harmonische Admittanzdifferenz
\mathbf{y}_Δ	Anisotropievektor
$\mathbf{y}_{m\Delta}$	harmonischer Anisotropievektor
$Y_{k\Delta a}$	Koeffizient des harmonischen Modells
$Y_{k\Delta b}$	Koeffizient des harmonischen Modells

6.3 Abkürzungen

A/D	analog/digital
ASM	Asynchronmaschine
CPU	<i>central processing unit</i>
eEMK	erweiterte elektromotorische Kraft
EMK	elektromotorische Kraft
FIPMSM	<i>field intensified interior permanent magnet synchronous machine</i>
FOR	feldorientierte Regelung
FPGA	<i>field programmable gate array</i>
IGBT	<i>insulated-gate bipolar transistor</i>
IPMSM	<i>interior permanent magnet synchronous machine</i>
MOSFET	<i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
MTPA	maximum torque per ampere
PI	Proportional Integral
PLL	<i>phase lock loop</i>
PMSM	permanent erregte Synchronmaschine
PWM	Pulsbreitenmodulation
RMS	<i>root mean square</i>
RSM	Reluktanz Synchronmaschine
SM	Synchronmaschine
SPMSM	<i>surface mounted permanent magnet synchronous machine</i>
SRV	Signal Rausch Verhältnis
THD	<i>Total harmonic distortion</i>

6.4 Vorveröffentlichungen

Die folgenden Arbeiten gelten als Vorveröffentlichungen für die vorliegende Dissertation.

- D. Paulus, P. Landsmann and R. Kennel "Sensorless field- oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation," Sym. on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), pp.41–46, 2011
- D. Paulus, P. Landsmann and R. Kennel "Saliency based sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines in the whole speed range," Sym. on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), pp.1–6, 2012
- D. Paulus, P. Landsmann, S. Kuehl and R. Kennel "Arbitrary injection for permanent magnet synchronous machines with multiple saliencies," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.511–517, 2013
- D. Paulus, P. Landsmann and R. Kennel "General arbitrary injection approach for synchronous machines," Sym. on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), pp.1–6, 2013

Literaturverzeichnis

- [BFB13] N. Bianchi, E. Fornasiero, and S. Bolognani. Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection. In *IEEE Transactions on Industry Applications vol.49*, pages 1333–1342, 2013.
- [BM10a] F. De Belie and J. Melkebeek. Seamless integration of a low-speed position estimator for IPMSM in a current-controlled voltage-source inverter. In *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 50–55, 2010.
- [BM10b] F. De Belie and J. Melkebeek. Seamless integration of a low-speed position estimator for IPMSM in a current controlled voltage-source inverter. In *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, 2010*, pages 50–55, 2010.
- [CGW⁺14] Z. Chen, J. Gao, F. Wang, Z. Ma, Z. Zhang, and R. Kennel. Sensorless control for spmsm with concentrated windings using multi-signal injection method. In *IEEE Trans. Ind. Electron. to appear*, pages 1–10, 2014.
- [CL98a] M.J. Corley and R.D Lorenz. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In *IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 34, no. 4*, pages 784–789, 1998.
- [CL98b] M.J. Corley and R.D. Lorenz. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 4*, pages 784–789, 1998.
- [CLK11] J. Cordier, P. Landsmann, and R. Kennel. The influence of magnetic hysteresis on hf injection based inductance calculation. In *Energy*

- Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, pages 638–645, 2011.
- [dK06] H. de Kock. *Dynamic Control of the Permanent Magnet Assisted Reluctance Machine with Constant Current Angle*. Master-Thesis, Stellenbosch Univ., 2006.
- [DL98] M.W. Degner and R.D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in ac machines. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pages 1097–1104, 1998.
- [Fer07] O. Ferreira. *Kompensation der Betriebsabhängigkeiten der Anisotropie im Hinblick auf die geberlose Regelung von Synchronmaschinen*. Dissertation, Wuppertal, 2007.
- [FK76] J.R. Frus and B.C. Kuo. Closed-loop control of step motors using waveform detection. In *Proc. Int. Conf. Stepping Motors and Systems*, pages 77–84, 1976.
- [FKL09] L. Fahrmeir, T. Kneip, and S. Lang. *Regression*. Springer, 2009.
- [GASM07] Q. Gao, G. M. Asher, M. Sumner, and P. Makys. Position estimation of ac machines over a wide frequency range based on space vector PWM excitation. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 4, pages 1001–1011, 2007.
- [HJ94] J. Holtz and J. Juliet. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. In *Proceedings of the IEEE*, vol.82, no.8, pages 1194–1214, 1994.
- [HJ05] J. Holtz and J. Juliet. Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pages 1675–1682, 2005.
- [HK09] W. Hammel and R. Kennel. Integration of alternating carrier injection in position sensorless control without any filtering. In *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, pages 3830–3836, 2009.
- [HQ02] J. Holtz and J. Quan. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pages 1087–1094, 2002.

- [HTHL11] M. Hinkkanen, T. Tuovinen, L. Harnefors, and J. Luomi. A combined position and stator-resistance observer for salient pmsm drives: design and stability analysis. In *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pages 601–609, 2011.
- [JL95] P.L. Jansen and R.D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pages 240–247, 1995.
- [KKS⁺11] S. Kim, Y. Kwon, S. Sul, J. Park, and S.M. Kim. Position sensorless operation of IPMSM with near PWM switching frequency signal injection. In *IEEE Int. Conf. on Power Electronics and ECCE Asia*, pages 1660–1665, 2011.
- [KLK12] S. Kuehl, P. Landsmann, and R. Kennel. Compensating angle estimation errors caused by magnetic saturation in anisotropy-based sensorless control schemes. In *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, vol. 27, no. 5, pages 1–6, 2012.
- [Lan14] P. Landsmann. *Sensorless Control of Synchronous Machines by Linear Approximation of Oversampled Current*. Dissertation, München, 2014.
- [Lei11a] R. Leidhold. Autonomous position estimation for pm synchronous motors. In *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 8–12, 2011.
- [Lei11b] R. Leidhold. Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero-sequence carrier injection. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 58, no. 12, pages 5371–5379, 2011.
- [LHK11] P. Landsmann, C. M. Hackl, and R. Kennel. Eliminating all machine parameters in encoderless predictive torque control without signal injection. In *Conf.IEMDC*, pages 1259–1264, 2011.
- [LK12] P. Landsmann and R. Kennel. Saliency based sensorless predictive torque control with reduced torque ripple. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, pages 4311–4320, 2012.
- [LK13] P. Landsmann and R. Kennel. Q-axis pulse based identification of the anisotropy displacement over load for surface mounted pmsm. In *Sym. on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*, pages 1–6, 2013.

- [LKH03] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz. Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. In *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf.*, vol. 2, pages 1211–1217, 2003.
- [LKL12] N. Limsuwan, T. Kato, and R.D. Lorenz. Concurrent design of interior-permanent-magnet machines for self-sensing and power conversion. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pages 2157–2164, 2012.
- [LPK11] P. Landsmann, D. Paulus, and R. Kennel. Online identification of load angle compensation for anisotropy based sensorless control. In *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011 Symposium on*, pages 80–84, 2011.
- [LPSK10] P. Landsmann, D. Paulus, P. Stolze, and R. Kennel. Saliency based encoderless predictive torque control without signal injection. In *Int. Power Electron. Conf.*, vol.6, pages 1–2, 2010.
- [PSK13] D. Paulus, J.F. Stumper, and R. Kennel. Sensorless control of synchronous machines based on direct speed and position estimation in polar stator-current coordinates. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pages 2503–2513, 2013.
- [Rau09] R. Raute. *Sensorless Control of AC Machines for Low and Zero Additional Test Signal Injection*. Dissertation, Nottingham, 2009.
- [RGFL08] D.D. Reigosa, P. Garcia, F. Briz, and R.D Lorenz. Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless controlled IPM synchronous machines. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pages 1758–1767, 2008.
- [SAS06] C. Silva, G.M. Asher, and M. Sumner. Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless pm motor drives including zero speed. In *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pages 373–378, 2006.
- [Sch88] M. Schroedl. Detection of the rotor position of a permanent magnet synchronous. In *IEEE Int. Conf. on Electrical Machines*, page S. 51, 1988.
- [Sch96] M. Schroedl. Sensorless control of ac machines at low speed and stand-still based on the inform method. In *Industry Applications Conf. Thirty-First IAS Annual Meeting*, pages 270–277, 1996.

- [Sch01] D. Schroeder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Ed. Springer, Berlin, 2001. Auflage 2.
- [Sch14] D. Schroeder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Ed. Springer, Berlin, 2014. Auflage 4.
- [SEP13] M. Seilmeier, S. Ebersberger, and B. Piepenbreier. Pmsm model for sensorless control considering saturation induced secondary saliencies. In *Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*, pages 1–8, 2013.
- [Spr95] L. Springob. *Synchron-Servoantrieb mit hoher Rundlaufgüte und Selbstinbetriebnahmefunktion*. Dissertation ISBN 3-930911-66-3, Wuppertal, 1995.
- [SPR11] J.F. Stumper, D. Paulus, and R. Kennel. A nonlinear estimator for dynamical and robust sensorless control of permanent magnet synchronous machines. In *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, pages 922–927, 2011.
- [Stu12] J.F. Stumper. *Flatness-based predictive and optimal control for electrical drives*. Dissertation, München, 2012.
- [TASB00] N. Teske, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley. Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions. In *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pages 1142–1149, 2000.
- [WH06] O. Wallmark and L. Harnefors. Sensorless control of salient pmsm drives in the transition region. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pages 1179–1187, 2006.
- [WM12] K. Wiedmann and A. Mertens. Self-sensing control of pm synchronous machines including online system identification based on a novel mras approach. In *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 1–6, 2012.
- [WRLL08] S. Wu, D.D. Reigosa, Y. Shibukawa M.A. Leetmaa, and R.D. Lorenz. Interior permanent magnet synchronous motor design for improving self-sensing performance at very low speed. In *International Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 3278–3283, 2008.

- [YSMI11] Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, S. Morimoto, and K. Ide. High-bandwidth sensorless algorithm for ac machines based on square-wave-type voltage injection. In *IEEE Conf. ECCE*, vol. 1, pages 1361–1370, 2011.