

Ansätze zur Parameteridentifikation einer PMSM

Benjamin Ternes, IEEE Member
Hochschule Bochum
Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
Bochum, Germany
E-mail: benjamin.ternes@hs-bochum.de
GitHub: <https://github.com/benjternes/>

Jan Feldkamp
Hochschule Bochum
Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
Bochum, Germany
E-mail: jan.feldkamp@hs-bochum.de

Zusammenfassung—Diese Veröffentlichung setzt sich mit den Problemen und Ansätzen der Parameteridentifikation bei permanentmagnetregten Synchronmaschinen auseinander. Da eine Realisierung an Messverfahren aus zeitlichen Gründen nicht möglich ist, sollen theoretische und industrietaugliche Verfahren aus aktuellen Veröffentlichungen gegenübergestellt werden. Anhand einer ausführlichen Literaturrecherche sollen Ansätze zur Identifikation der Induktivitäten, des Ständerwiderstandes und der Permanentmagnetflussverkettung erarbeitet werden. Außerdem soll kurz auf die Berücksichtigung der Eisenverluste eingegangen werden, da diese erhebliche Auswirkungen auf die bestimmten Parameter haben. Abschließend werden die Auswirkungen der Parameterfehler erläutert.

Keywords—permanentmagneterrregte Synchronmaschine, Identifikation, Induktivitäten, Statorwiderstand, Eisenverluste, Parameterfehler

I. EINLEITUNG

Synchronmaschinen mit Permanentmagneterrregung werden in vielen Anwendungen eingesetzt. Oftmals sind dies Anwendungen, die eine hochdynamische Regelung erfordern. Aus Kosten- und Wartungsgründen wird oft auf einen Drehgeber verzichtet, die Lage wird dann »geberlos« aus den identifizierten Größen berechnet. Die hochdynamischen »geberlosen« Regelungen benötigen die Induktivitäten der Maschine nicht nur als konstante Größen, sondern abhängig von den momentanen Strömen [3]. Die Flussverkettung der Permanentmagnete ändert sich aufgrund von Alterungserscheinungen und Temperaturveränderungen im Laufe des Betriebs. Der ohmsche Ständerwiderstand, der sich durch Erwärmung des Ständers im Laufe des Betriebs verdoppeln kann, wird zur Drehmomentberechnung benötigt. Induktivitäten können auf verschiedene Arten offline gemessen werden. Eine Möglichkeit ist die Nutzung der im Rahmen der Maschinenauslegung durchgeführten Finite-Elemente-Berechnung (FEM). Die Herausforderung hierbei ist, dass die auf Basis einer vereinfachten und idealisierten Maschine durchgeführte FEM-Berechnung dennoch realistische Werte liefern soll. Bei realen Maschinen treten Fertigungstoleranzen auf und zum anderen werden die Wickelköpfe der Maschinen in der FEM-Berechnung nicht berücksichtigt [19]. Dazu werden im folgenden Ansätze zur Identifikation der Maschinenparameter dargestellt: Injektion von Testsignalen im Stillstand der Maschine, die sog. differentiellen Induktivitäten zu bestimmen und bei konstanter Drehzahl die absoluten Induktivitäten zu identifizieren. Sind diese Induktivitäten gemessen, so können sie gespeichert und für die hochdynamische Regelung verwendet werden. Den ohmschen

Ständerwiderstand und die -temperatur der Synchronmaschine muss man während des Betriebes identifizieren [3].

II. MATHEMATISCHES MODELL EINER PMSM

In der vorliegenden Arbeit sind die i. d. R. verwendeten linearisierten Spannungsgleichungen mit konstanten elektrischen Parametern allerdings nicht mehr ausreichend. Einige Ansätze unterteilen die absoluten Induktivitäten L_d und L_q in zwei Selbst- und Gegeninduktivitäten. Nach Stumberger u.a. [18] sind dabei sowohl die Selbst- als auch die Gegeninduktivität jeweils von den Strömen i_d und i_q abhängig, dies ist das Resultat der Hysterese. In dieser Arbeit wird eine absolute Induktivität in d - und q -Richtung verwendet. Dies hat den Vorteil, dass bei Vereinfachungen wieder ein lineares Gleichungssystem entsteht. Dabei werden allerdings die Eisenverluste nicht berücksichtigt. Diese sind aber notwendig, um Induktivitäten zu messen und insb. den ohmschen Ständerwiderstand zu identifizieren [3]. Alle folgenden Anpassungen des Maschinenmodells beziehen sich weiterhin nur auf das Grundwellenverhalten der Maschine. Auf eine Zusätzliche Betrachtung der Oberwelleneffekte wird innerhalb dieser Arbeit nicht weiter eingegangen. Reduziert man die Synchronmaschine auf ihre grundlegenden elektrischen Eigenschaften, so ergeben sich nach Abb. 1: drei Induktivitäten im Ständerblechpaket zusammen mit dem Permanentmagneten im Läufer.

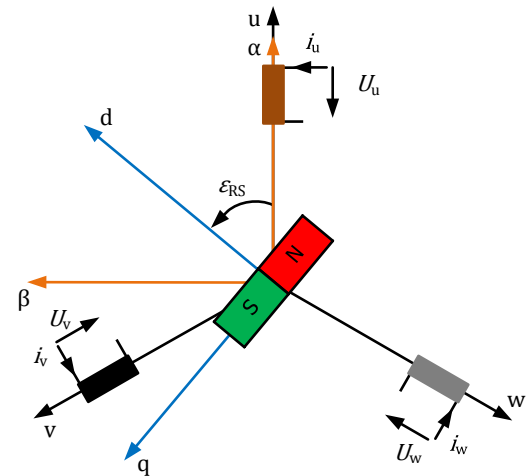


Abbildung 1. Graphische Veranschaulichung der verschiedenen Koordinatensysteme, ständerfest (α, β) und rotorfest (d, q).

Durch Trennung von Real- und Imaginärteil ergibt sich die üblicherweise verwendete Spannungsleichung im rotorfesten System zu [16, 11]:

$$u_d = R_1 i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_{el} \Psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_1 i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_{el} \Psi_d \quad (2)$$

Allgemein lässt sich das daraus resultierende innere Drehmoment als

$$M_i = \frac{3}{2} (\underline{\Psi}^{d,q} \times \underline{i}^{d,q}) \quad (3)$$

beschreiben. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Ständerwicklung symmetrisch und dreiphasig ist, der Strombelag sinusförmig über dem Umfang verteilt ist und kein Nullsystem vorliegt [16]. Das innere Drehmoment M_i für eine Maschine mit p Polpaaren kann nach der Berechnung des Vektorproduktes als

$$M_i = \frac{3p}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (4)$$

geschrieben werden. Um das System vollständig zu beschreiben fehlt noch die Bewegungsgleichung:

$$M_i - M_{Last} = J \frac{d}{dt} \omega_{mech} \quad (5)$$

Bei diesem Modell sind alle Parameter konstant – die Ableitungen der Flussverkettungen, die in Gl. (1) und Gl. (2) verwendet werden, sind einfach zu bestimmen. Aufgrund von Sättigungseffekten des Eisens sind insb. bei hochausgenutzten Maschinen die Induktivitäten der Synchronmaschine nicht mehr konstant, sondern vom Motorstrom abhängig.

A. Linearisierte Gleichungen

Bei dem linearisierten Modell sind definitionsgemäß keine Sättigungserscheinungen vorhanden [10]. Alle elektrischen Parameter der permanentmagneteregten Synchronmaschine und damit auch die Induktivitäten sind damit konstant. Aus dieser Annahme folgt, dass sich die rotorfesten d, q -Komponenten zu

$$\Psi_d = \Psi_{pm} + L_d i_d \quad (6)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (7)$$

ergeben [16].

Die in d -Achse ausgerichteten Permanentmagnete rufen eine als konstant angenommene Flussverkettung Ψ_{pm} hervor. Daraus ergeben sich in Gl. (1), Gl. (2) und Gl. (3) eingesetzt die Grundgleichungen des linearen Maschinenmodells zu:

$$u_d = R_1 i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} L_q i_q \quad (8)$$

$$u_q = R_1 i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} L_d i_d + \omega_{el} \Psi_{pm} \quad (9)$$

$$M_i = \frac{3p}{2} (\Psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (10)$$

Die Spannungsgleichungen lassen sich gemäß Abb. 2 graphisch darstellen.

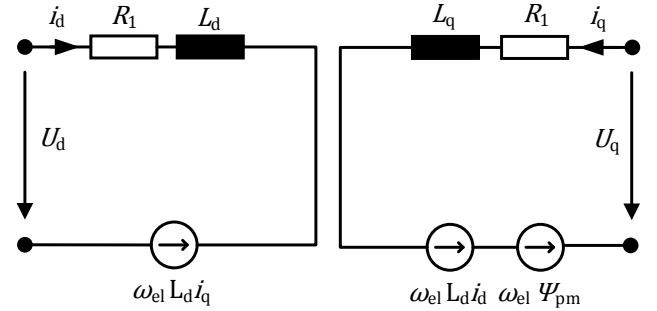


Abbildung 2. Graphische Darstellung der Gleichungen Gl. (8) und Gl. (9).

Erkennbar ist, dass in der Abb. 2 die Spannungsquellen $\omega_{el} L_q i_q$ und $\omega_{el} L_d i_d$ miteinander verkoppelt sind. Löst man oben stehende Gl. (8),(9) mit der Bewegungsgleichung Gl. (5), so ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_1}{L_d} i_d + \omega_{el} \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \quad (11)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega_{el} \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{R_1}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{\omega_{el}}{L_q} \Psi_{pm} \quad (12)$$

$$\frac{d\omega_{el}}{dt} = \frac{3p^2}{2J} (L_d - L_q) i_q i_d + \frac{3p^2}{2J} \Psi_{pm} i_q - \frac{p}{J} M_{Last} \quad (13)$$

B. Allgemeine Maschinen Gleichungen

Bei jeder permanentmagneteregten Synchronmaschine ändern sich die Induktivitäten in Abhängigkeit von der Last. In erster Linie sind dafür die Sättigungseffekte, aber auch die Kreuzkopplung verantwortlich. Die Kreuzkopplung entsteht durch die gegenseitige Beeinflussung der verkoppelten Induktivitäten der d - und q -Achsen des rotorfesten Systems. Da z. B. in der realen Maschine beide Flüsse in dem gleichen Ständerblech verlaufen, ist es nachvollziehbar, dass ein i_d -Strom eine Vorsättigung des Blechs verursacht und in der Folge bei einem zusätzlich eingepprägten i_q -Strom die Sättigung des Blechs früher eintritt. Bei der Verwendung der linearen Gleichungen (s. h. Abschn. 2) war die Definition des Flussverkettung (s. h. Gl. (6) und Gl. (7)). Bei Berücksichtigung der Eisenverluste sind die Induktivitäten nicht mehr konstant, sondern ändern sich in Abhängigkeit der Last. Aus diesen Betrachtungen folgen die neuen Gleichungen für Ψ_d und Ψ_q :

$$\Psi_d = \Psi_{pm} + L_{dd}^\xi(i_d) \cdot i_d + L_{dq}^\xi(i_d, i_q) \cdot i_q \quad (14)$$

$$\Psi_q = L_{qq}^\xi(i_q) \cdot i_q + L_{qd}^\xi(i_d, i_q) \cdot i_d \quad (15)$$

Die Selbstinduktivitäten L_{dd}^ξ und L_{qq}^ξ beschreiben, die Induktivitäten, die allein durch den *eigenen* Strom hervorgerufen wurden. Das hochgestellte ξ soll die Berücksichtigung der Eisenverluste darstellen. Die Gegeninduktivitäten L_{dq}^ξ und L_{qd}^ξ beschreiben den Anteil, den der jeweils andere Strom hervorruft. Es ist möglich, Induktivitäten gemäß Kellner [3]

$$L_d^{(i_d, i_q)} = L_{dd}^\xi(i_d) + L_{dq}^\xi(i_d, i_q) \cdot \frac{i_q}{i_d} \quad (16)$$

$$L_q^{(i_d, i_q)} = L_{qq}^\xi(i_q) + L_{qd}^\xi(i_d, i_q) \cdot \frac{i_d}{i_q} \quad (17)$$

zu definieren. Um die Abhängigkeit der Induktivitäten von den Strömen beschreiben zu können und eine möglichst kurze Darstellung zu erreichen, wir die Abhängigkeit im Folgenden durch den Exponenten dargestellt. Analog zu den oben beschriebenen Gleichungen (s. h. Gl. (6) und Gl. (7)) lassen sich die Flüsse umschreiben zu:

$$\Psi_d^{(i_d, i_q)} = \Psi_{pm}^{(i_d, i_q)} + L_d^{(i_d, i_q)} \cdot i_d \quad (18)$$

$$\Psi_q^{(i_d, i_q)} = L_q^{(i_d, i_q)} \cdot i_q \quad (19)$$

Die obige Definition ist sinnvoll; in Folge ergeben sich nicht nur kürzere mathematische Ausdrücke, sondern ist es auch für die praktische Anwendung nicht ersichtlich, welchen Mehrwert die Trennung in Selbst- und Gegeninduktivität hat. Ein weiterer Vorteil ist es, dass die erweiterten Gleichungen in die linearisierte Form überführbar sind. Durch einige Umformungen ergibt sich nach Kellner [3] folgendes Gleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & -\omega_{el} L_q^{(i_d, i_q)} \\ \omega_{el} L_d^{(i_d, i_q)} & R_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\dots + \underbrace{\begin{pmatrix} L_{dd}^{(i_d, i_q)} & L_{dq}^{(i_d, i_q)} \\ L_{qd}^{(i_d, i_q)} & L_{qq}^{(i_d, i_q)} \end{pmatrix}}_{\text{differenzielle Induktivitäten}} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

$$\dots + \begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \Psi_{pm}^{(i_q)} \\ \omega_{el} \Psi_{pm}^{(i_q)} \end{pmatrix}$$

Um zur Drehmomentgleichung zu gelangen, lassen sich ausgehend von der allgemeinen Darstellung die Flussverketten ersetzen:

$$M_i = \frac{3p}{2} \left(\Psi_{pm}^{(i_q)} \cdot i_q + (L_d^{(i_d, i_q)} - L_q^{(i_d, i_q)}) i_d i_q \right) \quad (21)$$

Wird nun noch die mechanische Bewegungsgleichung eingefügt ergibt sich:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_{el}}{dt} = \frac{3p}{2} (\Psi_{pm}^{(i_q)} i_q + (L_d^{(i_d, i_q)} - L_q^{(i_d, i_q)}) i_d i_q) - M_{Last} \quad (22)$$

Aus diesen drei Gleichungen lassen sich allgemeine mathematische Modelle zur Simulation einer Synchronmaschine erstellen. Für Grundlagen im Bereich der elektrischen Maschinen wird auf einschlägige Literatur verwiesen [10, 9, 1, 16].

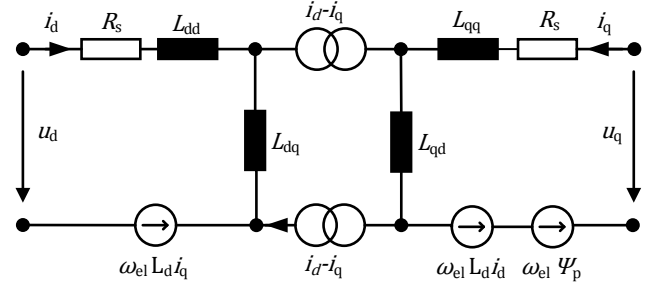


Abbildung 3. Graphische Darstellung der Gleichungen (Gl. 20) und Gl. (22).

Im Unterschied zu den linearisierten Spannungsgleichungen (s. h. Gl. (8) und Gl. (9)), sind die beiden Spannungsgleichungen (s. h. Gl. (20)) zusätzlich durch die Anteile der differentiellen Induktivitäten L_{dq} und L_{qd} verkoppelt. Wie in der Abb. 3 zu sehen ist, werden zwei Stromquellen integriert. Sind die beiden Induktivitäten L_{dq} und L_{qd} gleich null, so ergibt sich ein ähnliches Ersatzschaltbild wie in Abb. 2. Lediglich die Selbstinduktivitäten L_{dd} und L_{qq} sind durch die Induktivitäten L_d bzw. L_q ersetzt.

III. ANSÄTZE ZUR IDENTIFIKATION

A. Ansätze zur Berechnung der Rotorposition

Um die Parameter einer permanentmagneterregten Synchronmaschine identifizieren zu können, ist es notwendig, die korrekte Lage des Rotors zu ermitteln [21, 14, 13]. Mit Hilfe eines Resolvers, Inkrementalgebers oder eines Absolutwertgebers wird die Rotorlage ermittelt. Die Implementierung solcher Messeinrichtungen ist mit Kosten und Wartungsaufwand verbunden. An dieser Stelle soll deshalb auf eine geberlose Regelung eingegangen werden. Wie die Bezeichnung schon nahelegt, wird bei der geberlosen Regelung auf den Drehgeber verzichtet. Bei einer geberlosen Regelung werden i. d. R. aus den drei Phasenströmen der Läuferlagewinkel ϵ_{RS} berechnet, wobei von den drei Phasenströmen nur zwei gemessen werden und der dritte aus ihnen berechnet wird [20]. Es gibt unzählige Veröffentlichungen in diesem Forschungsbereich; dabei werden auch unterschiedliche Verfahren zur Realisierung dargestellt. Ausgehend vom Maschinenmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine (s. h. Abschn. II), wird an dieser Stelle eine Klassifizierung der Methoden in die folgenden Klassen vorgenommen:

- Methoden basierend auf dem Grundwellenmodell der Maschine
- Methoden basierend auf den Anisotropien der Maschine

Die Methoden »basierend auf dem Grundwellenmodell« nutzen die im Grundwellenmodell betrachteten induzierten Spannungen zur indirekten Bestimmung der Rotorposition [12]. Dabei werden die Grundschnwingungsgrößen der Ständerspannung U_1 und der Ständerstroms I_1 als Eingangssignale des Modells betrachtet. Da eine Strommessung bei geregelten

Antrieben mit Frequenzumrichter i. d. R. ohnehin vorhanden ist, wird keine zusätzliche Messeinrichtung benötigt. Die Ausgangsspannung wird dann über die Pulsweitenmodulation gemessen, dabei muss die Nichtlinearität des Wechselrichters betrachtet werden. Bei der Bestimmung der Rotorposition im Stillstand kann dieses Verfahren keine Ergebnisse liefern. Ebenso ist es schwierig bei niedrigen Drehzahlen die Ausgangsspannung am Wechselrichter zu messen, da die induzierte Spannung zu gering ist. Dieses Verfahren ist nur für eine Beschränkung des Drehzahlbereichs anwendbar. Andere Verfahren zur Rotorbestimmung sind u. a. sehr theoretische Verfahren, wie z. B. Zustandsbeobachter oder Kalman-Filter. Diese Verfahren sind nach aktuellen Stand nicht industrietauglich [3]. Im Weiteren wird zwischen zwei Verfahren unterschieden:

- Passive Verfahren, bei denen die Bestimmung erfolgt, ohne die für die feldorientierte Regelung normale Pulsweitenmodulation zu beeinflussen
- Aktive Verfahren, bei denen Umrichterzustände oder Testsignale eingefügt werden, um die Effekte der induzierten Spannung zu verdeutlichen

Methoden basierend auf den Anisotropien der Maschine sollen im Weiteren nicht behandelt werden, hierfür wird auf einschlägige Literatur verwiesen [12, 5]. In Kiel [5] werden auch die Effekte, die zur Änderung der Induktivität mit der Rotorlage führen erörtert. Im Rahmen einer geberlosen Regelung ist es enorm wichtig, dass die absoluten und differentiellen Induktivitäten bekannt sind (s. h. Abschn. III-B).

B. Ansätze zur Identifikation der Induktivitäten

Innerhalb der feldorientierten Regelung werden die absoluten Induktivitäten z. B. für die Berechnung des Spannungswertmodells, der Vorsteuerung, benötigt. Auch bei den Ansätzen der Ständeridentifikation werden die Induktivitäten benötigt (s. h. Abschn. III-C). Da für die praktische Anwendung vor allem die Parameter in rotorfesten Koordinaten von Belang sind, beschränkt sich auch die Darstellung der Induktivitäten in diesem Abschnitt auf das rotorfeste Koordinatensystem. Die Identifikation der Induktivitäten wird ausschließlich offline durchgeführt.

»Zum einen ändern sich die Induktivitäten im Wesentlichen nur abhängig von den Strömen i_d und i_q , kaum aufgrund von anderen äußeren Umgebungseinflüssen beziehungsweise Prüfstandsparametern, wie zum Beispiel Temperatur oder Drehzahl des Systems [3, S. 79].«

Eine Onlinemessung ist nicht erforderlich – im Gegensatz zur Ständerwiderstandsidentifikation. Onlinemessverfahren sind entweder gar keine richtigen »online«-Verfahren oder haben eine zweifelhafte Stabilität und Genauigkeit [21]. Ein echte Onlineidentifikation der Induktivitätsverläufe ist in [21] beschrieben. Zu dem Vorteilen schreibt Underwood und Husain [21], dass es sinnvoll ist die Parameter online zu bestimmen:

»Using an online parameter estimation algorithm allows the controller to have precise parameter estimates even when these are subject to perturbation, regardless of its origin. Consequently, phenomena

like temperature effects and cross-saturation can be accounted for through their effect on the machine parameters, which is difficult with an offline method [21, S. 1].«

Allerdings dauert das Nachführen der identifizierten Induktivität zu lange für die schnell ablaufenden transienten Vorgänge. Gerade bei sprunghaften Änderungen des Stromes müssen sich die Induktivitäten im Modell schnell ändern, ansonst kann man auf variable Induktivitäten verzichten [3]. Das in [21] beschriebene Onlineidentifikationsverfahren eignet sich nur für quasistationäre Zustände in Antriebssystemen.

Bei den Darstellungen der Induktivitäten unterscheidet man zwischen *absoluten Induktivitäten*, *Sekanteninduktivitäten* $L = \frac{\Psi}{i}$ und *differentiellen Induktivitäten* $L = \frac{d\Psi}{di}$, welche die Steigung der Tangente angibt.

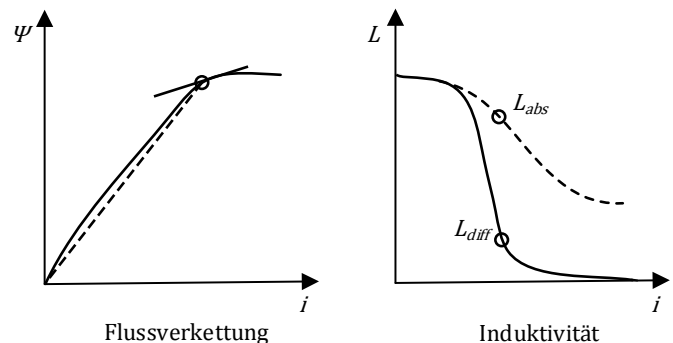


Abbildung 4. Prinzipielle Darstellung der Beziehung zwischen absoluter und differentieller Induktivität in Anlehnung an Kellner und Piepenbreier [4, S. 2]. Rechts: Durchgezogene Linie stellt den Verlauf des Flusses dar, die Tangente in dem Arbeitspunkt soll die differentielle Induktivität darstellen. Die gestrichelte Linie stellt die Sekante der absoluten Induktivität dar. Links: Prinzipieller Verlauf des absoluten und differentiellen Induktivität, ein beipielhafter Arbeitspunkt ist eingezeichnet.

Für die Identifikation der absoluten Induktivität in der Praxis lässt sich die Vorgehensweise wie folgt schildern:

- Die Regelung der zu prüfenden Maschine muss so aufgebaut sein, dass jede mögliche Kombination aus i_d - und i_q -Strömen eingestellt werden kann. Die Lastmaschine muss einen konstanten Drehzahlswert realisieren können [3].
- Es muss eine konstante Drehzahl eingestellt werden, bei niedrigen Drehzahl ist die induzierte Spannung so gering, dass diese durch die Umrichterlinearisierungsfehler die Messergebnisse verfälschen kann [12]. Bei zu hohen Drehzahlen wirken sich drehzahlabhängige Fehler, wie z. B. die Eisenverluste, negativ auf die Messergebnisse aus.
- Über den gesamten zu messenden Bereich werden automatisierte Betriebspunkte eingestellt. Sobald sich ein stationärer Zustand eingestellt hat, werden alle für die Identifikation der absoluten Induktivität benötigten Messwerte gespeichert.
- Die gemessenen Werte müssen ausgewertet und die Induktivität anhand des Referenzmodells berechnet werden.

Bei diesem Verfahren wird davon ausgegangen, dass die Permanentmagnetflussverkettung Ψ_{pm} nicht bekannt ist, so wird:

»Um Ψ_p zu gewinnen [...], wird Ψ_d im Zähler der Induktivitätsgleichung zeilenweise variiert, bis jeweils der Offset für eine Zeile verschwunden ist. Die Differenz zwischen variierten Flussverkettung und Ψ_d entspricht in diesem Fall der Permanentmagnetflussverkettung Ψ_{pm} [3, S. 109].«

Dabei ist die Gleichung für die absolute Induktivität definiert als (s. h. Abb. 4, beispielhafte Arbeitspunkte sind eingezeichnet):

$$L_d = \frac{\Psi_d}{i_d} \quad (23)$$

Für die Berechnung der Induktivität in q -Richtung ist die Vorgehensweise die gleiche, allerdings ist L_q im Vergleich zu L_d weitgehend offsetfrei. Im Idealfall gilt für L_q :

$$L_q = \frac{\Psi_q}{i_q} \quad (24)$$

C. Ansätze zur Identifikation des Ständerwiderstands

Der Ständerwiderstand R_1 ist eine wichtige Kenngröße für den Betrieb elektrischer Maschinen. Bei dem modellbasierten EMK-Verfahren für kleine Drehzahlen, z. B. [2], ist es notwendig eine möglichst genaue Identifikation des Ständerwiderstandes zu bekommen. Im Folgenden werden einige Beispiele zur Identifikation des Ständerwiderstandes anhand aktueller Veröffentlichungen dargestellt.

Die Auswertung der u_d - oder u_q -Spannungsgleichung: Zur Auswertung der u_d -Gleichung ist ein d -Strom ungleich null Voraussetzung, was die praktische Anwendung stark einschränkt [3]. Die Auswertung der u_q -Gleichung liefert immer dann gute Ergebnisse, wenn gleichzeitig hohe i_d -Ströme und kleine Drehzahlen vorhanden sind. Für die Antriebe, die aus dem Stand anfahren, ist dies kein Nachteil. Einige Ansätze verwenden den MRAC-Algorithmus (model-reference adaptive control) zur Identifikation des Ständerwiderstandes [17]. Der prinzipielle Aufbau ist in Abb. 1 gezeigt.

Wenn bekannt ist, welchen Verlauf die Ausgangsgröße der Strecke bei einer bestimmten Eingangsgröße haben soll, dann kann diese mathematische Beziehung in einem Referenzmodell hinterlegt werden. Der Algorithmus ist in [17] genauer beschrieben (s. h. Abb. 5). Bei der Parameteridentifikation kann das mathematische Referenzmodell die Gleichungen der permanentmagnetregten Synchronmaschine beschreiben, der Regler passt über den Ständerwiderstand die unbekannte Strecke an, bis sie den idealen Maschinengleichungen entsprechen. Sind die Parameter der Maschine nicht genau bekannt, dann ist es nicht möglich ein genaues Referenzmodell zu erstellen. Eine andere Möglichkeit zur Identifikation des Ständerwiderstandes ist die Einprägung von Testsignalen in d - und q -Richtung. Die Auswertung der eingepprägten Signale liefert

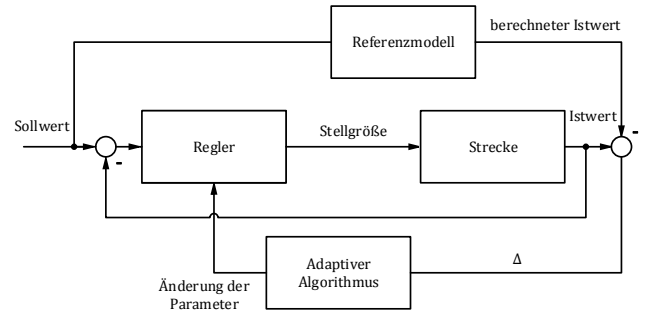


Abbildung 5. Prinzipielle Darstellung eines MRAC-Algorithmus in Anlehnung an Slotine [17].

dann die Spannungs- bzw. Stromantwort. In [23] wird eine Methode beschrieben, mit der durch Injektion eines Stromraumzeigers der Widerstand und damit auch die Temperatur der Ständerwicklung bestimmt wird. Das Verfahren zur Bestimmung dieser Maschinenparameter wurde bisher nur simuliert und nicht verifiziert. Der entscheidende Nachteil dieses Prinzips ist, dass auch die Ständeridentifikation nur funktioniert, wenn das hochfrequente Testsignal vorhanden ist, also nur bei geringen Drehzahlen. Patentierte Identifikationsverfahren auf dem Gebiet sind in [22, 8] ausführlich beschrieben. Weitere Ansätze zur Identifikation des Ständerwiderstandes sind in Kellner [3] beschrieben. Diese Verfahren benötigen keine Testsignale und werten die bekannten Spannungsgleichungen in d - oder in q -Richtung in rotorfesten Koordinaten aus. Diese Möglichkeit gilt nicht für alle Betriebsbereiche. Aus diesem Grund wird ein weiteres Verfahren eingeführt, welches robust und ressourcenschonender ist. Durch die Injektion eines niederfrequenten i_d -Strom-Testsignales kann die u_d -Spannungsgleichung ausgewertet werden.

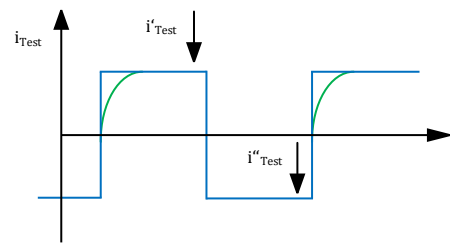


Abbildung 6. Prinzipieller Teststromverlauf, Blau: Idealer Stromverlauf. Grün: Realer Stromverlauf.

Der gesamte Identifikationsprozess läuft innerhalb des rotorfesten d, q -Koordinatensystems ab. Prinzipiell können sowohl die u_d -Spannungsgleichung, als auch die u_q -Spannungsgleichung verwendet werden.

»Die u_q -Gleichung scheidet jedoch aus: Der benötigte alternierende i_q -Teststrom würde ein unerwünschtes Pendelmoment erzeugen.«[3, S. 148]

Der Einfluss in d -Richtung auf das abgegebene Drehmoment ist wesentlich geringer. Damit kann die Gleichung für den identifizierten Ständerwiderstand nach Kellner [3] geschrieben werden als:

$$R_{1,\text{id}} = \frac{u_d'' - u_d' + \omega_{el}'' L_q^{(i_d'', i_q'')} \cdot i_q'' - \omega_{el}' L_q^{(i_d', i_q')} i_q'}{i_d'' - i_d'} \quad (25)$$

Wenn die Induktivitäten bekannt sind, kann der Ständerwiderstand berechnet werden. Unter Bezugnahme der Ständertemperatur ergibt sich dann für den identifizierten Ständerwiderstand nach [3]:

$$R_1 = R_{1,20^\circ\text{C}} \cdot [1 + \alpha_{Cu}(\vartheta_1 - 20^\circ\text{C})] \quad (26)$$

$R_{1,20^\circ\text{C}}$ beschreibt den gemessenen Ständerwiderstand bei einer Umgebungstemperatur von 20°C , ϑ_1 die aktuelle Ständertemperatur und α_{Cu} den Temperaturkoeffizient von Kupfer.

D. Identifikation der Flussverkettung

Für die Identifikation der Flussverkettung Ψ_{pm} kann das gleiche Testsignale in d -Richtung verwendet werden, wie bei der Identifikation des Ständerwiderstandes. Bei der Identifikation des Flusses werden nur stationäre Zustände betrachtet, daher können die Ableitungen der Ströme weggelassen werden, da sie im Mittel ohnehin null ergeben [3]. Für die Identifikation des Flusses wird die u_q -Gleichung (s. h. Gl. (8)) verwendet. Da der Teststrom nur in d -Richtung eingepreßt wird, kann i_q als konstant angenommen werden. Das Gleiche gilt für ψ_{pm} . Durch Umformungen und Vereinfachen der allgemeinen Gleichungen und der Annahme, dass $\omega_{el} = \text{const.}$ gilt nach Kellner [3] für die Identifikation von Ψ_{pm} gilt

$$\tilde{\Psi}_{pm} = \frac{1}{2\omega_{el}} [(u_q' + u_q'') - R_{1,\text{id}}(i_q' + i_q'') - \tilde{\omega}_{el} \tilde{L}_d(i_d' + i_d'')] \quad (27)$$

$$\text{mit } \tilde{\omega}_{el} = \frac{\omega_{el}' + \omega_{el}''}{2} \text{ und } \tilde{L}_d = \frac{1}{\omega_{el}} \cdot \frac{u_q'' - u_q'}{i_d'' - i_d'}.$$

Das Verfahren entspricht der Mittelwertbildung aus den alternierenden Betriebszuständen, die durch die Testsignal-speisung für die Ständerwiderstandsidentifikation entstehen. Andere Ansätze zur Identifikation des Flusses sind Theorien zur Geschwindigkeitsänderung und damit auch der Zustandsänderung. Bei Antriebssystemen, die relativ oft die Drehzahl bzw. Geschwindigkeit ändern, kann die Veränderung in der Drehzahl als Grundlage für die Flussidentifikation verwendet werden. Als Grundlage zur Betrachtung dient hier die Gl. (8). Je kleiner die Geschwindigkeit des Systems, desto schlechter lässt sich aus der Gleichung die Flussverkettung berechnen. Der Grund hierfür sind Messungenauigkeiten und numerische Probleme [7]. Im Stillstand ist eine Auswertung unmöglich. Wird ein Testsignal, wie bei der Ständeridentifikation, verwendet, so müsste in diesem Fall die Drehzahl ω_{el} verändert werden.

E. Berücksichtigung der Eisenverluste

Bisher wurden in den beschriebene Gleichungen nur die ohmschen Verluste betrachtet. Seit Anfang des 20. Jahrhunderts ist jedoch bekannt, dass neben den ohmschen Verlusten im Kupfer des Ständers weitere Verluste in den elektrischen Maschinen auftreten [15, 18, 6, 18]. Diese Verluste werden als »Eisenverluste« zusammengefasst und beinhalten Wirbelstromverluste durch Läufer- und Ständerblechpaket. Außerdem treten auch Hystereseverluste auf, die durch die Um-magnetisierung des Eisenblechs bedingt sind. Eine gesonderte Untersuchung dieser beiden Effekte ist allerdings nicht sinnvoll, da Wirbelstrom- und Hystereseverluste den gleichen physikalischen Effekt beschreiben [15]. Eine getrennte Messung ist in der Praxis schwer zu realisieren. Zu den Eisenverlusten kommen noch einige parasitäre Effekte, wie Ständerverluste, durch eine nicht sinusförmige Speisung der Motoren, insb. durch Pulsumrichter [3]. Auf dem Forschungsgebiet besteht noch große Uneinigkeit, so schreibt Kellner [3] in seiner Dissertation

»[...] Es ist zu erkennen, dass auf dem Forschungsgebiet der analytischen Beschreibung der Eisenverluste große Uneinigkeit über deren Art und Weise besteht. [...] Daher ist bislang noch kein allgemeingültiger Lösungsansatz zur analytischen Beschreibung der Eisenverluste gelungen [3, S. 65].«

Für die Identifikation der Eisenverluste bietet es sich an, die Maschine mit einem Teststrom zu speisen. An dieser sei gesagt, dass eine Betrachtung der Eisenverluste notwendig ist, um die Regeldynamik zu verbessern. Des Weiteren wird an dieser Stelle auf einschlägige Literatur zur Berechnung der Eisenverluste verwiesen [3, 15, 18].

IV. PARAMETERFEHLER

Zur Regelung von hochdynamischen elektrischen Maschinen, aber auch für deren Simulation sollten die Parameter der Maschine idealerweise exakt bekannt sein. Je größer der Fehler ist, desto weniger bilden die Modelle die Realität ab. Damit wird die Regeldynamik direkt verringert. Ziel muss es also sein, die elektrischen Parameter – bei einer PMSM im wesentlichen der ohmsche Ständerwiderstand, der Permanentfluss und die Induktivitäten – möglichst exakt messbar sein.

Die Parameter R_1 , $L_{d,q}$ und Ψ_{pm} können nicht direkt gemessen werden, sondern werden aus anderen, gemessenen Größen berechnet. Die resultierenden Probleme wirken sich auf die Drehmomentenberechnung und die Lagewinkelberechnung bei geberloser Regelung aus. Beispiele für Fehler der Messgrößen sind Ungenauigkeiten der Umrichterlinearisierung oder Toleranzen der Stromsensoren.

LITERATUR

- [1] R. Fischer. *Elektrische Maschinen*. 14. Aufl. München: Hanser, 2009.
- [2] F. Genduso u. a. »Back-EMF Sensorless Control Algorithm for High Dynamics Performances PMSM«. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 57 (2010), S. 2092–2100.

- [3] S. L. Kellner. »Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen«. Dissertation. TU Erlangen-Nürnberg, 2012.
- [4] S. L. Kellner und B. Piepenbreier. »General PMSM d, q-model using optimized interpolated absolute and differential inductance surfaces«. In: *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. IEEE, 2011, S. 212–217. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [5] Jürgen Kiel. *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*. Auflage: 1., Aufl. s.l.: Cuvillier, E, 2005. 114 S.
- [6] A. Kilthau und J. M. Pacas. »Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation«. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2001 IEEE*. Bd. 4. IEEE, 2001, S. 2302–2309. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [7] M. Knorrenschild. *Numerische Mathematik*. 5. Aufl. München: Hanser, 2013.
- [8] »Method of adjusting parameters of a synchronous motor and variable speed drive using such a method«. Schutzrecht US 2008/0018288A1 (24.01.2008).
- [9] G. Müller. *Elektrische Maschinen*. Weinheim: Wiley-VCH, 2005.
- [10] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Weinheim: Wiley-VCH-Verl., 2008.
- [11] U. Nuss. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin; Offenbach: VDE-Verl., 2010.
- [12] H. Perassi. »Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand«. Dissertation. TU Ilmenau, 2006.
- [13] A. Piippo, M. Hinkkanen und J. Luomi. »Adaptation of motor parameters in sensorless PMSM drives«. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 45.1 (2009), S. 203–212. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [14] K.M. Rahman und S. Hiti. »Identification of Machine Parameters of a Synchronous Motor«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.2 (März 2005), S. 557–565. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [15] J. Reinert, A. Brockmeyer und R. W. De Doncker. »Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation«. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 37.4 (2001), S. 1055–1061. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [16] D. Schröder. *Regelung von Antriebssystemen*. Berlin [u.a.]: Springer, 2001.
- [17] J.-J. E. Slotine. *Applied nonlinear control*. Unter Mitarb. von W. Li. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, 1991. 459 S.
- [18] B. Stumberger u. a. »Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.5 (Sep. 2003), S. 1264–1271. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [19] B. Ternes. »Beitrag zur internationalen ANSYS Konferenz in Kassel – Simulation des Synchronprozesses«. In: *Nutzung des Tools EM-Praktikum und ANSYS in den Lehrveranstaltungen der Elektrischen Maschinen*. CADFEM. 2012, S. 108–112.
- [20] B. Ternes und J. Feldkamp. »Modellbasierte Implementierung einer Vektorregelung«. Studienarbeit. HS Bochum, 2014.
- [21] S. Underwood und I. Husain. »Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines«. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.7 (Juli 2010), S. 2435–2443. (Besucht am 31. 10. 2014).
- [22] »Widerstandsschätzung eines elektrischen Wechselstrommotors«. Schutzrecht EP 1755211B1 (9.07.2009).
- [23] Wilson S., Jewell G. und Stewart P. »Resistance estimation for temperature determination in PMSMs through signal injection«. In: *International Conference on Electric Machines and Drives (IEMDC)*. 2005, S. 735–740.