

Optimierung einer sensorlos betriebenen Synchron-Reluktanz-Maschine hinsichtlich des Wirkungsgrades

M. Nikowitz, M. Hofer, M. Schrödl

In dieser Arbeit wird der sensorlose Betrieb einer Synchron-Reluktanz-Maschine bezüglich einer effizienten Betriebsweise optimiert. Der sensorlose Betrieb des Motors wird je nach Drehzahl in einen unteren und in einen oberen Drehzahl-Bereich aufgeteilt. Für niedrige Drehzahlen kommt das INFORM-Verfahren zum Einsatz, dessen Grundidee auf Ausnutzung der magnetischen Anisotropie des Rotors beruht. Durch eine sinnvolle Wahl der Rotorgeometrie kann erheblich Einfluss auf die sensorlosen Eigenschaften und somit auf den bestmöglich erzielbaren Wirkungsgrad genommen werden. Für die höheren Drehzahlen wird der Einsatz des „elektromotorische Kraft“-Modells (kurz EMK-Modells) dem Betrieb mit dem Kurzschluss-Modell gegenübergestellt. Auch hier kann durch die Wahl des geeigneten sensorlosen Verfahrens der Wirkungsgrad des Antriebs erheblich verbessert werden. Schlussendlich werden die in dieser Arbeit erörterten optimalen Betriebsweisen messtechnisch verifiziert.

Schlüsselwörter: Synchronmaschine; Reluktanzmaschine; sensorlos; Wirkungsgrad; elektrische Antriebe

Optimisation of a sensorless synchronous-reluctance machine with regard to efficiency.

In this paper a position sensorless controlled synchronous-reluctance machine is optimised with regard to efficient operation. The operation of the motor is divided into a low and a high speed range with consideration of the sensorless control method. At low speed range the INFORM method is used, which is based on the magnetical anisotropy of the rotor. A suitable selection of the rotor geometry can have a considerable effect on the sensorless properties and furthermore on the achievable efficiency. At higher speeds, the back-EMF model is compared to the short-circuit model. The implementation of a suitable sensorless method can lead to a significant efficiency improvement of the drive. Finally, the proposed sensorless control methods discussed in this paper are verified by measurements.

Keywords: synchronous machine; reluctance machine; sensorless; efficiency; electrical drive

Eingegangen am 8. Oktober 2019, angenommen am 21. Oktober 2019, online publiziert am 28. November 2019
© The Author(s) 2019



1. Einleitung

Der breite Einsatz von Synchron-Reluktanz Maschinen (SynRM) in der Industrie sowie im Bereich der Traktionsanwendungen bringt wesentliche wirtschaftliche Vorteile mit sich. Zum einen besitzen SynRMs, verglichen mit den weitverbreiteten Asynchronmaschinen (ASM), einen höheren Wirkungsgrad, welcher wiederum die Betriebskosten reduziert [1, 3, 4, 7]. Zum anderen muss dieser Wirkungsgrad-Vorteil nicht durch teure Permanentmagnete erkaufte werden, wie dies bei den permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) der Fall ist. Abbildung 1 zeigt die zwei gängigen Formen der SynRM, welche ohne jegliche Seltenerd-Permanentmagnet- oder Ferritmagnet-Unterstützung auskommen. Um eine aussagekräftige Vergleichbarkeit der beiden Maschinentypen gewährleisten zu können, wird in dieser Arbeit stets der gleiche Stator mit unterschiedlichen Rotortypen verwendet. Der Stator stammt von einer konventionell verfügbaren ASM, wobei die beiden Rotoren aus einer Eigenentwicklung stammen. Aus diesem Grund sind die wichtigsten Kenndaten beider Maschinen gleich und in Tab. 1 angeführt.

Um nun die Initialkosten noch weiter zu senken, empfiehlt es sich, die Winkel-Encoder, welche für die feldorientierte Regelung unerlässlich sind, durch sensorlose Methoden zu ersetzen. Der Einsatz der untersuchten sensorlosen Verfahren erfordert allerdings minimale Stromkomponenten, welche nicht unmittelbar zum Aufbau eines

Tab. 1. Kenndaten der untersuchten Maschinen

Nennleistung	185 W
Nennmoment	0.6 N m
Nenn Drehzahl	3000 U min ⁻¹
Polpaarzahl	2
Nennstrom	1.5 A RMS
Nennspannung	162 V RMS

Drehmomentes beitragen und somit eine Reduktion des Wirkungsgrads nach sich ziehen [5, 10]. Die folgenden Ausführungen untersuchen und optimieren die Realisierung der sensorlosen Regelung von SynRMs um den ökonomischen Vorteil im Betrieb noch weiter zu verbessern.

Nikowitz, Mario, Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe, Technische Universität Wien, Gusshausstraße 25/370-2, 1040 Wien, Österreich (E-Mail: mario.nikowitz@tuwien.ac.at); **Hofer, Matthias**, Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe, Technische Universität Wien, Gusshausstraße 25/370-2, 1040 Wien, Österreich (E-Mail: matthias.hofer@tuwien.ac.at); **Schrödl, Manfred**, Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe, Technische Universität Wien, Gusshausstraße 25/370-2, 1040 Wien, Österreich (E-Mail: manfred.schroedl@tuwien.ac.at)



(a) Rotor der Synchron-Reluktanzmaschine mit Flussbarrieren (FB SynRM).



(b) Rotor der Synchron-Reluktanzmaschine mit ausgeprägten Polen (SP SynRM).

Abb. 1. Rotoren der verwendeten Synchron-Reluktanz Maschinen

2. Mathematische Modellbildung

Um die SynRM komfortabel beschreiben zu können wird das rotorfixe Koordinatensystem, das dq -Koordinatensystem, verwendet. Da im Falle der Reluktanzmaschinen keine Permanentmagnete zum Einsatz kommen, weist die d -Achse in Richtung der minimalen Reluktanz, wobei die q -Achse elektrisch orthogonal darauf steht. Des Weiteren wird die SynRM in bezogene Größen beschrieben, wobei als Basis der Bezugsgrößen die in Tab. 1 aufgelisteten Nenndaten herangezogen werden.

Die bezogene magnetische Statorflussverkettung $\underline{\psi}_s = \psi_{s,d} + j \psi_{s,q}$ wird bei der SynRM lediglich durch den bezogenen Statorstrom $\underline{i}_s = i_{s,d} + j i_{s,q}$ aufgebaut, was durch

$$\psi_{s,d} = l_{s,d}(i_{s,d}) i_{s,d} \quad (2.1)$$

$$\psi_{s,q} = l_{s,q}(i_{s,q}) i_{s,q} \quad (2.2)$$

beschrieben wird. Die Kreuzkopplung zwischen der d - und der q -Achse ist bei den untersuchten SynRMs gering ausgeprägt, wodurch sie zu Gunsten eines einfachen mathematischen Modells vernachlässigt wird.

Die Größen $l_{s,d}(i_{s,d})$ und $l_{s,q}(i_{s,q})$ stellen die bezogene Längs- und Querinduktivität als Funktion der entsprechenden Stromkomponente dar. Die Stromabhängigkeiten der Induktivitäten sind in Abb. 2 und 3 dargestellt.

Mit diesen maschinenspezifischen Flussverkettungsgleichungen lassen sich die bezogenen Statorspannungsgleichungen $\underline{u}_s = u_{s,d} + j u_{s,q}$ als

$$u_{s,d} = r_s i_{s,d} + l_{s,d}(i_{s,d}) \frac{di_{s,d}}{dt} - \omega_m l_{s,q}(i_{s,q}) i_{s,q} \quad (2.3)$$

$$u_{s,q} = r_s i_{s,q} + l_{s,q}(i_{s,q}) \frac{di_{s,q}}{dt} + \omega_m l_{s,d}(i_{s,d}) i_{s,d} \quad (2.4)$$

angeben.

Die Größe r_s repräsentiert hierbei den bezogenen Statorwiderstand, wobei ω_m die bezogene Drehzahl darstellt. Schlussendlich kann das bezogene Drehmoment m gemäß

$$m = -\text{Im} \left\{ \underline{\psi}_s \underline{i}_s^* \right\} = \left(l_{s,d}(i_{s,d}) - l_{s,q}(i_{s,q}) \right) i_{s,d} i_{s,q} \quad (2.5)$$

angegeben werden.

3. Optimierung im unteren Drehzahlbereich

Für den Bereich vom Stillstand bis in den niedrigen Drehzahlbereich hinein fällt die Wahl des sensorlosen Verfahrens auf das INFORM-Verfahren [12]. Diese Methode nutzt die magnetische Anisotropie des Rotors, d.h. je nach Rotorlage variieren die Statorinduktivitäten. Im Umkehrschluss lässt sich aus den gemessenen Induktivitätsverläufen die Rotorposition bestimmen.

Nachfolgend soll die Grundidee des INFORM-Verfahrens erläutert werden. Hierfür werden die bezogenen Flussverkettungsgleichungen (2.1) und (2.2) ins rotorfixe-Koordinatensystem transformiert

$$\psi_{s,\alpha} \cos(\gamma) + \psi_{s,\beta} \sin(\gamma) \quad (3.1)$$

$$= l_{s,d} i_{s,\alpha} \cos(\gamma) + l_{s,q} i_{s,\beta} \sin(\gamma)$$

$$\psi_{s,\beta} \cos(\gamma) - \psi_{s,\alpha} \sin(\gamma) \quad (3.2)$$

$$= l_{s,q} i_{s,\beta} \cos(\gamma) + l_{s,d} i_{s,\alpha} \sin(\gamma),$$

wobei γ den Positionswinkel des Rotors darstellt. Multipliziert man nun Gl. (3.1) mit $\cos(\gamma)$ und subtrahiert davon Gl. (3.2) multipliziert mit $\sin(\gamma)$, so erhält man, nach kurzer Rechnung, den Ausdruck (3.3) für die Flussverkettungs-Komponente $\psi_{s,\alpha}$ bzw. Gl. (3.4) für die Flussverkettungs-Komponente $\psi_{s,\beta}$.

$$\begin{aligned} \psi_{s,\alpha} &= \left(l_{s,d} \cos^2(\gamma) + l_{s,q} \sin^2(\gamma) \right) i_{s,\alpha} \\ &\quad + (l_{s,d} - l_{s,q}) \sin(\gamma) \cos(\gamma) i_{s,\beta} \\ &= \left(\frac{l_{s,d} + l_{s,q}}{2} + \frac{l_{s,d} - l_{s,q}}{2} \cos(2\gamma) \right) i_{s,\alpha} \\ &\quad + \left(\frac{l_{s,d} - l_{s,q}}{2} \sin(2\gamma) \right) i_{s,\beta} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \psi_{s,\beta} &= \left(l_{s,d} \sin^2(\gamma) + l_{s,q} \cos^2(\gamma) \right) i_{s,\beta} \\ &\quad + (l_{s,d} - l_{s,q}) \sin(\gamma) \cos(\gamma) i_{s,\alpha} \\ &= \left(\frac{l_{s,d} + l_{s,q}}{2} - \frac{l_{s,d} - l_{s,q}}{2} \cos(2\gamma) \right) i_{s,\beta} \\ &\quad + \left(\frac{l_{s,d} - l_{s,q}}{2} \sin(2\gamma) \right) i_{s,\alpha} \end{aligned} \quad (3.4)$$

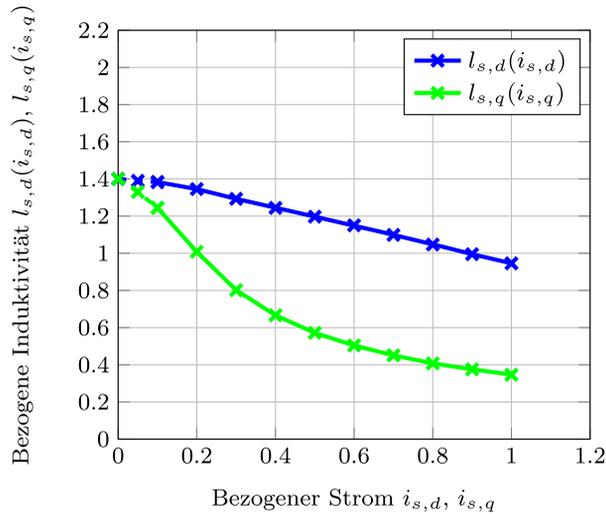


Abb. 2. Gemessener bezogener Induktivitätsverlauf $l_{s,d}$ und $l_{s,q}$ der FB SynRM als Funktion des jeweiligen Stromes $i_{s,d}$ und $i_{s,q}$

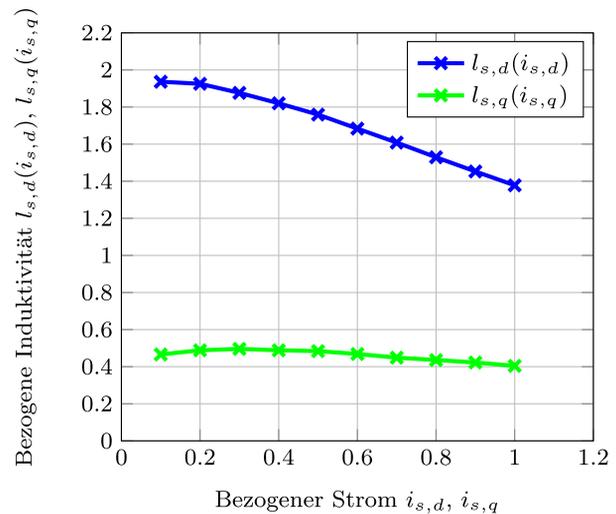


Abb. 3. Gemessener bezogener Induktivitätsverlauf $l_{s,d}$ und $l_{s,q}$ der SP SynRM als Funktion des jeweiligen Stromes $i_{s,d}$ und $i_{s,q}$

Aus diesen Gleichungen ist ersichtlich, dass die winkelabhängigen Komponenten der Induktivitäten im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem stets proportional der Differenz der Induktivitäten $l_{s,d} - l_{s,q}$ sind. Diese Induktivitäts-Differenz stellt hierbei nichts anders als die Anisotropie des Rotors dar und ist somit essentiell für die INFORM-Methode.

Im Falle einer Flussbarriere-SynRM (FB SynRM) ist diese notwendige Achsigkeit der Maschine bei geringer Bestromung nicht gegeben. Diese Tatsache ist aus dem Verlauf der stromabhängigen Induktivitäten in Abb. 2 ersichtlich.

Bei geringem Querstrom $i_{s,q}$ sättigen die Stege der Flussbarrieren nicht aus, wodurch die Querinduktivität ungefähr gleich groß der Längsinduktivität bleibt ($l_{s,d} - l_{s,q} \approx 0$). In diesem Bereich ist ohne weiteres kein stabiler INFORM-Betrieb möglich. Für eine hinreichend große Achsigkeit muss bei der verwendeten Maschine ein minimaler Querstrom $i_{s,q,min} = 0,4$ konstant in die Maschine eingepreßt werden [5, 8]. Diese Stromkomponente führt allerdings zur erheblichen Reduktion des Wirkungsgrades im Bereich kleiner Lasten. Eine Möglichkeit die Stromkomponente $i_{s,q,min}$ zu reduzieren wäre durch den Einsatz von komplexeren Messvorschriften und Regelalgorithmen gegeben [9]. Diese Maßnahme würde allerdings den Minimalstrom nur reduzieren und nicht zur Gänze verschwinden lassen. Vorteilhafter wäre der Einsatz einer Rotorgeometrie, welche diese ungünstige Eigenschaft nicht besitzt.

Der Einsatz einer SynRM mit ausgeprägten Polen (Salient Pole SynRM, SP SynRM) (nach Abb. 1b) würde die bestehende Problematik erheblich entschärfen [6]. Angesichts der Tatsache, dass sich in der q -Richtung (Bereich zwischen den Polen) ein großer Luftspalt zwischen Rotor und Stator befindet, sind große Induktivitäten sowie Sättigungserscheinungen nicht zu erwarten, was durch die Messung der bezogenen Induktivitätsverläufe, dargestellt in Abb. 3, bestätigt wird. Es zeigt sich, dass im gesamten Arbeitsbereich stets eine minimale Achsigkeit vorhanden und der INFORM-Betrieb ohne zusätzliche Stromkomponenten möglich ist. Der Vorteil des Wirkungsgrades $\Delta\eta = \eta_{SPSynRM} - \eta_{FBSynRM}$, welcher durch eine geeignete Wahl der Rotor-Geometrie erreicht wird, ist in Abb. 4 dargestellt. Im Fall der FB SynRM wurde ein minimaler q -Strom von $i_{s,q,min} = 0,4$ gewählt, wobei die Wirkungsgrade beider Maschinen elektrisch mittels dreiphasigen Power Analyser und mechanisch mittels Drehmomentenmesswelle M_{mess} und der Gleichung $P_{mech} = \Omega_{mech} \cdot M_{mess}$ bestimmt wurden.

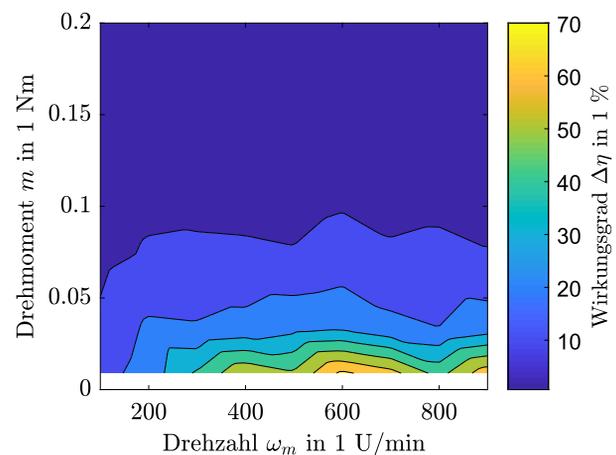
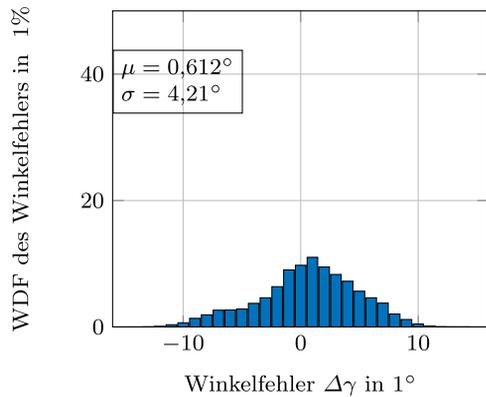


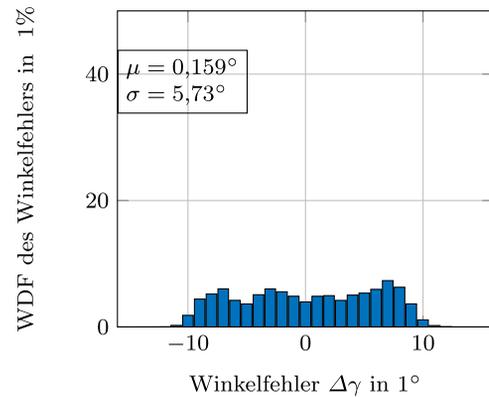
Abb. 4. Gemessene Wirkungsgrad Differenz $\Delta\eta = \eta_{SPSynRM} - \eta_{FBSynRM}$ im sensorlosen INFORM Betrieb. $i_{s,q,min,SPSynRM} = 0,0$ und $i_{s,q,min,FBSynRM} = 0,4$ (Farbabbildung online)

Der Einsatz einer SynRM mit ausgeprägten Polen führt auch nicht zu Einbußen in der Qualität der sensorlosen Regelung. Eine Möglichkeit der Quantifizierung des sensorlosen Verfahrens ist die statistische Auswertung des Winkelfehlers $\Delta\gamma = \gamma_{Encoder} - \gamma_{INF}$. Hierfür wird in erster Näherung und zur besseren Vergleichbarkeit eine Normalverteilung des Winkelfehlers angenommen. Aus Abb. 5 kann die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Winkelfehlers entnommen werden. Die statistische Auswertung wurde hierbei sowohl für die FB SynRM als auch für die SP SynRM durchgeführt, wobei über einen Zeitraum von 10 s rund 10^5 Messungen herangezogen wurden. Abbildung 5a und 5b zeigt beispielhaft den Leerlauf- als auch den Vollast-Fall der Flussbarriere SynRM bei einer Geschwindigkeit von 100 U min^{-1} . Abbildung 5c und 5d charakterisieren als Pendant die SynRM mit ausgeprägten Polen.

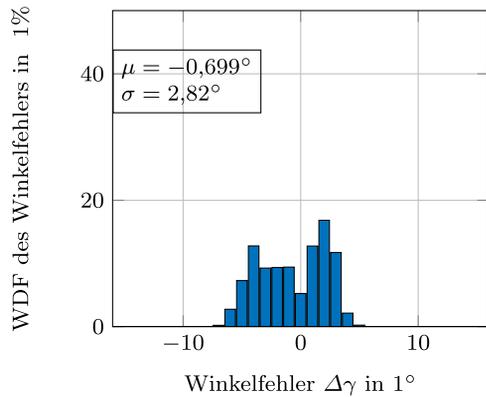
Anhand der Standardabweichung σ lässt sich erkennen, dass die Qualität der sensorlosen Regelung beider Maschinen hinreichend hoch für die meisten Industrieanwendungen ($\sigma < 8^\circ \text{ el.}$) ist, wobei ein Wirkungsgradvorteil der Reluktanzmaschine mit ausgeprägten Polen gegeben ist.



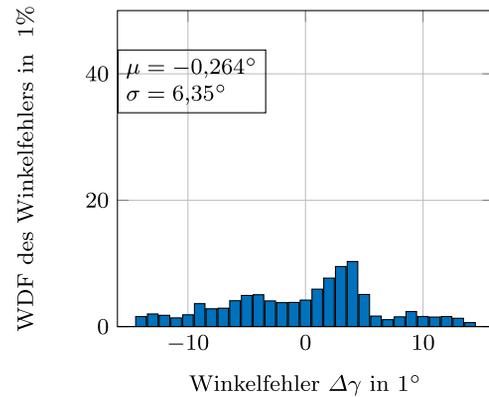
(a) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
FB-SynRM, Leerlauf ($i_{s,d} = 0,0$; $i_{s,q} = 0,4$);
 $\mu = 0,612^\circ$, $\sigma = 4,210^\circ$.



(b) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
FB-SynRM, Nennmoment ($i_{s,d} = 0,7$; $i_{s,q} = 0,7$);
 $\mu = 0,159^\circ$, $\sigma = 5,730^\circ$.



(c) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
SP-SynRM, Leerlauf ($i_{s,d} = 0,0$; $i_{s,q} = 0,0$);
 $\mu = -0,699^\circ$, $\sigma = 2,820^\circ$.



(d) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
SP-SynRM, Nennmoment ($i_{s,d} = 0,7$; $i_{s,q} = 0,7$);
 $\mu = -0,264^\circ$, $\sigma = 6,350^\circ$.

Abb. 5. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) des Winkelfehlers $\Delta\gamma$ im unteren Drehzahlbereich (100 U min^{-1}) in Abhängigkeit der Last und der verwendeten Rotorgeometrie

4. Optimierung im oberen Drehzahlbereich

Das am weitesten verbreitete sensorlose Verfahren für den höheren Drehzahlbereich ist das EMK-Verfahren (engl. Back-EMF) [10]. Hierbei wird aus der induzierten Spannung die magnetische Flussverkettung des Motors $\underline{\psi}_{s,\alpha\beta}$ im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem aus

$$\underline{\psi}_{s,\alpha\beta} = \int (\underline{u}_{s,\alpha\beta} - r_s \underline{i}_{s,\alpha\beta}) d\tau \quad (4.1)$$

bestimmt.

Diese Flussverkettung enthält im Falle einer Synchronmaschine Information zur aktuellen Rotorposition, wodurch die Lagebestimmung gemäß

$$\gamma = \arg(\underline{\psi}_{s,\alpha\beta}) - \arg(\underline{\psi}_{s,dq}) \quad (4.2)$$

erfolgt.

Die Berechnung der magnetischen Flussverkettung stellt sich allerdings im Fall der SynRM als etwas problematisch dar. Da bei den verwendeten Typen keine Permanent- oder Ferritemagnete im Rotor verbaut sind, muss die magnetische Flussverkettung von au-

ßen durch den Statorstrom \underline{i}_s gemäß der Gl. (2.1) und (2.2) aufgebaut werden. Dies bedeutet allerdings auch, dass man eine minimale flussbildende Stromkomponente $i_{s,d,min,EMK}$ benötigt um ein Mindestmaß an magnetischer Flussverkettung für das EMK-Modell zu garantieren [2, 5]. Wie in [10] ausführlich behandelt wird, fällt die Wahl der minimalen flussbildenden d -Stromkomponente auf einen verhältnismäßig großen Wert von $i_{s,d,min,EMK} = 0,7$, welcher für einen ausfallsicheren Betrieb notwendig ist.

Abbildung 6 verdeutlicht dies indem sie die Fähigkeit der Fluss-Erzeugung der SP SynRM in Abhängigkeit des Stromraumzeiger-Winkels im dq -Koordinatensystem darstellt. Ein d -Strom erzeugt aufgrund der größeren Induktivität $L_{s,d}$ eine deutlich größere magnetische Flussverkettung, wodurch die Bestimmung gemäß Gl. (4.1) einfacher fällt.

Diese hohe notwendige Stromkomponente reduziert nun speziell im Teillast-Bereich den Wirkungsgrad η_{EMK} erheblich. Ersetzt man nun das EMK-Modell durch das Kurzschluss-Modell [13], so lässt sich dieser Nachteil deutlich reduzieren. Wie der Name bereits andeutet nutzt das Kurzschluss-Modell die kurzzeitigen Kurzschlü-

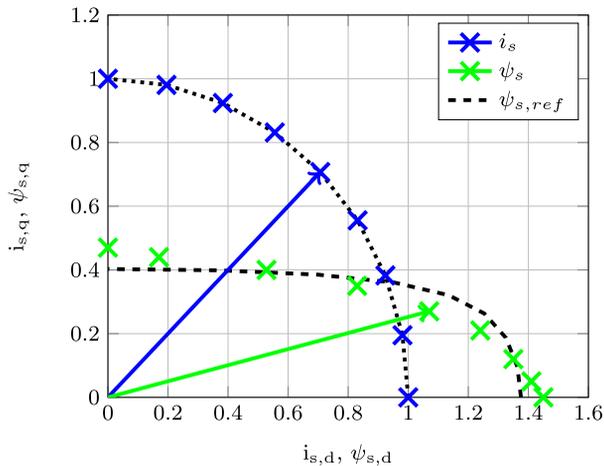


Abb. 6. Fähigkeit der Fluss-Erzeugung der SP SynRM in Abhängigkeit des Stromraumzeiger-Winkels im dq-Koordinatensystem

se der Pulsweitenmodulierten (PWM) Spannung um eine definierte Statorspannung $\underline{u}_s = 0$ zu garantieren. Somit ist keine Spannungsmessung notwendig, wie sie z.B. in [11] benötigt wird, bzw. können die Umrichter-Nichtlinearitäten bei der Verwendung der Soll-Spannungen vermieden werden. Dies senkt zum einen die Kosten des Antriebssystems, zum anderen wird die Robustheit der sensorlosen Regelung erhöht.

Der Ansatz des Kurzschluss-Modells sei mit

$$\frac{d}{d\tau} i_{s,\alpha\beta} = \frac{d}{d\tau} i_{s,dq} e^{j\gamma} \quad (4.3)$$

in aller Kürze gezeigt. Durch Umformung von Gl. (4.3) und Bildung des Arguments der Ausdrücke kann gemäß

$$\gamma = \arg\left(\frac{d}{d\tau} i_{s,\alpha\beta}\right) - \arg\left(\frac{d}{d\tau} i_{s,dq}\right) \quad (4.4)$$

auf die Position des Rotors geschlossen werden.

Die Stromanstiege $\frac{d}{d\tau} i_{s,\alpha\beta}$ können aus den Strom-Messungen bestimmt werden, wobei die Stromanstiege $\frac{d}{d\tau} i_{s,dq}$ gemäß

$$\frac{d}{d\tau} i_{s,dq} = \omega_m \left(\frac{i_{s,q}}{i_{s,d}} i_{s,q} - j \frac{i_{s,d}}{i_{s,q}} i_{s,d} \right) \quad (4.5)$$

berechnet werden. Für eine detailliertere Herleitung sei auf [10] verwiesen.

Das Kurzschluss-Modell hat nun verglichen zum zuvor behandelten EMK-Modell den wesentlichen Vorteil, dass man nicht über den dynamischen Prozess der Integration nach Gl. (4.1) die Fluss-Verkettung bestimmen muss. Die Gleichungen des Kurzschluss-Modells finden mit algebraischen Operatoren Auslangen, wodurch mit jeder Berechnung der aktuelle Rotor-Winkel γ neu bestimmt wird. Dies erhöht die Ausfallssicherheit des sensorlosen Betriebs enorm, da man unabhängig von den vorangegangenen berechneten Winkeln ist.

Nichtsdestotrotz benötigt auch das Kurzschluss-Modell eine minimale Stromkomponente $i_{s,d,min,KS}$ um einen stabilen Betrieb garantieren zu können. Durch die zuvor beschriebenen Vorteile des Kurzschluss-Modells kann diese notwendige Stromkomponente deutlich kleiner auf einen Wert von $i_{s,d,min,KS} = 0,2$ ausfallen [10]. Abbildung 7 stellt hier den Verlauf des Wirkungsgrad-Gewinns $\Delta\eta = \eta_{KS} - \eta_{EMK}$ dar, wobei die Wirkungsgrade elektrisch mittels Power Analyzer und mechanisch mittels Drehmomentenmesswelle M_{mess} und der Gleichung $P_{mech} = \Omega_{mech} \cdot M_{mess}$ bestimmt wurden.

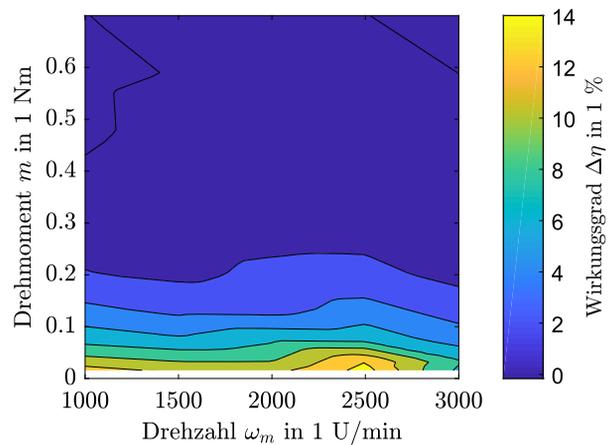


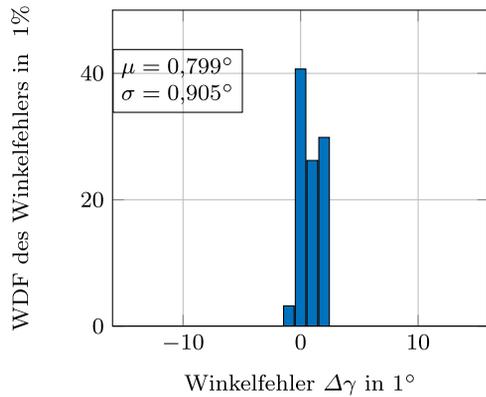
Abb. 7. Gemessene Wirkungsgrad Differenz $\Delta\eta = \eta_{KS} - \eta_{EMK}$ der Reluktanzmaschine mit ausgeprägten Polen im sensorlosen Betrieb mittels Kurzschluss-Modells. $i_{s,d,min,KS} = 0,2$ und $i_{s,d,min,EMK} = 0,7$ (Farbabbildung online)

Der Einsatz des Kurzschluss-Modells führt auch hier nicht zu Einbußen der Qualität des sensorlosen Betriebs verglichen zum EMK-Modell. Wie schon in Kapitel 3 fällt auch hier in analoger Weise die Wahl der Quantifizierung auf einen statistischen Vergleich der Winkelfehler $\Delta\gamma = \gamma_{Encoder} - \gamma_{EMK}$ bzw. $\Delta\gamma = \gamma_{Encoder} - \gamma_{KS}$. Abbildung 8 stellt die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Winkelfehlers dar. Die statistische Auswertung wurde hierbei sowohl für das EMK-Modell als auch für das KS-Modell durchgeführt. Abbildung 8a und 8b zeigen beispielhaft sowohl den Leerlauf- als auch den Vollast-Fall des EMK-Modells bei einer Geschwindigkeit von 1500 U min^{-1} . Abbildung 8c und 8d charakterisieren als Pendant das Kurzschluss-Modell.

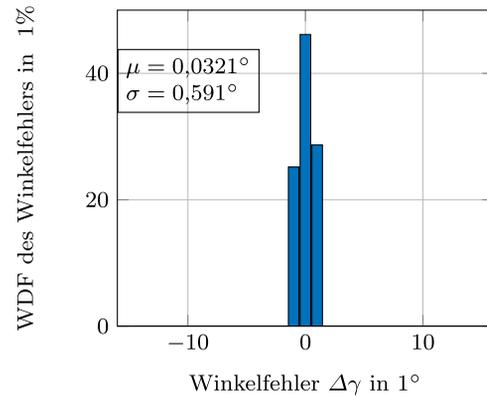
Auch hier lässt sich anhand der Standardabweichung des Winkelfehlers σ eine Gleichwertigkeit bezüglich der Anwendbarkeit beider sensorlosen Verfahren in den meisten Industrieanwendungen ($\sigma < 8^\circ$ el.) feststellen. Sollte eine höhere Genauigkeit des Kurzschluss-Modells durch die Anwendung erforderlich sein, so kann diese durch Erhöhung von $i_{s,d,min,KS}$ erreicht werden [10]. Das Kurzschluss-Modell kann somit anstelle des EMK-Modells im betrachteten Drehzahlbereich eingesetzt werden.

5. Zusammenfassung

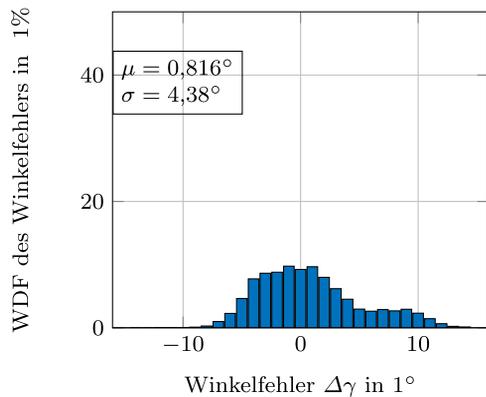
In dieser Arbeit wurde der wirkungsgradoptimale sensorlose Betrieb einer Synchron-Reluktanzmaschine behandelt. Im tiefen Drehzahlbereich (einschließlich Stillstand) kommt das INFORM-Verfahren zum Einsatz. Um eine ausreichend große Anisotropie des Rotors im gesamten Drehzahl-/Drehmoment Bereich sicherstellen zu können, empfiehlt es sich, einen Rotor mit ausgeprägten Polen zu verwenden. Dieser benötigt keine Mindeststrom-Komponente um eine Achsigkeit zu gewährleisten, was sich in einem höheren Wirkungsgrad im Teillastbereich auswirkt. Diese Erkenntnis lässt sich allgemein auf jeglichen Rotortyp anwenden, dessen minimale Achsigkeit ohne zusätzliche Stromkomponente vorhanden ist. Für die höheren Drehzahlen empfiehlt es sich, das Kurzschluss-Modell dem klassischen EMK-Modell vorzuziehen. Hier kann die für die sensorlose Regelung notwendige minimale Stromkomponente deutlich geringer ausfallen, was ebenfalls den Wirkungsgrad verbessert. Zukünftige Untersuchungen werden sich mit dem EMK-Modell beschäftigen, um eine mögliche Reduktion der Mindeststromkomponente zu ermöglichen. Die Verwendung einer Synchron-Reluktanzmaschine mit



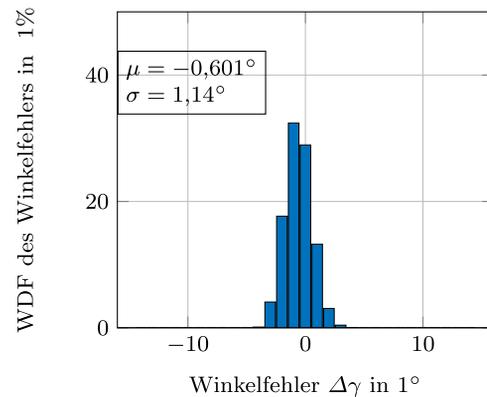
(a) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
EMK-Modell, Leerlauf ($i_{s,d} = 0,7$; $i_{s,q} = 0,0$)
 $\mu = 0,799^\circ$, $\sigma = 0,905^\circ$.



(b) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
EMK-Modell, Nennmoment ($i_{s,d} = 0,7$; $i_{s,q} = 0,7$)
 $\mu = 0,032^\circ$, $\sigma = 0,591^\circ$.



(c) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
KS-Modell, Leerlauf ($i_{s,d} = 0,2$; $i_{s,q} = 0,0$)
 $\mu = 0,816^\circ$, $\sigma = 4,380^\circ$.



(d) WDF des Winkelfehlers $\Delta\gamma$;
KS-Modell, Nennmoment ($i_{s,d} = 0,7$; $i_{s,q} = 0,7$)
 $\mu = -0,601^\circ$, $\sigma = 1,140^\circ$.

Abb. 8. Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) des Winkelfehlers $\Delta\gamma$ im oberen Drehzahlbereich (1500 U min^{-1}) in Abhängigkeit der Last und des angewandten sensorlosen Verfahrens

ausgeprägten Polen (SP SynRM) in Kombination mit dem INFORM-Verfahren für den unteren Drehzahlbereich und dem Kurzschluss-Modell für den oberen Drehzahlbereich stellt somit in diesem Fall die optimale Konstellation eines sensorlosen Antriebs mit Synchron-Reluktanzmaschine dar.

Danksagung

Open access funding provided by TU Wien (TUW).

Hinweis des Verlags Der Verlag bleibt in Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutsadressen neutral.

Open Access This article is distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International License (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>), which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided you give appropriate credit to the original author(s) and the source, provide a link to the Creative Commons license, and indicate if changes were made.

Literatur

- Boglietti, A., Pastorelli, M. (2008): Induction and synchronous reluctance motors comparison. In 2008 34th annual conference of IEEE industrial electronics (S. 2041–2044). <https://doi.org/10.1109/IECON.2008.4758270>.
- Bugsch, M., Held, A., Piepenbreier, B. (2016): Sensorless control of synrms using an adaptive 2dof current control including a comparison of two alternating hf signal injection-based methods. In IECON 2016 – 42nd annual conference of the IEEE industrial electronics society (S. 2910–2916). <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793793>.
- Calvo, E. S., Potoradi, D. (2015): Synchronous reluctance motors with and without permanent magnets for high performance low cost electrical drives. In 2015 5th international electric drives production conference, EDPC (S. 1–7). <https://doi.org/10.1109/EDPC.2015.7323220>.
- Guedelhofer, J., Strbac, D., Gottkehaskamp, R. (2015): Optimization of synchronous reluctance rotors as replacements for squirrel cages of small induction motors up to an ic frame of 90. In IKMT 2015; 10. ETG/GMM-symposium innovative small drives and micro-motor systems (S. 1–6).
- Hofer, M., Nikowitz, M., Schrödl, M. (2017): Sensorless control of a reluctance synchronous machine in the whole speed range without voltage pulse injections. In 2017 IEEE 3rd international future energy electronics conference and ECCE Asia, IFEEC 2017 – ECCE Asia (S. 1194–1198). <https://doi.org/10.1109/IFEEC.2017.7992211>.

6. Hofer, M., Nikowitz, M., Schrödl, M. (2018): Auslegung einer Einzelpol-Synchron-Reluktanzmaschine hinsichtlich sensorlosen Betriebs eines industriellen Antriebs. *E&I, Elektrotech. Inf.tech.*, 135(2), 153–160. <https://doi.org/10.1007/s00502-018-0611-x>.
7. Kazakbaev, V., Prakht, V., Dmitrievskii, V., Sarapulov, S., Askerov, D. (2017): Comparison of power consumption of synchronous reluctance and induction motor drives in a 0.75 kw pump unit. In 2017 international Siberian conference on control and communications, SIBCON (S. 1–6). <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2017.7998485>.
8. Landsmann, P., Paulus, D., Stolze, P., Kennel, R. (2010): Saliency based encoderless predictive torque control without signal injection for a reluctance synchronous machine. In Proceedings of 14th international power electronics and motion control conference, EPE-PEMC 2010 (S. S1-10–S1-17). <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2010.5606557>.
9. Nikowitz, M., Hofer, M., Schrödl, M. (2018): Improvements on a sensorless controlled synchronous reluctance machine down to standstill. In PCIM Europe 2018; international exhibition and conference for power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management (S. 1–7).
10. Nikowitz, M., Hofer, M., Schrödl, M. (2019): Analysis of a position sensorless control of a salient-pole synchronous reluctance machine from standstill to high-speed range. In 2019 21th European conference on power electronics and applications, EPE'19 ECCE Europe (S. P.1–P.10).
11. Paulus, D., Stumper, J., Landsmann, P., Kennel, R. (2010): Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-emf angle without observer. In 2010 first symposium on sensorless control for electrical drives (S. 8–13). <https://doi.org/10.1109/SLED.2010.5542810>.
12. Schrödl, M., Weinmeier, P. (1994): Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill. *IEEE Trans. Power Electron.*, 9(2), 225–231. <https://doi.org/10.1109/63.286816>.
13. Schrödl, M., Wieser, R. S. (1998): EMF-based rotor flux detection in induction motors using virtual short circuits. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 34(1), 142–147. <https://doi.org/10.1109/28.658738>.

Autoren



Mario Nikowitz

Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Wien, Österreich, Studiengang Automatisierungstechnik; Abschluss 2016. Seit 2016 Universitätsassistent am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe an der TU Wien.



Matthias Hofer

Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Wien, Österreich, Studiengang Automatisierungs- und Regelungstechnik; Abschluss 2004. Universitäts- und Projektassistent am Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe der TU Wien 2004 bis 2009, Projektleiter und Abteilungsleiter für die Berechnung elektrischer Maschinen bei Magna Electronics und Magna Powertrain

2009 bis 2013, 2013 Promotion zum Dr. techn., seit 2013 Universitätsassistent am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe an der TU Wien.



Manfred Schrödl

Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Wien, Österreich, Studiengang Industrielle Elektronik und Regelungstechnik; Abschluss 1982. Universitätsassistent am Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe der TU Wien, 1987 Promotion zum Dr. techn., 1992 Habilitation für Elektrische Antriebe und Leistungselektronik in der Antriebstechnik. 1993 bis 1996 Leiter F&E bei

Elin Verkehrstechnik Wien, 1996 bis 1998 Bereichsleiter Zentrale Technik bei Flender ATB, Spielberg, Steiermark. Seit 1998 Ordentlicher Universitätsprofessor für Elektrische Antriebe und Maschinen sowie Vorstand des Instituts für Energiesysteme und Elektrische Antriebe an der TU Wien.