Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung für einen permanenterregten Synchronmotor mit vergrabenen Magneten unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen Efficiency-Optimal Operation Point Control for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Temperature Variations

Oliver Wallscheid, Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 33098 Paderborn, Deutschland, wallscheid@lea.uni-paderborn.de

Kurzfassung

Dieser Beitrag befasst sich mit den Temperatureinflüssen auf das Betriebsverhalten von permanenterregten Synchronmotoren. Durch Vermessung eines typischen Traktionsmotors für den automobilen Einsatz kann gezeigt werden, dass die Temperaturverhältnisse im Motor einen signifikanten Einfluss sowohl auf die elektrischen Verluste als auch auf die Drehmomentgenauigkeit haben können. Daher wird eine kennfeldbasierte Arbeitspunktsteuerung für den wirkungsgradoptimalen Betrieb zur Berücksichtigung von Temperatureinflüssen vorgestellt. Verifikationsmessungen bestätigen, dass Wirkungsgradsteigerungen im Bereich von 0,1 bis 0,2 % möglich sind.

Abstract

In this contribution the influences of varying operational temperature on the electrical behaviour of a permanent magnet synchronous motor is presented. By measurements on a typical traction drive for automotive applications it is shown that the motor temperature has a significant impact on the electrical losses as well as on the torque accuracy. Hence a look-up table based open-loop operation point control is proposed to ensure optimal efficiency operations at any work-ing temperature. Verification measurements confirm possible efficiency improvements in the range of 0.1 up to 0.2 %.

1 Einleitung

Permanenterregte Synchronmotoren mit vergrabenen Magneten (IPMSM) werden zunehmend als Traktionsantriebe in (teil-)elektrisch angetriebenen Fahrzeugen eingesetzt. Diese bieten sowohl, bezogen auf Volumen und Gewicht, eine hervorragende Leistungs- und Drehmomentdichte als auch einen hohen Wirkungsgrad im relevanten Betriebsbereich. Aufgrund der Limitierung hinsichtlich des mitführbaren Energievorrats ist in Fahrzeuganwendungen stets ein wirkungsgradoptimaler Betrieb angezeigt. Zur Integration des Motors in den Antriebsstrang eines Fahrzeugs bedarf es hierzu einer Regelung, welche ein vorgegebenes Drehmoment mit hoher Genauigkeit und unter Berücksichtigung aller Verlusteinflüsse mit höchstmöglichem Wirkungsgrad bereitstellt. Die Drehmomentvorgaben werden hierbei sowohl vom Fahrer als auch von überlagerten Regelkreisen, wie z.B. vom Elektronischen Stabilitätsprogramm (ESP) oder durch eine aktive Schwingungsdämpfung, generiert. Da in Fahrzeugapplikationen i.d.R. auf eine Messung des tatsächlichen Drehmoments bzw. der aufgenommenen elektrischen Leistung aus Kostengründen verzichtet wird, ist die Umsetzung des Drehmoments typischerweise als Steuerung ohne Rückführung zu implementieren. Der Grad an Modellierungsgenauigkeit im Entwicklungsprozess ist daher im Wesentlichen für die erzielbare Drehmomentgenauigkeit und den Wirkungsgrad im gesamten Betriebsbereich entscheidend.

Zudem stellt sich durch den hohen Ausnutzungsgrad der Motoren in Traktionsanwendungen beim IPMSM ein stark nichtlineares elektrisches Betriebs- und Verlustverhalten ein, welches analytisch nur schwer zu beschreiben ist. Wesentliche Effekte, wie z.B. das Reluktanzdrehmoment in Kombination mit Eisensättigung, werden daher typischerweise durch eine kennfeldbasierte Drehmomentsteuerung abgebildet [1]. Häufig wird in diesem Zusammenhang eine MTPC-Strategie (maximum torque per current) verwendet. Hierfür wird vereinfacht angenommen, dass die elektrischen Gesamtverluste im IPMSM ausschließlich von den ohmschen Verlustanteilen dominiert werden. Weitergehende Untersuchungen konnten allerdings zeigen, dass die Berücksichtigung von Eisenverlusten innerhalb der Arbeitspunktsteuerung zu einer weiteren Erhöhung des Wirkungsgrads führen kann [2][3]. In diesem Zusammenhang werden allerdings temperaturabhängige Einflüsse i.d.R. vernachlässigt. Dieses stellt insbesondere bei automobilen Anwendungen eine starke Vereinfachung dar, da die hier eingesetzten Motoren unter stark wechselhaften Betriebstemperaturen operieren [4][5][6]. Es können hierbei durchaus Temperaturhübe von über 100 K in Stator und Rotor während eines Fahrzyklus auftreten. Bereits in [7] konnte nachgewiesen werden, dass die Motortemperatur einen signifikanten Einfluss auf die elektrischen Verluste darstellt. In [8] wurde zudem für eine MTPC-basierte Regelung eine Erhöhung der Drehmomenttreue durch die Nachführung der temperaturabhängigen Permanentmagnetflussveränderung nachgewiesen, wobei auf eine temperaturabhängige Verlustanalyse allerdings verzichtet wurde.

In diesem Beitrag wird daher eine wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung vorgestellt, welche auch variierende Temperaturen in Stator und Rotor des Motors berücksichtigt. Basierend auf einer vollständigen Vermessung des elektrischen (Verlust-)Verhaltens eines exemplarischen IPMSM der 50 kW-Klasse am Prüfstand, werden entsprechende Kennfelder der Arbeitspunktsteuerung für unterschiedliche Betriebstemperaturen ermittelt. Die sich ergebenden Drehmoment- und Wirkungsgraddifferenzen im Falle unterschiedlicher Vermessungs- und Verifikationstemperaturen werden beispielhaft aufgezeigt. Im Ausblick werden zudem mögliche Untersuchungsgegenstände für zukünftige Arbeiten auf diesem Gebiet dargestellt.

2 Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung

Die Arbeitspunktsteuerung wird in einer feldorientierten Gesamtregelung eingesetzt, welche in **Bild 1** dargestellt ist. Aufgabe der Arbeitspunktsteuerung ist die wirkungsgradoptimale Umrechnung eines vorgegebenen Solldrehmoments T^* in geeignete Sollströme i_d^* um i_q^* . Um den Betrieb im gesamten Flussschwächbereich unter Maßgabe einer hohen Spannungsausnutzung zu gewährleisten, ist der Arbeitspunktsteuerung zudem ein Aussteuerungsregler überlagert, welcher in Abhängigkeit von Drehzahl und Zwischenkreisspannung einen maximal zulässigen Statorflussbetrag vorgibt.



Bild 1 Gesamtstruktur der feldorientieren Regelung

2.1 Motormodellierung

Die Regelung basiert auf dem Grundwellenmodell im rotororientierten d/q-Koordinatensystem. Die zeitkontinuierliche Spannungsgleichung lautet:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_{el} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}$$
(1)

Hier ist u die Statorspannung, R_s der Statorwiderstand, ider Statorstrom, ψ der verkettete Fluss und ω_{el} die elektrische Winkelgeschwindigkeit. Der Zusammenhang zwischen Statorstrom i_{dq} und Fluss ψ_{dq} wird dabei über Kennfelder $i_{dq} = f(\psi_{dq}, \omega_{el}, \vartheta_s, \vartheta_r)$ beschrieben, welche durch Vermessung des Motors am Prüfstand gewonnen werden. ϑ_s steht für eine repräsentative Statortemperatur und ϑ_r für eine entsprechende Rotortemperatur. Durch diesen Ansatz können nichtlineare Eisensättigungs-, Eisenverlust- und Temperatureffekte berücksichtigt werden. Eine Modellierung von Eisenverlusten mittels eines äquivalenten Ersatzwiderstands wie in [3] ist für eine vollständige Erfassung der Eisenverluste nicht zielführend, da diese nicht nur von der Grundwellenamplitude des Flussbetrags abhängen. Daher kann das Luftspaltdrehmoment auch weiterhin durch

$$T = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{2}$$

unter Einsatz der oben beschriebenen Kennfelder berechnet werden. Die elektrischen Gesamtverluste P_v setzen sich aus Kupfer- und Eisenverlustanteilen zusammen:

$$P_{\nu} = P_{CU} + P_{FE} \tag{3}$$

Die Kupferverluste wiederum hängen ab von der Statorstromgrundschwingung $i_{dq,0}$, den nichtpulsfrequenten Stromharmonischen $i_{dq,harm}$ und den pulsfrequenten Stromanteilen $i_{dq,puls}$ [9]:

$$P_{CU} = P_{CU}(i_{dq,0}, i_{dq,harm}, i_{dq,puls})$$
(4)

Unter den Eisenverlusten werden Hysterese- und Wirbelstromverluste verstanden, welche in Folge der zeitlichen Veränderungen des magnetischen Feldes im Blechpaket und auch geringfügig in den Magneten selbst auftreten. Hierbei kann in eine drehende und wechselnde Magnetisierung differenziert werden, welche sich aus Grundwellen-, Harmonischen- und pulsfrequenten Anteilen zusammensetzt [9]. Für die Eisenverluste gilt daher der folgende vereinfachte Zusammenhang:

$$P_{FE} = P_{hyst} + P_{wb} = P_{FE}(\psi_{dq,0}, \psi_{dq,harm}, \psi_{dq,puls})$$
(5)

Weiterhin werden mechanische Verluste, z.B. aufgrund von Lager- und Luftreibung vernachlässigt, da angenommen wird, dass die Auswahl von Arbeitspunkten im elektrischen Grundwellenmodell keinen Einfluss auf diese hat. Auch werden Umrichterverluste nicht betrachtet, da vereinfacht angenommen wird, dass beim verlustoptimalen Betrieb des IPMSM auch das Antriebssystem bestehend aus Umrichter und Motor in guter Näherung verlustoptimal arbeitet.

2.2 Temperatureinflüsse

Im Folgenden wird der Einfluss variierender Motortemperaturen auf das elektrische (Verlust-)Verhalten kurz skizziert:

2.2.1 Kupferverluste

Der Kupferwiderstand wird typischerweise im relevanten Arbeitsbereich linear über die Temperatur modelliert:

$$R_s = R_{s,0} [1 + \alpha_{cu} (\vartheta_s - \vartheta_{s0})] \tag{6}$$

Für den Temperaturkoeffizient wird dabei häufig $\alpha_{cu} = 3,93 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ angesetzt. Wird angenommen, dass der Statorwiderstand entweder frequenzunabhängig ist oder für alle Frequenzen das gleiche α_{cu} angesetzt werden kann, steigt P_{CU} proportional zur Statortemperatur an.

2.2.2 Permanentmagnetfluss

Typischerweise tritt bei den im IPMSM eingesetzten Permanentmagneten eine Reduzierung des Permanentmagnetflusses ψ_{PM} mit steigender Magnettemperatur auf. Auch hier kann i.d.R. eine lineare Modellierung im relevanten Temperaturbereich erfolgen:

$$\psi_{PM} = \psi_{PM,0} [1 + \alpha_{PM} (\vartheta_r - \vartheta_{r0})] \tag{7}$$

Für die im untersuchten Motor eingesetzten NdFeB-Magnete konnte mittels eines Leerlaufversuchs ein $\alpha_{PM} = -0.1 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ ermittelt werden. Bei sinkendem Permanentmagnetfluss ist zudem mit ebenfalls geringeren Eisenverlusten zu rechnen.

2.2.3 Hystereseverluste

Die Höhe der Hystereseverluste in den Eisenpaketen ist abhängig von der Remanenzflussdichte und der Koerzitivfeldstärke. Nach [10] sinken diese mit steigender Temperatur. Da die Hystereseverluste sowohl im Stator- als auch Rotorblechpaket anfallen, sinken diese jeweils mit steigender Stator- bzw. Rotortemperatur. In [7] wurde zudem ein nichtlinearer Zusammenhang zur Temperatur nachgewiesen. Daher soll für die Hystereseverluste recht allgemein angenommen werden:

$$P_{FE,hyst} = P_{FE,hyst,0} [1 + p_r(\vartheta_r - \vartheta_{r0}) + p_s(\vartheta_s - \vartheta_{s0})] (8)$$

Hierbei sind p_r und p_s Polynome beliebigen Grades mit $p_s(0 \text{ K}) = p_r(0 \text{ K}) = 1$ und $\{p_s < 0, p_r < 0\}$ für $\{\vartheta_s > \vartheta_{s0}, \vartheta_r > \vartheta_{r0}\}$.

2.2.4 Wirbelstromverluste

Die Wirbelströme hängen im Wesentlichen vom elektrischen Widerstand der Blechpakete R_{bl} in Stator und Rotor ab. Dieser kann analog zum Kupferwiderstand linear modelliert werden:

$$R_{bl} = R_{bl,0} [1 + \alpha_{bl} (\vartheta_{bl} - \vartheta_{bl0})]$$
(9)

Hierbei sind in Abhängigkeit der Stator- und Rotortemperatur in jeweils einem Stator- und Rotorblechwiderstand $R_{s,bl}$ bzw. $R_{r,bl}$ zu differenzieren. Je nach verwendetem Elektroblech kann $\alpha_{bl} = 4...7 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ betragen. Daher sinken die Wirbelstromverluste ebenfalls mit steigender Rotor- bzw. Statortemperatur:

$$P_{FE,wb} \sim \left\{ \frac{1}{R_{s,bl}}, \frac{1}{R_{r,bl}} \right\}$$
(10)

In [7] konnte basierend auf einer homogenen Temperatur in Stator und Rotor zudem ein annäherend linearer Zusammenhang von Motortemperatur zu Wirbelstromverlusten identifiziert werden.

2.3 Vermessung am Prüfstand

In Hinblick auf eine Modellierung zur verlustoptimalen Arbeitspunktwahl im Grundwellenmodell muss der Zusammenhang $P_v = P_v(i_d, i_q, \omega_{el}, \vartheta_s, \vartheta_r)$ formuliert werden. Eine analytische Beschreibung des Einflusses der Strom- und Flussharmonischen bzw. pulsfrequenten Anteile auf die Gesamtverluste entsprechend Gl. (4) und Gl. (5) bezogen auf das elektrische Grundwellenmodell benötigt genaue Kenntnisse über die Motorkonstruktion. Auch kann dieser Modellierungszusammenhang ggf. überhaupt nicht erarbeitet werden. da das Grundwellenmodell einen zu starken Abstraktionsgrad gegenüber den tatsächlichen, physikalischen Vorgängen im Motor aufweist. Alternativ kann daher die elektrische Verlustleistung durch Vermessung am Prüfstand für gegebene Arbeitspunkte und Betriebsbedingungen erfasst und in entsprechende Kennfelder abgelegt werden. Dies wurde für einen IPMSM der 50 kW-Klasse am Prüfstand durchgeführt. Alle nachfolgenden Darstellungen beziehen sich auf eine Drehzahl von $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ bei einer Zwischenkreisspannung von $u_{dc} = 350$ V. Die Abtast- und Umrichterschaltfrequenz beträgt 10 kHz. Die



Bild 2 Einfluss der Betriebstemperatur auf das Motorverhalten (gestrichelte Linien: $\vartheta_r = 35 \text{ °C}$, $\vartheta_s = 30 \text{ °C}$, durchgezogene Linien: $\vartheta_r = 98 \text{ °C}$, $\vartheta_s = 107 \text{ °C}$)

Leistungsmessung erfolgte mit einem Yokogawa WT3000. Die Vermessung wurde in der Statorstromebene mit einem Vermessungsraster von 10 A Schritten in i_d und i_q durchgeführt. Jeder Arbeitspunkt wurde für 4 s angefahren und die Messwerte über diesen Zeitraum gemittelt. Für die Vermessung wurde der Motor im thermischen Gleichgewicht gehalten, wobei hinsichtlich der Rotor- und Statortemperatur jeweils Abweichungen von $\Delta \vartheta = 1,5$ K zur Solltemperatur zugelassen wurden.

In **Bild 2** sind die Isolinien konstanter Verlustleistungen, Drehmomente und Flussbeträge für eine kalte Vermessung bei $\vartheta_r = 35 \,^{\circ}$ C, $\vartheta_s = 30 \,^{\circ}$ C und eine warme Vermessung bei $\vartheta_r = 98 \,^{\circ}$ C, $\vartheta_s = 107 \,^{\circ}$ C dargestellt. Es ist ersichtlich, dass alle Isolinien einem signifikanten Temperatureinfluss unterliegen. Daher erscheint es angezeigt eine kennfeldbasierte Arbeitspunktsteuerung gemäß [1] bzw. [3] bezüglich veränderlicher Motortemperaturen zu modifizieren.

2.4 Struktur der Arbeitspunktsteuerung

Die Struktur der Arbeitspunktsteuerung ist in Bild 3 dargestellt. Im Kennfeld $\psi_{opt}(T^*)$ werden verlustoptimale Flussbeträge bezogen auf ein gegebenes Solldrehmoment abgelegt. Aus [3] und Bild 2 geht hervor, dass sowohl die Motordrehzahl als auch die Stator- und Rotortemperatur einen Einfluss auf diesen Zusammenhang haben, da sich sowohl die Drehmoment- als auch Verlustisolinien in Abhängigkeit beider Parameter verändern. Der verlustoptimale Fluss ψ_{opt} wird dann mit einem maximal zulässigen Fluss ψ_{max} verglichen, welcher vom überlagerten Aussteuerungsregler vorgegeben wird. Ist ψ_{opt} kleiner als ψ_{max} kann ein Arbeitspunkt anhand der ME-Strategie (maximum efficiency, s. Kap. 2.5) gestellt werden (Ankerstellbereich). Andernfalls muss der Fluss auf den Wert ψ_{max} reduziert werden, um ein gegebenes Solldrehmoment innerhalb der Spannungsgrenze stellen zu können (Flussschwächbereich). Über das Kennfeld $T_{max}(\psi_{lim})$ wird zudem überprüft, ob das Solldrehmoment ggf. reduziert werden muss, um einen Betrieb innerhalb der Spannungsgrenze zu gewährleisten (s. Kap. 2.5). Dieses ist ebenfalls temperatur- und drehzahlabhängig.



Bild 3 Struktur der drehzahl- und temperaturabhängigen Arbeitspunktsteuerung

Für ψ_{\lim} und T_{lim} ist somit sichergestellt, dass diese innerhalb der Strom- und Spannungsgrenze des Antriebs gestellt werden können und zudem verlustoptimal sind. Die Umrechnung in Sollströme i_d^* und i_q^* erfolgt über das Kennfeld f_1 . In [1] wird erläutert bzw. aus Bild 2 geht hervor, dass eine Drehmoment- und eine Flussisolinie im

relevanten Betriebsbereich jeweils nur einen Schnittpunkt besitzen, daher ist die Funktion f_1 bijektiv. Die Temperatur- und Drehzahlabhängigkeit geht erneut aus [3] und Bild 2 hervor.

2.5 Ermittlung der relevanten Kennfelder

Zur Ermittlung verlustoptimaler Arbeitspunkte in der Statorstromebene können die Lagrange-Multiplikatoren herangezogen werden:

$$\nabla P_{\nu} = \left[\frac{\partial}{\partial i_d} P_{\nu} \ \frac{\partial}{\partial_{iq}} P_{\nu}\right] = \lambda \left[\frac{\partial}{\partial i_d} T \ \frac{\partial}{\partial_{iq}} T\right] = \lambda \nabla T \quad (11)$$

In **Bild 4** wurde Gl. (11) bei einer konstanten Drehzahl von $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ für zwei Vermessungstemperaturen ausgewertet (kalt: $\vartheta_r = 35 \,^{\circ}$ C, $\vartheta_s = 30 \,^{\circ}$ C; warm: $\vartheta_r = 98 \,^{\circ}$ C, $\vartheta_s = 107 \,^{\circ}$ C). Es ist zu erkennen, dass die berechneten ME-Kennlinien deutlich voneinander abweichen. Im kalten Fall wird ein gegebenes Solldrehmoment mit mehr flussschwächendem Strom i_d realisiert, während im warmen Fall tendenziell eher der Statorstrombetrag minimiert wird. Dies passt mit den Vorüberlegungen aus Kap. 2.2 überein: Mit steigenden Motortemperaturen steigen die Kupferverluste an, während die Eisenverluste sinken. Der nicht perfekt glatte Verlauf der beiden Kennlinien ist zudem durch Messungenauigkeiten und durch die numerische Auswertung von Gl. (11) zu erklären.



Bild 4 Verlustoptimale Arbeitspunkte in der Statorstromebene mit Darstellung der Drehmoment- und Verlustisolinien gemessen bei $\vartheta_r = 98 \,^{\circ}\text{C}, \vartheta_s = 107 \,^{\circ}\text{C}$

In **Bild 5** sind die umgerechneten Kennlinien aus der Statorstromebene in die Drehmoment-Fluss-Ebene dargestellt. Hier liegen nun beiden Kennlinien näherungsweise übereinander, was durch die temperaturabhängige Veränderung des Permanentmagnetflusses zu erklären ist.

Weiterhin ist für den Betrieb im Flussschwächbereich das maximal mögliche Drehmoment für einen gegebenen Flussbetrag $T_{max}(\psi_{lim})$ zu ermitteln. Hierfür ist die MTPF-Strategie (maximum torque per flux) heranzuziehen, welche wiederum über die Lagrange-Multiplikatoren formuliert werden kann:



Bild 5 Verlustoptimaler Flussbetrag in Abhängigkeit des Solldrehmoments für beide Vermessungstemperaturen



Bild 6 MTPF-Arbeitspunkte in der Statorstromebene mit Darstellung der Drehmoment- und Flussbetragsisolinien gemessen bei $\vartheta_r = 98$ °C, $\vartheta_s = 107$ °C

In **Bild 6** sind entsprechend die MTPF-Kennlinien in der Statorstromebene für beide Vermessungstemperaturen ausgewertet. Außerhalb der Arbeitspunkte auf der Statorstromgrenze ist im Wesentlichen eine Verschiebung in i_d zu erkennen, welche durch den temperaturveränderlichen Permanentmagnetfluss bedingt ist. Die Umrechnung in die Fluss-Drehmoment-Ebene ist zudem in **Bild 7** dargestellt. Hier ist zu erkennen, dass das insgesamt maximal realisierbare Drehmoment im kalten Zustand größer ist. Auch kann für einen gegebenen Flussbetrag im warmen Fall stets ein kleineres Drehmoment realisiert werden. Die temperaturabhängige Verringerung des Permanentmagnetflusses führt demnach entlang der MTPF-Kurve zu einer stärkeren Reduzierung des Drehmoments als zu einer Reduzierung des Flussbetrags.



Bild 7 Maximal realisierbares Drehmoment in Abhängigkeit des maximal zulässigen Flussbetrags für beide Vermessungstemperaturen

Abschließend ist $(i_a^*, i_q^*) = f_1(T_{lim}, \psi_{lim}, \vartheta_{rs}, \omega_{el})$ zu ermitteln. Aus **Bild 2** geht hervor, dass die Schnittpunkte von Drehmoment- und Flussisolinien stark temperaturabhängig sind. Durch die Berücksichtigung der Motortemperatur in der Funktion f_1 kann daher die Drehmomentgenauigkeit entscheidend erhöht werden. Um das Kennfeld f_1 zu erhalten, muss lediglich der aus der Vermessung gewonnene Zusammenhang $(T, \psi) = f_1^{-1}(i_d, i_q)$ für eine gegebene Drehzahl und Temperaturen invertiert werden. Aus Platzgründen wird an dieser Stelle auf eine explizite Darstellung der Kennfelder verzichtet.

3 Untersuchung für verschiedene Temperaturen

Die in Kap. 2.4 vorgestellte Arbeitspunktsteuerung ist für eine exemplarische Drehzahl von $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ und zwei Betriebstemperaturen im thermischen Gleichgewicht parametriert worden. Die gewählte Drehzahl entspricht in etwa der Nenndrehzahl des Motors, sodass alle Solldrehmomente noch im Ankerstellbereich gestellt werden können. Nachfolgend soll der Fehler hinsichtlich Drehmomentgenauigkeit und Wirkungsgrad betrachtet werden, wenn sich die Vermessungs- und Verifikationstemperatur unterscheiden. Hierfür werden die im kalten Zustand gewonnen Kennfelder für eine Verifikationsmessung am erwärmten Motor und umgekehrt genutzt. Die in den nachfolgenden Darstellungen genutzten Legendeneinträge "kalt" und "warm" beziehen sich daher auf eine Parametrierung der Arbeitspunktsteuerung bei der entsprechenden Vermessungstemperatur.

3.1 Drehmomentgenauigkeit

Zur Bewertung der Drehmomentgenauigkeit wird die relative Drehmomentabweichung wie folgt definiert:

$$|\Delta T|_{\rm rel} = \left| \frac{T_{mess} - T^*}{T^*} \right| \tag{13}$$

In **Bild 8** ist die relative Drehmomentabweichung für die Verifikation am kalten Motor dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die relative Abweichung für die geeignete Parametrierung der Arbeitspunktsteuerung unterhalb von 1 % liegt. Bei Parametrierung mit den Kennfeldern eines warmen Motors erfolgt hingegen ein relativer Drehmomentfehler in der Größenordnung von 5 %. Für den umgekehrten Fall der Verifikation bei einem warmen Motor in **Bild 9** kehren sich die Ergebnisse näherungsweise um.



Bild 8 Betrag der relativen Drehmomentabweichung bei $\vartheta_r = 35 \,^{\circ}\text{C}, \, \vartheta_s = 30 \,^{\circ}\text{C}$ und $n_{mech} = 2065 \, \text{min}^{-1}$



Bild 9 Betrag der relativen Drehmomentabweichung bei $\vartheta_r = 98$ °C, $\vartheta_s = 107$ °C und $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$

3.2 Wirkungsgrad

Auch bei der Verifikation hinsichtlich des Wirkungsgrads sind durchaus signifikante Unterschiede ersichtlich. In **Bild 10** und **Bild 11** ist die Untersuchung im kalten Zustand dargestellt, während in **Bild 12** und **Bild 13** die Messung im Falle eines warmen Motors abgebildet sind. Aus Gründen der besseren Erkennbarkeit ist auf eine Darstellung der Wirkungsgrade bei sehr kleinen Drehmomenten verzichtet worden. Insgesamt können Wirkungsgraddifferenzen in der Größenordnung von 0,1-0,2 % festgestellt werden. In einigen Arbeitspunkten fällt der Unterschied sogar noch größer aus, während für sehr kleine Drehmomente die Differenz tendenziell geringer ausfällt.



Bild 10 Gemessener Wirkungsgrad bei $\vartheta_r = 35 \text{ °C}$, $\vartheta_s = 30 \text{ °C}$ und $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ (generatorisch)



Bild 11 Gemessener Wirkungsgrad bei $\vartheta_r = 35 \text{ °C}$, $\vartheta_s = 30 \text{ °C}$ und $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ (motorisch)



Bild 12 Gemessener Wirkungsgrad bei $\vartheta_r = 98 \text{ °C}$, $\vartheta_s = 107 \text{ °C}$ und $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ (generatorisch)



Bild 13 Gemessener Wirkungsgrad bei $\vartheta_r = 98$ °C, $\vartheta_s = 107$ °C und $n_{mech} = 2065 \text{ min}^{-1}$ (motorisch)

4 Fazit und Ausblick

Es konnte gezeigt werden, dass die Motortemperatur einen signifikanten Einfluss auf das elektrische (Verlust-) Verhalten eines IPMSM haben kann. Für eine ausgewählte Vermessungsdrehzahl und einen Temperaturhub von ca. 60 K im Rotor bzw. 80 K im Stator konnten relative Drehmoment-abweichungen in der Größenordnungen von 5 % und Differenzen hinsichtlich des Wirkungsgrads im Bereich von 0,1-0,2 % bei falsch parametrierter Arbeitspunktsteuerung nachgewiesen werden. Demgegenüber steht ein erhöhter Implementierungsaufwand, da für eine vollständige Temperatur- und Drehzahlberücksichtigung zwei vierdimensionale und ein fünfdimensionales Kennfeld abgelegt werden müssen. Dies stellt eine signifikante Erhöhung des erforderlichen Speicherplatzes als auch der benötigten Rechenzeit zur Kennfeldauswertung dar.

Die vorgelegten Untersuchungen geben zudem nur einen ersten Einblick in die Thematik, da umfangreichere Messungen bei unterschiedlichen Drehzahlen bzw. Stator- und Rotortemperaturen angezeigt sind. Als kritisch ist hierbei zu bewerten, dass sinnvolle Vermessungen in der Statorstromebene hinsichtlich eines reproduzierbaren elektrischen Motorverhaltens nur im thermischen Gleichgewicht durchgeführt werden können, wodurch eine Vielzahl von Rotor- und Statortemperaturen im Vermessungsprozess nicht berücksichtigt werden können, welche trotzdem während typischer Fahrzyklen in Fahrzeuganwendungen auftreten können. Als ein weiterer Effekt bei Messungen außerhalb des thermischen Gleichgewichts konnte zudem die mechanische Ausdehnung von Rotor und Stator beobachtet werden, was entsprechend in einer veränderlichen Luftspaltbreite resultiert. Zur weiteren Erhöhung der Drehmomenttreue müsste dieser Effekt daher berücksichtigt werden.

Auch wurde in diesem Beitrag vereinfacht für Rotor und Stator jeweils nur eine repräsentative Temperatur angenommen. Insbesondere für den Stator stellt dies eine starke Abstraktion dar, da sich die die Statoreisen- und Statorkupfertemperatur deutlich unterscheiden können und somit eine sinnvolle Abbildung von Kupfer- und Eisenverlusten im Stator nur bedingt möglich ist. Für den Betrieb der Arbeitspunktsteuerung im Fahrzeug sind zudem geeignete Beobachter- oder Schätzmodelle zur Identifikation der Motortemperaturen heranzuziehen, da aus Kostengründen im Kontrast zu Prüfstanduntersuchungen typischerweise keine ausreichende Anzahl von Temperatursensoren in Stator und Rotor platziert werden.

5 Literatur

- [1] Meyer, M.: Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen, Dissertation, Universität Paderborn, 2010.
- [2] Windisch, T.; Hofmann, W.: Loss Minimization of an IPMSM Drive Using Precalculated Optimized

Current References, IEEE Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2011.

- [3] Peters, W.; Wallscheid, O.; Böcker, J.: A Precise Open-Loop Torque Control for an Interior Permanent Magnet Motor (IPMSM) Considering Iron Losses, IEEE Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2012.
- [4] Rothe, R.; Hameyer, K.: Life Expectancy Calculation for Electric Vehicle Traction Motors Regarding Dynamic Temperature and Driving Cycles, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2011.
- [5] Kral, C.; Haumer, A.; Lee, S.: *Innovative Thermal Model for the Estimation of Permanent Magnet and Stator Winding Temperature*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2012.
- [6] Fan, J. et al.: Design and Thermal Analysis of Traction Motor for Electric Vehicle Based on Driving Duty Cycle, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 6, 2010.
- [7] Schützhold, J.; Hofmann, W.; Blümel, R.: Messung und Analyse der temperaturabhängigen Verluste im Synchronmotor der Antriebsachsen einer Schlauchbeutel-Verpackungsmaschine, Internationaler ETG-Kongress, 2011.
- [8] Kang, G. et al.: A MTPA Control Scheme for an IPM Synchronous Motor Considering Magnet Flux Variation Caused by Temperature, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004.
- [9] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B.: *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Auflg., Wiley-VCH-Verlag, 2008.
- [10] Boll, R.: Weichmagnetische Werkstoffe: VAC Werkstoffe und ihre Anwendung, VAC-Vacuumschmelze, 1990.