

Regelung von Synchronmotoren mit Kompensation von Sättigungseffekten

Dr.-Ing. Stephan Beineke, Dr.-Ing. Alexander Bähr, Dipl.-Ing. Fabian Mink
LTi DRIVES GmbH
Dr.-Ing. Radoslaw Nalepa, Moog GmbH

Control of synchronous motors with compensation of saturation effects

New developments of synchronous motors follow rigorous design rules to reduce manufacturing costs and to satisfy power density demands, therefore often enter saturation regions of the magnetic material. Saturation leads to inaccuracy in torque command or even instabilities in the current control loop. Respective compensation measures in speed and current control are presented for these commonly known effects. At high inverter output frequencies and high saturation levels another disturbance becomes significant. Harmonics in the flux distribution can cause high oscillations in the currents and the voltages leading to instability in the inner current control loop. As a countermeasure, the current controller is extended by an observer, which reduces significantly the oscillations.

Keywords: motor control, saturation, synchronous motors

1. Einleitung

Permanentmagnet-Servomotoren sind die Standardmotoren für anspruchsvolle Anwendungen in der Antriebstechnik. Um die Systemkosten zu senken, werden in Applikationen zunehmend solche Bauformen von Synchronmotoren eingesetzt, die hinsichtlich ihrer Fertigungskosten und/oder ihrer Baugröße optimiert wurden. Hierzu gehören insbesondere Motoren mit Einzelzahnwicklungen, die häufig auch als Motoren mit „konzentrierten Wicklungen“ bezeichnet werden.

Die Modellierung von Synchronmotoren und eine daraufhin abgestimmte Regelung basiert in der Regel auf der Annahme eines Grundwellenmodells, bei dem nichtlineare Effekte, die durch die Sättigung der Eisenwege im Motor aufgrund der magnetischen Felder auftreten, vernachlässigt werden. Bei den oben angesprochenen Motorbauformen treten allerdings Sättigungseffekte auf, die das Betriebs- und Regelverhalten des Motors signifikant beeinflussen. In Zukunft muss daher die Sättigung genauer betrachtet werden als bisher, um die Motoren sowohl mit hoher Dynamik zu regeln, als auch deutlich über Nennstrom betreiben zu können.

In diesem Beitrag werden die wesentlichen Auswirkungen von Sättigungseffekten dargestellt und Kompensationsmaßnahmen hergeleitet. Diese sind in der Software des Servoreglers ServoOne von LTi DRIVES implementiert worden und ihre Wirksamkeit wird anhand von Messergebnissen gezeigt. Die Messungen werden an einem Motor G464 der Firma MOOG durchgeführt, der in Applikationen mit einem sehr hohen Überlastbereich eingesetzt werden kann und dessen Daten Tabelle 1 entnommen werden können.

Tabelle 1: Datenblattangaben des verwendeten Motors MOOG G464

Nennstrom $I_N = 1.9\text{A}$	Nenndrehmoment $M_N = 1.12\text{Nm}$	Nenndrehzahl $n_N = 7400\text{rpm}$
Induktivitäten $L_d = L_q = 10.2\text{mH}$	Widerstand $R = 9.8\Omega$	Flussverkettung $\Psi = 0.052\text{Vs}$

2. Einfluss der Sättigung auf die Motorinduktivität

Das Sättigungsverhalten eines Motors kann allgemein durch die in Bild 1 dargestellten Kennlinien beschrieben werden. Dabei gibt die Magnetisierungskennlinie $\Psi(i_\mu)$ den Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und Induktion durch die Größen Magnetisierungsstrom i_μ und Flussverkettung Ψ wieder. Die Steigung der Kennlinie $\Psi(i_\mu)$ entspricht einer Induktivität. Dabei muss zwischen der absoluten Amplitudeninduktivität L_{amp} und der differentiellen Induktivität $L_{diff}(i_\mu)$, welche der Ableitung in einem magnetischen Arbeitspunkt entspricht, unterschieden werden:

$$L_{amp}(i_\mu) = \Psi(i_\mu)/i_\mu \Leftrightarrow \Psi(i_\mu) = L_{amp} \cdot i_\mu \qquad L_{diff}(i_\mu) = d\Psi(i_\mu)/di_\mu \qquad (1)$$

Diese Funktionen lassen sich somit ineinander umrechnen, so dass es ausreichend ist, einen Kurvenverlauf zu ermitteln. Da sich die differentiellen Induktivitäten für den Motor mit Hilfe des Antriebsreglers am einfachsten messtechnisch bestimmen lassen, werden diese zunächst vermessen. Aus dem gemessenen Verlauf der differentiellen Induktivität erhält man dann durch Integration die Funktionsverläufe für die Flussverkettung und die Amplitudeninduktivität. In Bild 1 sind die gemessene Abhängigkeit vom Drehmoment bildenden q-Strom, $L_{diff,q}(i_{Sq})$ und die daraus berechneten Verläufe von Flussverkettung und Amplitudeninduktivität dargestellt.

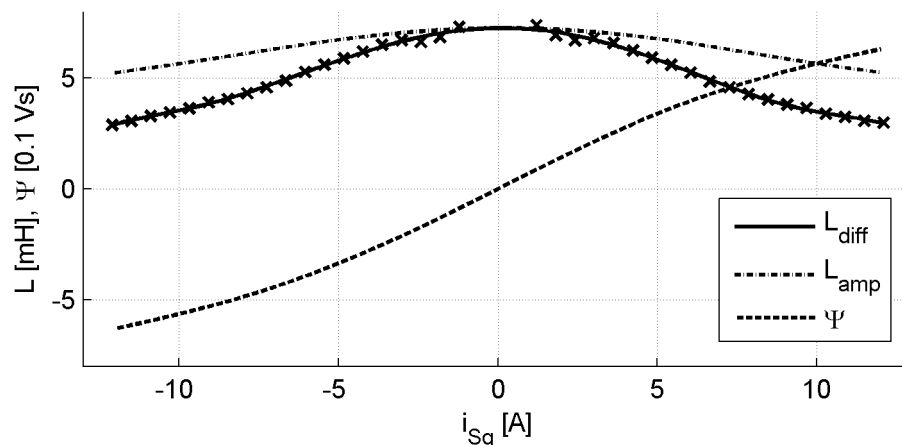


Bild 1: Gemessene Abhängigkeiten von Flussverkettung, differentieller Induktivität und Amplitudeninduktivität vom q-Strom

Da zum einen der q-Strom mit hoher Dynamik gestellt werden muss und zum anderen bei der Synchronmaschine im Überlastbereich der q-Strom ein Vielfaches des Nennstroms betragen kann, ist der Verlauf der differentiellen Induktivität $L_{q,diff}(i_{Sq})$ von besonderer Bedeutung für die Dynamik des Stromregelkreises, worauf in Kapitel 4 Bezug genommen wird. Die Amplitudeninduktivität hingegen beschreibt die Abhängigkeit des verketteten Flusses vom Strom. Dem in Bild 1 gezeigten Ergebnis ist dabei zu entnehmen, dass die Kennlinien für die Amplituden- und differentiellen Induktivitäten symmetrisch zum Strom $i_{Sq} = 0$ sind. Die Flussver-

kettung ist in einem anderen Maßstab ebenfalls dargestellt und ergibt sich als eine ungerade Funktion vom q-Strom, was für die Herleitung der Oberschwingungen in Kapitel 5 berücksichtigt wird.

Auf gleiche Weise werden für den Motor die Kennlinien für die Eigensättigungen ($L_q(i_{Sq})$, $L_d(i_{Sd})$) und für die Kreuzsättigungen ($L_d(i_{Sq})$, $L_q(i_{Sd})$)¹ ermittelt und in Bild 2 gezeigt. Man erkennt eine Verschiebung der Kennlinie $L_d(i_{Sd})$ gegenüber der

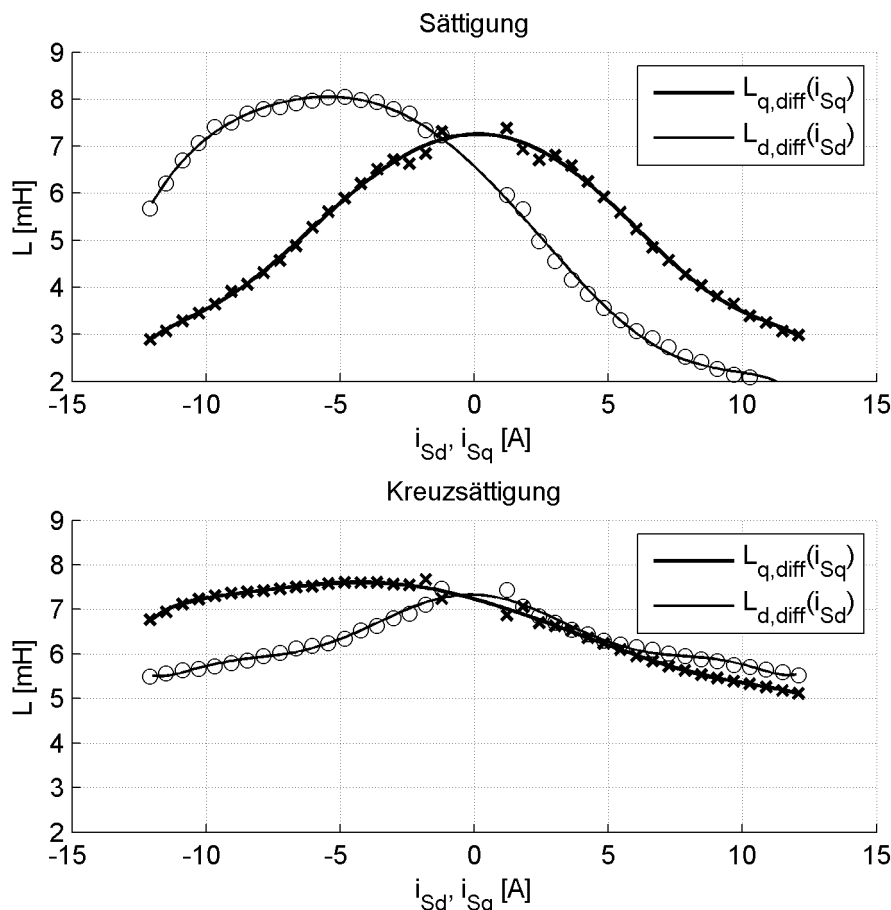


Bild 2: Verlauf der differentiellen Induktivitäten für Eigensättigung und Kreuzsättigung

Kennlinie $L_q(i_{Sq})$ um einen Magnetisierungsstrom, welcher die magnetische Vorspannung durch die Permanentmagnete beschreibt. Außerdem kann es zu Induktivitätsunterschieden in d- und q-Achse durch unterschiedliche Luftspalthöhen kommen. In der Regel werden Synchronmaschinen im Grundstellbereich ohne Einprägung eines d-Stroms betrieben. Im Feldschwächbereich wird ein negativer d-Strom eingepreßt, wodurch aber die Induktivität kaum verändert wird. Bei signifikanter Überlast (hohem q-Strom) und einer dynamischen d-Stromregelung muss unter Umständen der Einfluss der Kreuzsättigung auf die d-Induktivität ebenfalls betrachtet werden.

¹ Im Folgenden werden die differentiellen Induktivitäten nicht gesondert gekennzeichnet, d.h.

$$L_q = L_{q,diff} \text{ bzw. } L_d = L_{d,diff}$$

3. Berücksichtigung der Sättigung bei der Drehmomentberechnung

Die nachfolgend diskutierte Auswirkung der Sättigung auf die Reduktion der Drehmomentkonstante bei höherem Motorstrom ist gut bekannt.

Die Sättigung führt zu einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen q-Strom und Drehmoment, der für den untersuchten Motor auf einem Prüfstand mit einer Drehmomentmesswelle bestimmt wurde und in Bild 3 angegeben ist. Diese Kennlinie kann in der Regel vom Motorhersteller für jeden Motortyp einer Baureihe als Datenblatt zur Verfügung gestellt werden.

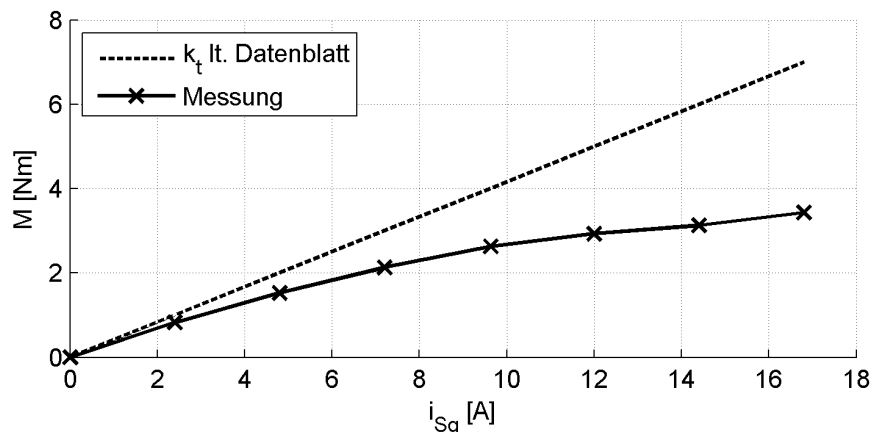


Bild 3: Gemessene Motorkennlinie $M = f_{sat}(i_{sq})$

Im Wesentlichen kann diese Nichtlinearität für die Antriebslösung zwei störende Auswirkungen haben, wenn sie durch die Antriebsregler nicht berücksichtigt wird:

Durch die Sättigung wird die Streckenverstärkung im Drehzahlregelkreis reduziert, was zu einer veränderten Dynamik führt. In der Regel ist dieser Effekt aber nur bei sehr dynamisch eingestellten Regelungen im Bereich hoher Sättigungen kritisch.

Wird von einem linearen Zusammenhang zwischen Strom und Drehmoment ausgegangen, so ist das Drehmoment nur solange genau, wie sich der Motor nicht in der Sättigung befindet. Im Bereich der Sättigung wird ein zu kleiner Strom für das angeforderte Drehmoment berechnet. Damit wird das gestellte Drehmoment kleiner, als von der überlagerten Regelung oder dem Anwender angefordert. Auch das über den Parameter für die Drehmomentgrenze eingestellte maximale Drehmoment wird kleiner. In einigen Anwendungen, wie z.B. Prüfständen, Lage-Kraftregelungen in der Robotik oder Fitness-Trainingsgeräten, werden jedoch vom Antrieb genaue Drehmoment-Istwerte und Begrenzungen gefordert.

Zur Kompensation der Sättigung wird die Regelstruktur um einen Drehmomentrechner erweitert, siehe Bild 4. Die ausgemessene Motorkennlinie $M = f_{sat}(i_{sq})$ wird im Antriebsregler gespeichert und der Drehmomentrechner ermittelt aus dem angeforderten Drehmoment einen entsprechenden Sollwert für den Drehmoment bildenden q-Strom anhand der Umkehrfunktion $i_{sq} = f_{sat}^{-1}(M)$.

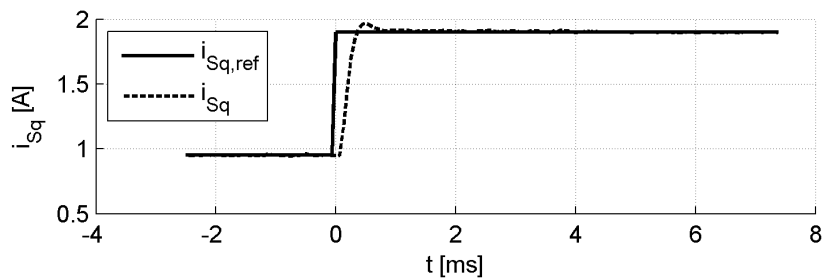


Bild 6a: Sprungantwort von $i_{Sq} = 0,5 \cdot i_{SqN}$ auf $i_{Sq} = i_{SqN}$ ohne Adaption

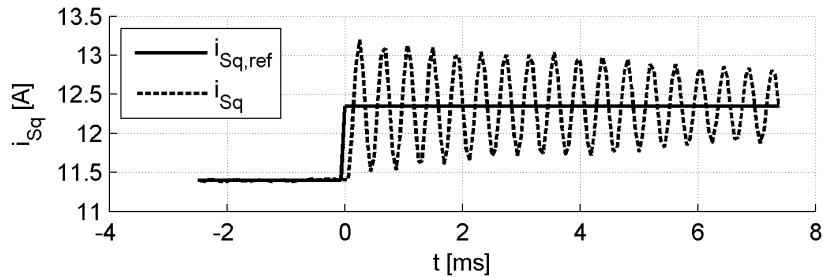


Bild 6b: Sprungantwort von $i_{Sq} = 6 \cdot i_{SqN}$ auf $i_{Sq} = 6,5 \cdot i_{SqN}$ ohne Adaption

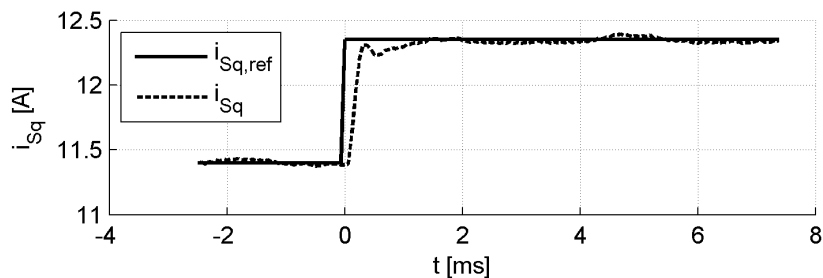


Bild 6c: Sprungantwort von $i_{Sq} = 6 \cdot i_{SqN}$ auf $i_{Sq} = 6,5 \cdot i_{SqN}$ mit Adaption

5. Oberschwingungen in den Strömen und Spannungen durch Sättigung

Eine weitere, in der Praxis selten bemerkte und in der Literatur kaum beachtete Auswirkung der Sättigung, ist die Entstehung von Oberschwingungen in den Statorströmen bzw. -spannungen. Den Ausgangspunkt der nachfolgenden Betrachtungen stellte eine anspruchsvolle Anwendung dar, bei der ein Motor mit 5-fachem Nenndrehmoment sehr schnell auf große Drehzahlen beschleunigt werden soll. Aufgrund des 12-poligen Motors resultieren daraus hohe Speisefrequenzen.

Den entsprechenden Hochlaufvorgang mit der in Bild 8 gezeigten Standard-Stromregelung zeigt Bild 10a. Man erkennt eine Oberschwingung mit der 6ten Harmonischen in den Statorströmen und -spannungen, welche erst bei Beschleunigungen mit 4facher Überlast oder höher merklich in Erscheinung tritt. Aufgrund der Lastabhängigkeit des Effektes werden die Umrichter-verriegelungszeiten oder eine nicht sinusförmige induzierte Polradspannung, die ebenfalls eine Störspannung mit der 6ten Harmonischen hervorrufen würden, als Ursachen ausgeschlossen. Die folgenden Betrachtungen liefern ein qualitatives Modell, mit dem die auftretenden Schwingungen erklärt werden können.

Die Oberschwingungen mit der 6. Harmonischen können aus einem Modell hergeleitet werden, in dem die Sättigung des Eisens nicht allein abhängig vom Betrag des

Stromraumzeigers ist, sondern sich die Statorflusskomponente einer jeden Phase im Wesentlichen über die Sättigungskennlinie aus dem jeweiligen Phasenstrom ergibt. Zur mathematischen Herleitung wird ein Drehstromsystem betrachtet, in dem ein Stromraumzeiger der Amplitude i eingepreßt wird, der sich mit der Kreisfrequenz ω dreht. Es wird vorausgesetzt, dass der Zusammenhang zwischen Fluss und Strom durch eine ungerade Funktion beschrieben wird, wie sie z.B. die Funktion $\Psi(i_{Sq})$ aus Bild 3 darstellt. Dann sind bei der Darstellung der Strangflüsse mit Hilfe einer Fourierreihe lediglich die ungeraden Fourierkoeffizienten ungleich Null:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \Re e(i \cdot e^{j\omega t}) & \Psi_{Sa} &= \Re e\left(\sum_{k=1}^{\infty} \Psi_{2k-1} e^{j(2k-1)\omega t}\right) \\ i_{sb} &= \Re e(i \cdot e^{j\omega t + 2/3\pi}) & \Psi_{Sb} &= \Re e\left(\sum_{k=1}^{\infty} \Psi_{2k-1} e^{j(2k-1)(\omega t + 2/3\pi)}\right) \\ i_{sc} &= \Re e(i \cdot e^{j\omega t + 4/3\pi}) & \Psi_{Sc} &= \Re e\left(\sum_{k=1}^{\infty} \Psi_{2k-1} e^{j(2k-1)(\omega t + 4/3\pi)}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

Bei der Transformation auf ein zweisträngiges, ständerfestes α/β - Koordinatensystem

- entfallen die Oberschwingungen mit den Ordnungszahlen $3k$, wenn man vom symmetrischen Aufbau der einzelnen Motorphasen ausgeht,
- führen die Oberschwingungen mit den Ordnungszahlen $6k-1$ zu einem Drehfeld mit negativer Frequenz,
- führen die Oberschwingungen mit den Ordnungszahlen $6k+1$ zu einem Drehfeld mit positiver Frequenz.

$$\underline{i}_S^S = i_{S\alpha} + j \cdot i_{S\beta} = \underline{i} \cdot e^{j\omega t} \Rightarrow \underline{\Psi}_S^S = \underline{\Psi}_1 e^{j\omega t} + \sum_{k=1}^{\infty} (\underline{\Psi}_{-(6k-1)} e^{-j(6k-1)\omega t} + \underline{\Psi}_{6k+1} e^{j(6k+1)\omega t}) \quad (3)$$

Die Transformation in ein rotierendes, am Polrad orientiertes d/q Koordinatensystem ergibt dann jeweils

- eine räumlich feste Flusskomponente, die dem Grundschwingungsmodell der Maschine entspricht,
- ein Drehfeld mit negativer Frequenz (Ordnungszahlen $6k$),
- ein Drehfeld mit positiver Frequenz (Ordnungszahlen $6k$).

$$\underline{i}_S^R = i_{Sd} + j \cdot i_{Sq} = \underline{i}^R \Rightarrow \underline{\Psi}_S^R = \underline{\Psi}_1 + \sum_{k=1}^{\infty} (\underline{\Psi}_{-6k} e^{-j6k\omega t} + \underline{\Psi}_{6k} e^{j6k\omega t}) \quad (4)$$

Bei Annahme von sinusförmigen Phasenströmen ergeben sich mit dieser Modellvorstellung also in den d/q-Flussverteilungen Oberwellen, welche Oberschwingungen in den d/q-Spannungen mit den 6., 12., 18.... Harmonischen bezogen auf die Speisefrequenz hervorrufen. Eine Bestätigung für dieses Modell liefert der in Bild 7 dargestellte Verlauf der differentiellen q-Induktivität über den elektrischen Winkel, der ebenfalls eine entsprechende 6. Oberwelle L_{S6} aufweist, die wiederum abhängig vom q-Strom ist.

Die Oberwellen in der Flussverkettung führen auch zu dominanten 6. Harmonischen (und deren Oberschwingungen) in den induzierten d/q-Phasenspannungen, wobei der Spannungsbetrag in grober Näherung durch die Beziehung

$$\Delta u_{S6} = d\Psi_{S6}/dt = \omega_S \cdot L_{S6} \cdot i_{sq} \quad (5)$$

beschrieben werden kann.

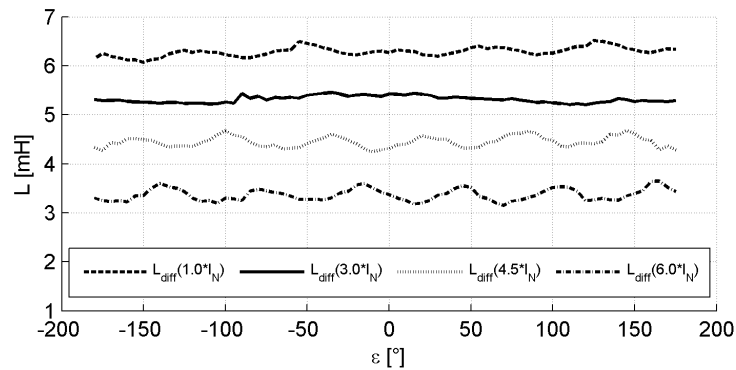


Bild 7: Verlauf der Induktivität in der q-Achse für verschiedene Winkel und Ströme

Dieses Modell führt zu den Aussagen, dass dieser Effekt in der Praxis in folgenden Fällen besonders stark in Erscheinung tritt:

1. Nur wenn die Sättigung zu deutlich ausgeprägten Oberwellen in der Flussverteilung führt, kann überhaupt eine 6. Oberschwingung entstehen. Damit hängt der Effekt vom Motoraufbau ab, und es wird anhand von anschaulichen Betrachtungen offensichtlich, dass eher bei konzentrierten als bei verteilten Wicklungen solche Verhältnisse vorliegen und Störspannungen mit der 6. Harmonischen zu beobachten sind.
2. Der Effekt tritt lediglich bei einem Betrieb von Motoren deutlich oberhalb des Nennstroms auf, weil dann zum einen die stark ausgeprägte sättigungsbedingte Nichtlinearität zwischen Strom und Fluss zu einer großen Variation der Induktivität L_{S6} führt und der Betrag der Störspannung Δu_{S6} proportional zu i_{Sq} wächst.
3. Besonders störend wirkt sich der Effekt bei höheren Speisefrequenzen auf das Regelverhalten aus, da zum einen der Betrag der Störspannung mit der Speisefrequenz ω_s steigt, und zum anderen die Dynamik der Stromregelung dann nicht mehr ausreicht, um eine Störgröße mit der 6. Harmonischen der elektrischen Frequenz auszuregeln.

Der eingangs diskutierte Beschleunigungsvorgang aus Bild 10a bestätigt diese Aussagen. Es treten ab einer bestimmten Überlast und Drehzahl Schwingungen in den d- und q- Strömen und Spannungen auf. Während bei kleineren Speisefrequenzen der Stromregler die Schwingungen ausregelt, kann bei größeren Speisefrequenzen die im Rechner realisierte Entkopplung von d- und q-Stromregler sogar dazu führen, dass die Stromregelung instabil wird. Die hohen Frequenzen in den d-/q-Strömen führen aufgrund der effektiven Totzeit $T_{SUM,I}$ im Stromregler und bei der Entkopplung dazu, dass bei einer bestimmten Frequenz die auftretenden Schwingungen im Strom mit positivem Vorzeichen zurückgekoppelt werden und sich die Stromregelung aufschwingt. Die effektive Totzeit ergibt sich gemäß Bild 8 aus der Messwerterfassung für die Ströme, dem Abtasthaltevorgang aufgrund der Realisierung der Kompensation im Mikrocontroller und dem pulsbreitenmoduliertem Stellglied.

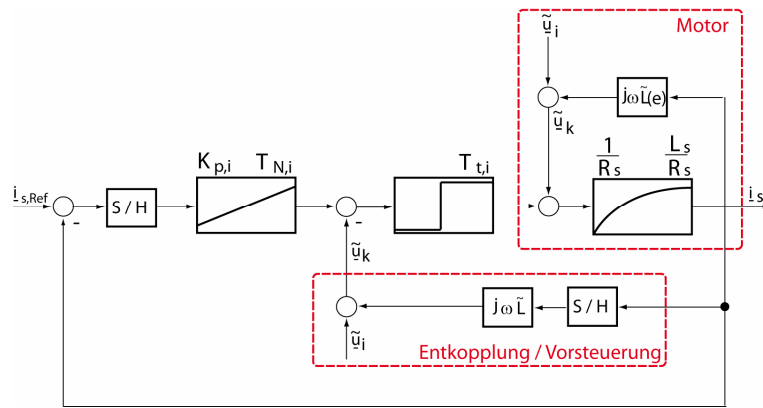


Bild 8: Stromregelkreis mit Vorsteuerung

Die Speisefrequenz f_{krit} bzw. die Motordrehzahl n_{krit} , bei der aus der Kompensation eine Mitkopplung wird, ergibt sich bei einer Phasenverzögerung von $\pi/2$ mit der effektiven $T_{SUM,I}$ und der Polpaarzahl p des Motors zu

$$\frac{\pi}{2} = 2\pi \cdot (6f_{krit}) \cdot T_{SUM,I} \Rightarrow (6f_{krit}) = \frac{1}{4 \cdot T_{SUM,I}} \Rightarrow n_{krit} = 60 \cdot \frac{f_{krit}}{p} \quad (6)$$

Im Beispiel ergeben sich $T_{SUM,I} = 93\mu s$, $(6f_{krit}) = 2680 Hz$ und $n_{krit} = 4480 \text{ min}^{-1}$.

Als Gegenmaßnahme wird gemäß Bild 9 ein Beobachter für die Motorströme eingeführt. Der Beobachter bildet Totzeitverhalten und das Strom bildende PT1-Glied nach. Wird auf den vom Beobachter prädierten Wert geregelt, so wird ein Teil der Totzeit im Regelkreis eliminiert und die Stromreglerverstärkung lässt sich damit deutlich erhöhen, so dass sogar ein Deadbeat-Verhalten des Regelkreises möglich wird und das Störverhalten des Regelkreises verbessert werden kann. Des Weiteren wird die mit der 6. Harmonischen auftretende Schwingung durch den Beobachter nicht modelliert. Der im Messwert auftretende Schwingungsanteil wird mit der Beobachterdynamik gefiltert und nur mit geringer Amplitude zurückgekoppelt, wodurch ein Aufschwingen durch Mitkopplung verhindert wird.

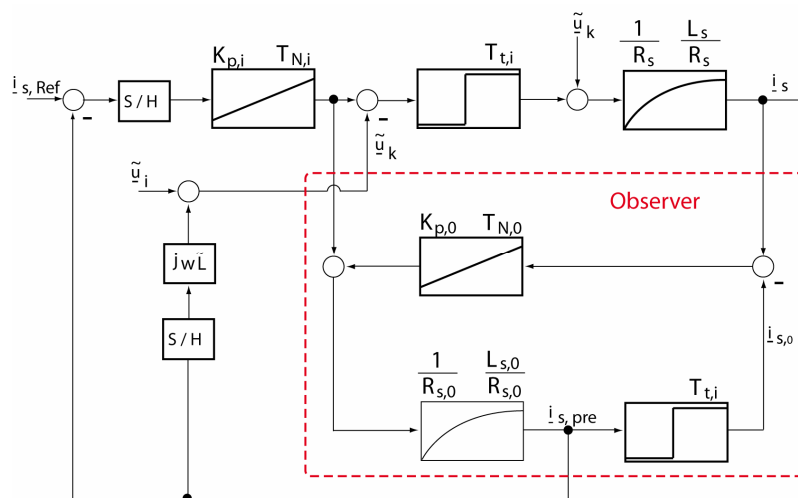


Bild 9: Stromregelkreis mit Beobachter

Zum Vergleich ist der mit dem Beobachter gemessene Beschleunigungsvorgang in Bild 10b dargestellt. Die Schwingungen können soweit reduziert werden, dass das Betriebsverhalten des Motors nicht mehr wesentlich durch die Sättigungseffekte beeinträchtigt wird.

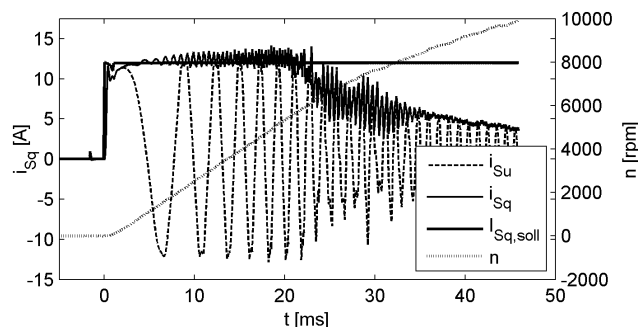


Bild 10a: Hochlaufvorgang mit Schwingungen (ohne Beobachter)

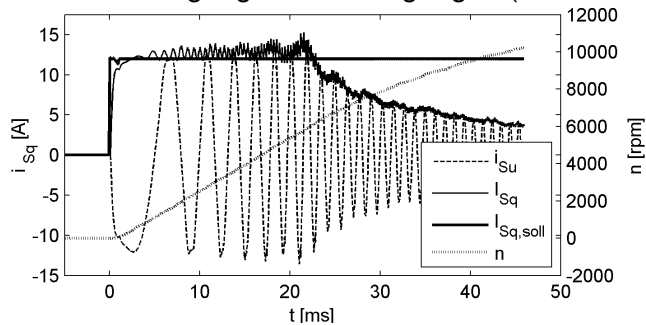


Bild 10b: Hochlaufvorgang ohne Schwingungen (mit Beobachter)

6. Zusammenfassung

Im Beitrag wurden wesentliche Auswirkungen der Sättigung bei permanent erregten Synchronmaschinen diskutiert und die Möglichkeiten dargestellt, welche im Antriebsregler ServoOne zur Kompensation integriert sind. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen q-Strom und Drehmoment wird so berücksichtigt, dass ein angefordertes Drehmoment auch genau gestellt werden kann. Die sich ändernde differentielle Induktivität führt zu einer variablen Streckenverstärkung im Stromregelkreis, so dass die Verstärkung des Reglers zu adaptieren ist.

Schließlich verursacht die Sättigung auch Oberschwingungen in den Motorströmen bei Betrieb mit großen Überlasten und großen Speisefrequenzen. Hierfür wurde ein Modell angegeben, das die Effekte mit einem heuristischen Ansatz prinzipiell beschreibt. Mit Hilfe einer Beobachterstruktur können die auftretenden Oberschwingungen stark verringert werden. Allerdings sind weiter gehende Untersuchungen notwendig, um das beobachtete Verhalten vollständig und quantitativ modellieren zu können.

Literatur

- [1] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki: "Waveform distortion correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Trans. Industrial Applications*, vol. 23, no. 5, pp. 881-886, 1987.
- [2] J. Holtz, L. Springob: "Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, April 1996., pp. 309-320.
- [3] J.F. Moynihan, M.G. Egan, J.M.D. Murphy: „The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Drives“, *Proceedings of IEEE IECON*, pp.20-25, 1994.