

Rundlaufoptimale Regelung von elektrischen Antrieben

Dipl.-Ing. Harald Wertz, Dipl.-Ing. Andreas Pottharst
Fachgebiet Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik
Universität Paderborn

Low-ripple speed control of electrical drives

Controlled electrical drives have a crucial impact on product quality in high precision manufacturing processes. Motors for such applications often have to fulfill demanding requirements concerning size, acceleration capability and efficiency. Permanent magnet synchronous motors (PSM) offer those advantages but they often produce undesired torque ripple. If a uniform motion with extremely low speed ripple is required, the torque ripple has to be compensated by the speed controller. In this article different control structures are compared regarding their capability to suppress the impact of periodic disturbance torque. Measurements were conducted on a rapid-prototyping testbed equipped with a PSM drive featuring a high resolution incremental position encoder as well as a rotary accelerometer.

Keywords: torque ripple, disturbance observer, accelerometer, synchronous motor

1. Einleitung / Motivation

Bei zahlreichen Produktions- und Bearbeitungsprozessen wird die Qualität des Endproduktes unmittelbar von der Güte der in der jeweiligen Maschine eingesetzten geregelten Antriebe bestimmt. Übersetzt man die Anforderungen, die der Maschinenhersteller - z.B. in Form von produktspezifischen Toleranzwerten oder verfügbarem Bauraum - vorgibt, in antriebstechnische Spezifikationen, so ergeben sich bei einigen anspruchsvollen Anwendungen extrem hohe Rundlaufanforderungen. Beispiele hierfür sind Maschinen zur Druckwalzen- oder Kunststofffolienherstellung.

Häufig möchte man bei solchen Anwendungen auf den Einsatz von Getrieben verzichten, um deren Übertragungsfehler zu vermeiden und damit eine unmittelbare Beeinflussung der lastseitigen Prozessgrößen zu ermöglichen. Bei getriebebelosen Antrieben muss der Motor bei vergleichsweise geringer Drehzahl ein hohes Drehmoment erzeugen, weshalb häufig speziell auf diese Anforderungen optimierte Motoren eingesetzt werden, die bei geringem Bauraum das benötigte Maximaldrehmoment aufbringen können. Mit permanenten Synchronmotoren lässt sich ein hohes Verhältnis von Maximaldrehmoment zu Baugröße erreichen. Bei in diesem Sinne gut ausgenutzten Synchronmotoren treten jedoch oft die prinzipiell immer vorhandenen und teilweise stromabhängigen Pendelmomente, die dem Nutzdrehmoment überlagert sind, besonders deutlich auf [1]. Je

nach Drehzahl und angetriebenem Massenträgheitsmoment resultieren daraus mehr oder weniger deutliche Drehzahlschwankungen. Wenn gleichzeitig hohe Rundlaufgüte und kompakte Bauweise gefordert werden, müssen diese Pendelmomente daher regelungstechnisch kompensiert werden. Hierzu wird ein hochgenauer Drehzahlwert sowie eine an die spezielle Problemstellung angepasste Regelungsstruktur benötigt. Die üblicherweise als PI-Regler ausgeführte und nach dem Symmetrischen Optimum eingestellte Drehzahlregelung ist ohne zusätzliche Maßnahmen nur bedingt zur Unterdrückung von periodischen Störmomenten und damit zur Realisierung einer hohen Rundlaufgüte geeignet. Weiterhin ist die in der Regel zur Drehzahlwertberechnung durchgeführte Differentiation des gemessenen Lagewinkels bei geringen, nahezu konstanten Drehzahlen ungeeignet.

In diesem Beitrag soll gezeigt werden, wie sich durch den Einsatz eines Beschleunigungssensors bei Antrieben mit konstantem Drehzahlwert und periodisch auftretenden Störmomenten sowohl die Störmomentkompensation als auch die Ermittlung der Istdrehzahl und damit das Rundlaufverhalten wesentlich verbessern lassen. In Kapitel 2 wird zunächst die Entstehung von Pendelmomenten bei permanenterregten Synchronmotoren beschrieben und das zugehörige Maschinenmodell angegeben. Anschließend werden in Kapitel 3 verschiedene Konzepte zur Drehzahlregelung vorgestellt. In Kapitel 4 werden dann experimentelle Ergebnisse für die einzelnen Verfahren dargestellt, die an einem Laborversuchsstand gewonnen wurden. Als Motor wurde dabei ein permanenterregter Synchron-Servomotor mit ausgeprägter Drehmomentwelligkeit verwendet.

2. Entstehung von Pendelmomenten bei geregelten Antrieben mit Synchronmotor

Um den Synchronmotor als dynamisches Drehmomentstellglied zu betreiben, wird hier zur Stromregelung das polradorientierte Regelungskonzept verwendet. Hierbei wird der Ständerstrom abhängig vom gemessenen Polradwinkel stets so eingepreist, dass eine verlustoptimale Drehmomentbildung erfolgt. Unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten und Eisenverlusten im magnetischen Kreis lässt sich die Synchronmaschine im polradorientierten d, q -Koordinatensystem durch das in Bild 1 angegebene Blockschaltbild beschreiben. Wie in den Gleichungen (2.1) bis (2.3) angegeben, setzt sich das vom Motor erzeugte Drehmoment m_M aus einem zur q -Komponente des Ständerstroms proportionalen Gleichanteil sowie aus einem in der Regel unerwünschten Wechselanteil zusammen. Letzterer ergibt sich zum Einen aus dem durch das Zusammenwirken von Polradfluss und Ständerstrombelag gebildeten elektromagnetischen Drehmoment m_{el} , wenn die im stationären Betrieb in der Ständerwicklung induzierte Spannung von der Sinusform abweicht. Dieser Effekt findet durch die Verwendung der lageabhängigen Formfunktionen $f_{ud}(\epsilon_{RS})$ und $f_{uq}(\epsilon_{RS})$ im Motormodell Berücksichtigung (Bild 1) [2]. Mit ϵ_{RS} wird dabei der elektrische Winkel zwischen rotorfestem und ständerfestem Koordinatensystem bezeichnet. Zum Anderen führt eine durch die Motorkonstruktion bedingte, von der Rotorstellung abhängige Ständerinduktivität zur Bildung eines Reluktanzmoments m_{Rel} [1], [3].

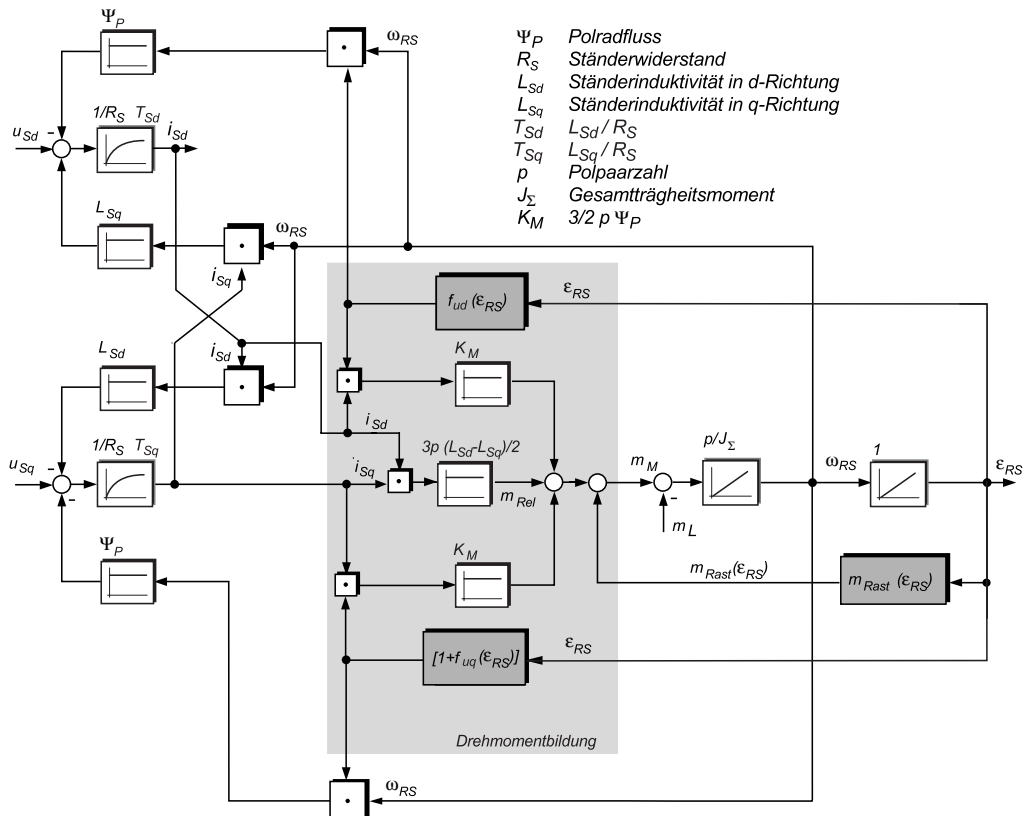


Bild 1 Drehmomentbildung der permanenterrregten Synchronmaschine in polradfesten Koordinaten

Einen weiteren Beitrag zum Wechselanteil des Drehmoments liefert das auch bei unbestromter Maschine vorhandene und durch die umfangsabhängige magnetische Leitfähigkeit des Ständers verursachte Rastmoment m_{Rast} , welches hauptsächlich durch die Ständernutung hervorgerufen wird. Darüberhinaus können durch die Mechanik, beispielsweise durch Kupplungen oder Lager, weitere Pendelmomente hervorgerufen werden, die zum mechanischen Lastmoment m_L zusammengefasst werden. Abhängig vom Wicklungsaufbau, von Form und Anordnung der Permanentmagnete auf dem Läufer sowie von der Gestaltung des Läufer- und Ständerquerschnitts sind die Pendelmomente mehr oder weniger stark ausgeprägt. Die Drehmoment- und Drehzahlbildung der Synchronmaschine in polradorientierten Koordinaten lautet in Gleichungsform:

$$m_M = m_{el} + m_{Rel} + m_{Rast} \quad (2.1)$$

$$m_{el} = K_M \cdot [f_{ud}(\epsilon_{RS}) \cdot i_{Sd} + (1 + f_{uq}(\epsilon_{RS})) \cdot i_{Sq}] \quad (2.2)$$

$$m_{Rel} = \frac{3}{2} p \cdot (L_{Sd} - L_{Sq}) \cdot i_{Sd} \cdot i_{Sq}$$

$$\omega_{RS} = \frac{d\epsilon_{RS}}{dt}, \quad \frac{J_\Sigma}{p} \cdot \frac{d\omega_{RS}}{dt} = m_M - m_L \quad (2.3)$$

Die Differenz aus dem über den q-Strom vom Drehzahlregler zu stellenden Drehmoment und dem resultierenden mechanischen Beschleunigungsmoment wird als Störmoment m_s bezeichnet und wie folgt definiert:

$$m_s = K_M \cdot i_{sq} - (m_M - m_L) \quad (2.4)$$

3. Vergleich verschiedener Regelungsverfahren

Durch theoretische Vorbetrachtungen werden im folgenden drei verschiedene Drehzahlregelungen bezüglich ihrer Rundlaufeigenschaften miteinander verglichen. Alle Konzepte basieren auf jeweils identisch entworfenen, dem Drehzahlregelkreis unterlagerten Stromregelkreisen. Für den Entwurf der Drehzahlregler werden sämtliche im Vorwärts- und Rückführzweig wirksamen Totzeiten zusammengefasst und durch ein P-T₁-Glied mit der Zeitkonstanten T_σ angenähert. Der geschlossene q-Stromregelkreis wird als P-T₁-Glied mit der Zeitkonstante $T_{E,i}$ approximiert. Anschließend werden T_σ und $T_{E,i}$ mit der Zeitkonstanten T_F des Drehzahlwertfilters zu einem resultierenden P-T₁-Glied mit der Summenzeit $T_\Sigma = T_\sigma + T_{E,i} + T_F$ zusammengefasst.

3.1 PI-Drehzahlregelung ohne Störmomentvorsteuerung

Als Referenzsystem zur Bewertung der Regelgüte wird zunächst eine PI-Drehzahlregelung ohne Störmomentvorsteuerung betrachtet (Bild 2). Mit dem Gesamtträgheitsmoment J_Σ lautet die Dimensionierungsvorschrift für den Drehzahlregler

$$K_{Pn} = \frac{2 \cdot \pi \cdot J_\Sigma}{60 \text{min}^{-1} \cdot \alpha \cdot T_\Sigma}, \quad T_{Nn} = \alpha^2 \cdot T_\Sigma, \quad (3.1)$$

wobei für den Entwurfparameter α üblicherweise ein Wert von 2 gewählt wird.

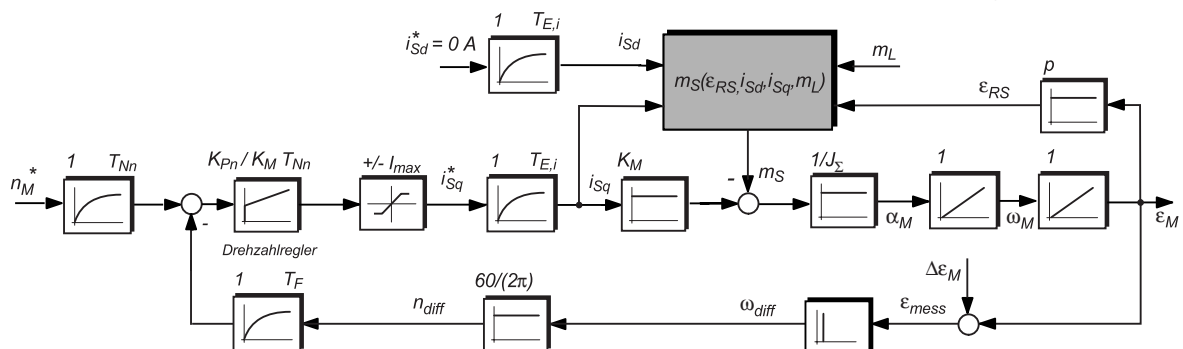


Bild 2 PI-Drehzahlregelung

3.2 P-Drehzahlregelung mit Störmomentvorsteuerung

Zur Verbesserung des Störverhaltens der in Bild 2 dargestellten Drehzahlregelung wird die Rekonstruktion des nicht messbaren Störmomentes $m_s(t)$ mit verschiedenen Störgrößenbeobachtern untersucht. Das geschätzte Störmoment $\hat{m}_s(t)$ kann dann der Stellgröße eines P-Drehzahlreglers überlagert und damit

das Störverhalten verglichen mit einer herkömmlichen PI-Drehzahlregelung deutlich verbessert werden (Bild 3).

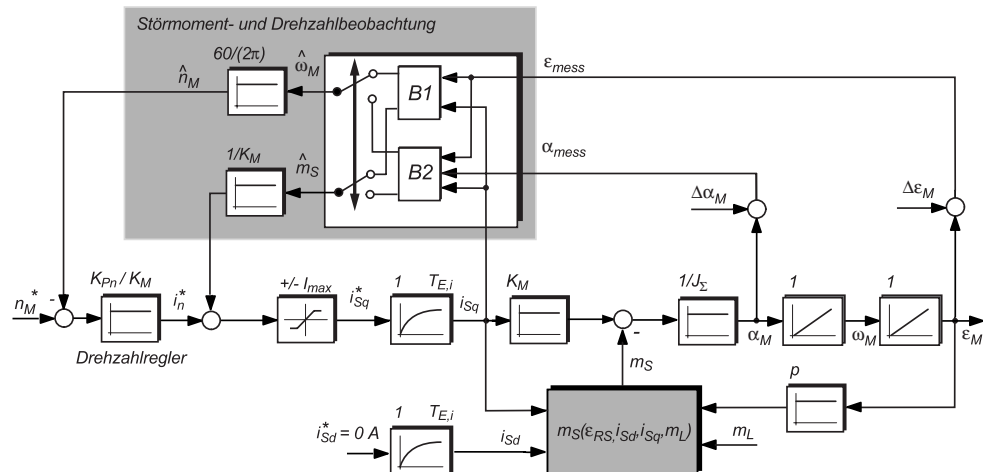


Bild 3 P-Drehzahlregelung mit Störmomentvorsteuerung

Der Störgrößenbeobachter besteht neben dem Streckenmodell, welches abhängig von den verfügbaren Messgrößen von unterschiedlicher Ordnung sein kann, aus einem Störmodell, das den unbekanntem Verlauf einer Störgröße durch ein dynamisches System nachbildet. Bei geeigneter Wahl des Störmodells, kann die Störgröße stationär genau geschätzt und somit auf einen I-Anteil im Drehzahlregler verzichtet werden. Dadurch ergibt sich auch eine deutliche Verbesserung des Führungsverhaltens der Drehzahlregelung. Die Reglerverstärkung K_{Pn} wird nach dem Verfahren der Doppelverhältnisse berechnet, wobei sich der gleiche Wert wie beim Symmetrischen Optimum ergibt (siehe Gl. (3.1)).

3.3.1 Störgrößenbeobachter mit q-Strom und Lagewinkel als Eingangsgrößen

Zunächst werden i_{Sq} und ϵ_M als Eingangsgrößen für den Beobachter verwendet. Als Störmodell wird ein einfacher Integrator mit Eingangsgröße Null angesetzt. Es ergibt sich dann das in Bild 4a dargestellte Beobachtermodell, welches im folgenden mit B1 abgekürzt wird.

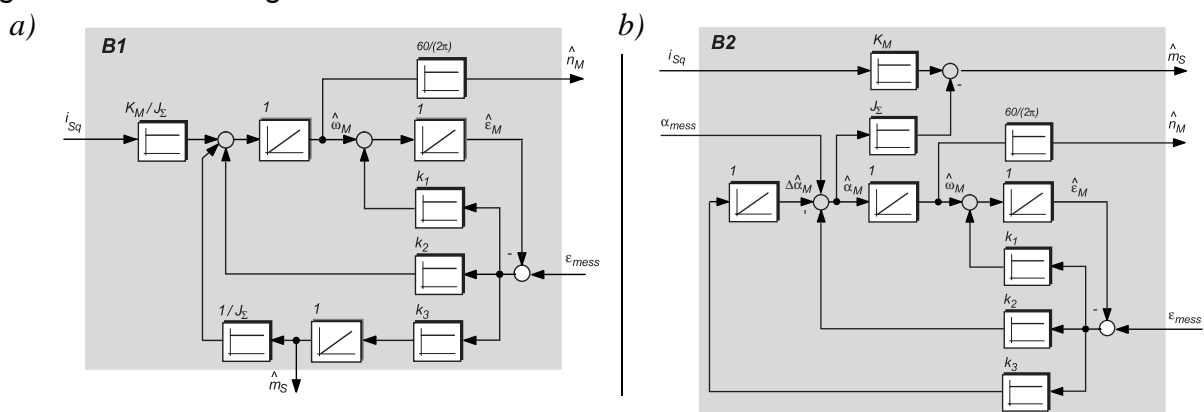


Bild 4 Beobachtermodelle mit
a) Eingangsgrößen i_{Sq} und ϵ_{mess} (B1) b) Eingangsgrößen i_{Sq} , ϵ_{mess} und α_{mess} (B2)

Mit der Abtastzeit T_{Ab} lautet das zeitdiskrete Modell für den Beobachter B1:

$$\begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k+1) \\ \hat{\omega}_M(k+1) \\ \hat{m}_S(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-k_1) & T_{Ab} & -\frac{T_{Ab}^2}{2J_\Sigma} \\ -k_2 & 1 & -T_{Ab}/J_\Sigma \\ -(k_3 \cdot J_\Sigma) & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k) \\ \hat{\omega}_M(k) \\ \hat{m}_S(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{Ab}^2 K_M}{2J_\Sigma} & k_1 \\ \frac{T_{Ab} K_M}{J_\Sigma} & k_2 \\ 0 & (k_3 \cdot J_\Sigma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ \varepsilon_{mess}(k) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\hat{y}_{B1}(k) = \begin{bmatrix} \hat{n}_M(k) \\ \hat{m}_S(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{60}{2\pi} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k) \\ \hat{\omega}_M(k) \\ \hat{m}_S(k) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Der Korrekturvektor k wird bei expliziter Vorgabe des zeitdiskreten, dreifach reellen Beobachtereigenwertes z_B nach (3.4) berechnet.

$$k = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T = \left[3(1-z_B) \frac{(z_B+5) \cdot (z_B-1)^2}{2T_{Ab}} \frac{(z_B-1)^3}{T_{Ab}^2} \right]^T \quad (3.4)$$

Ein alternatives Verfahren zur Beobachterdimensionierung stellt die Methode der Doppelverhältnisse dar. Hierbei wird durch Vorgabe des Normpolynoms

$$p(s) = 1 + \sum_{i=1}^3 \frac{T_B^i}{\delta_B^{i-1}} \cdot s^i \quad (3.5)$$

neben der Einschwingzeit T_B auch ein Dämpfungsmaß δ_B für den Einschwingvorgang der Beobachterzustände vorgegeben. Bei der Wahl von T_B und δ_B orientiert man sich an den Kenngrößen eines P-T₂-Übertragungsglieds [4]. Die aus (3.5) berechneten Nullstellen werden in den z-Bereich transformiert und anschließend für eine explizite Polvorgabe genutzt.

3.4.2 Störgrößenbeobachter mit q-Strom, Lagewinkel und Drehbeschleunigung als Eingangsgrößen

Die erreichbare Störmomentdämpfung hängt unmittelbar mit der realisierbaren Schätzdynamik des Beobachters zusammen. Diese wiederum wird durch die Beobachterordnung sowie die Messfehler der Beobachtereingangssignale begrenzt. Durch die exakte Messung der Drehbeschleunigung wäre mit (2.4) theoretisch die unmittelbare Berechnung des Störmoments und damit eine optimale Störmomentdämpfung möglich. Aufgrund der unvermeidbaren Messfehler kann das Störmoment auf diesem Weg jedoch nicht stationär genau berechnet werden, so dass eine Korrektur des Sensorsignals erforderlich ist. Hierzu wird die in Bild 4b dargestellte Beobachterstruktur B2 verwendet. Sie enthält einen freien Integrator (Störmodell) zur Nachbildung des Messfehlers $\Delta\alpha_M$ der Beschleunigungsmessung sowie zwei weitere Integratoren zur Generierung von

Winkelgeschwindigkeit und Lagewinkel. Durch die Korrektur mit dem gemessenen Lagewinkel wird ein Wegdriften der über eine Integration aus der gemessenen Beschleunigung ermittelten Winkelgeschwindigkeit verhindert. Gleichzeitig steht mit der integrierten, korrigierten Beschleunigung ein hochwertiges Drehzahlensignal für die Regelung zur Verfügung [5]. Mit der Abtastzeit T_{Ab} lautet das zeitdiskrete Modell für den Beobachter B2:

$$\begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k+1) \\ \hat{\omega}_M(k+1) \\ \Delta\hat{\alpha}_M(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-k_1) T_{Ab} & -\frac{T_{Ab}^2}{2} \\ -k_2 & 1 & -T_{Ab} \\ -k_3 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k) \\ \hat{\omega}_M(k) \\ \Delta\hat{\alpha}_M(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{T_{Ab}^2}{2} & k_1 \\ 0 & T_{Ab} & k_2 \\ 0 & 0 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ \alpha_{mess}(k) \\ \varepsilon_{mess}(k) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\hat{y}_{B2}(k) = \begin{bmatrix} \hat{n}_M(k) \\ \hat{m}_S(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{60}{2\pi} & 0 \\ k_2 \cdot J_\Sigma & 0 & J_\Sigma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}_M(k) \\ \hat{\omega}_M(k) \\ \Delta\hat{\alpha}_M(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ K_M & -J_\Sigma & -k_2 \cdot J_\Sigma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ \alpha_{mess}(k) \\ \varepsilon_{mess}(k) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Der Korrekturvektor k wird ebenfalls entweder nach (3.4) oder unter Verwendung von (3.5) berechnet.

In Bild 5a sind Betrag und Phase von theoretisch berechneten Störfrequenzgängen $G_Z(j\omega) = \omega_M(j\omega)/m_S(j\omega)$ für die verschiedenen Reglerstrukturen und Dimensionierungsverfahren dargestellt.

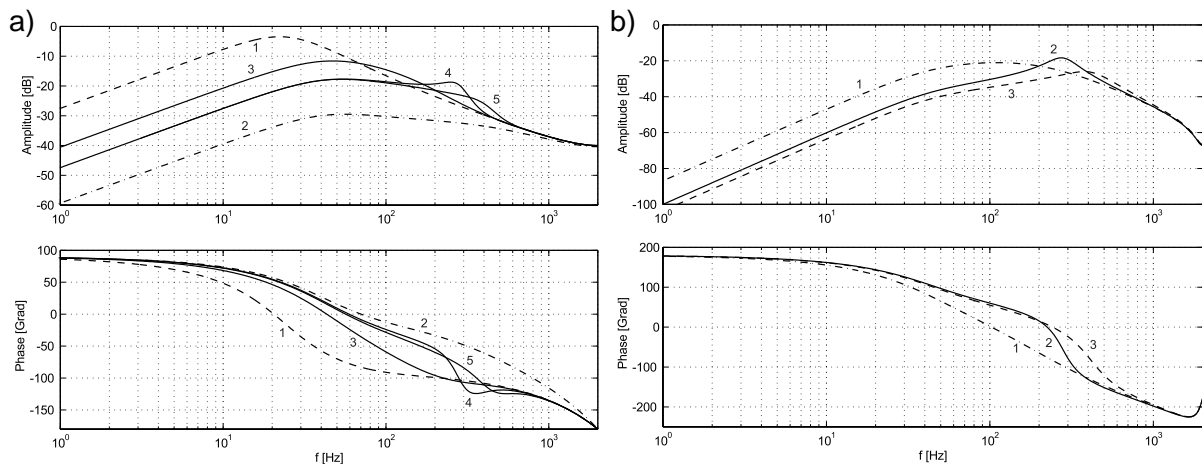


Bild 5

a) Störfrequenzgänge $G_Z(j\omega) = \omega_M(j\omega)/m_S(j\omega)$

- (1) PI-Drehzahlregler;
- (2) P-B2-Regler;
- (3) P-B1-Regler, explizite Polvorgabe
bei $z_B = 0,75$, $T_{ab} = 250\mu s$;
- (4) P-B1-Regler, Polvorgabe Doppelverhältnisse
($T_B = 1ms$, $\delta_B = 2$);
- (5) P-B1-Regler, Polvorgabe Doppelverhältnisse
($T_B = 1ms$, $\delta_B = 3$)

b) Frequenzgang der Messfehlerkompensation

- $$G_{\Delta m}(j\omega) = \omega_M(j\omega)/(J_\Sigma \cdot \Delta\alpha_M(j\omega))$$
- (1) P-B2, explizite Polvorgabe bei
 $z_B = 0,85$, $T_{ab} = 125\mu s$;
 - (2) P-B2, Polvorgabe Doppelverhältnisse
($T_B = 1ms$, $\delta_B = 2$)
 - (3) P-B2, Polvorgabe Doppelverhältnisse
($T_B = 1ms$, $\delta_B = 3$)

Sie beschreiben das frequenzabhängige Störverhalten und damit die Auswirkung von Pendelmomenten auf die Motordrehzahl. Die Kurven 3, 4 und 5 zeigen das Störverhalten des P-B1-Regelkreises für drei verschiedene Polkonfigurationen des Beobachters. Zum Vergleich ist mit Kurve 1 das Störverhalten eines nach (3.1) dimensionierten PI-Drehzahlreglers dargestellt, welches für Frequenzen unterhalb von 60Hz durch die geringste Störmomentunterdrückung gekennzeichnet ist. Kurve 2 zeigt das Störverhalten des P-B2-Regelkreises, der bei fehlerfrei gemessener Beschleunigung die bestmögliche Störmomentunterdrückung aufweist. Für hohe Frequenzen nähern sich alle Kennlinien asymptotisch an, da die Dämpfung der Pendelmomente vorwiegend durch die träge Masse des Antriebs erfolgt. Die Auswirkungen von Fehlern bei der Beschleunigungsmessung zeigt Bild 5b anhand des Frequenzgangs $G_{\Delta m}(j\omega) = \omega_M(j\omega)/(J_\Sigma \cdot \Delta\alpha_M(j\omega))$ der Messfehlerkompensation. Es zeigt sich, dass die Auswirkungen von periodisch auftretenden Messfehlern $\Delta\alpha_M$ auf die Motordrehzahl deutlich frequenzabhängig sind. Die in Bild 5a sichtbaren Vorzüge des P-B2-Regelkreises hinsichtlich der Störmomentunterdrückung werden dadurch etwas relativiert. Ein Vergleich der Messergebnisse in Bild 6 zeigt jedoch trotzdem das deutlich beste Rundlaufverhalten bei der P-B2-Regelung.

4. Messergebnisse

Die realisierbare Dynamik der Störmomentrekonstruktion wurde an einem Laborversuchsstand experimentell untersucht und wird im Folgenden dokumentiert. Der Aufbau besteht aus einer mechanisch belastbaren permanenterregten Synchronmaschine mit einer bauartbedingt deutlich ausgeprägten Drehmomentwelligkeit, die mit einem industriellen Servoumrichter stromgeregelt betrieben wird. Aufgrund des geringen Massenträgheitsmoments des Aufbaus wirken sich die Drehmomentschwankungen besonders deutlich auf die Motordrehzahl aus. Als Plattform für die Drehzahlregelung kommt ein dSPACE-Signalprozessorboard zum Einsatz, welches über eine SSI-Schnittstelle an den Umrichter angebunden ist. Zur Lagewinkelerfassung wird ein Hohlwellen-Inkrementalgeber mit 2048 Strichen und sinusförmigen Ausgangssignalen verwendet. Die Gebersignale werden im Servoumrichter ausgewertet. Die Drehbeschleunigung wird mit einem nach dem Ferrarisprinzip arbeitenden Relativbeschleunigungssensor der Firma Hübner Elektromaschinen AG Berlin [5] gemessen, welcher zusammen mit dem Lagegeber am B-seitigen Wellenende des Motors montiert ist.

In Bild 6a)-d) sind Messergebnisse von vier Experimenten dargestellt. Dabei wurde dem Antrieb jeweils eine Solldrehzahl von $n^* = 60 \text{ min}^{-1}$ sowie eine konstante Belastung von $m_L = 5 \text{ Nm}$ vorgegeben. Die Bilder zeigen im stationären Betrieb aufgezeichnete Drehzahlsignale jeweils im Zeit- (linke Spalte) und im Frequenzbereich (rechte Spalte). Die Skalierung der Frequenzachse der dargestellten Betragsspektren ist jeweils auf die Motordrehfrequenz bezogen. Für die beobachtergestützten Konzepte ist die beobachtete Motordrehzahl als Rückführgröße für den Drehzahlregler verwendet worden. Zum Vergleich ist in Bild 6 jeweils die durch Differentiation des Lagesignals berechnete Drehzahl dargestellt.

Die Ergebnisse für die P-B1-Regelungsstruktur sind sowohl für die explizite Vorgabe eines dreifachen reellen Beobachterpols (Bild 6a) als auch für die Polvorgabe nach den Doppelverhältnissen (Bild 6b) angegeben. Beide Entwurfsmethoden wurden jeweils iterativ angewendet, wobei die Beobachterdynamik schrittweise erhöht wurde, bis ein bestimmter Grenzwert für den Rauschteil im Drehmomentsollwertsignal erreicht wurde. Wie ein Vergleich von Bild 6a und Bild 6b zeigt, konnte bei dieser Vorgehensweise mit dem Verfahren der Doppelverhältnisse eine bessere Rundlaufgüte erreicht werden, als mit der expliziten Vorgabe eines reellen Mehrfachpols.

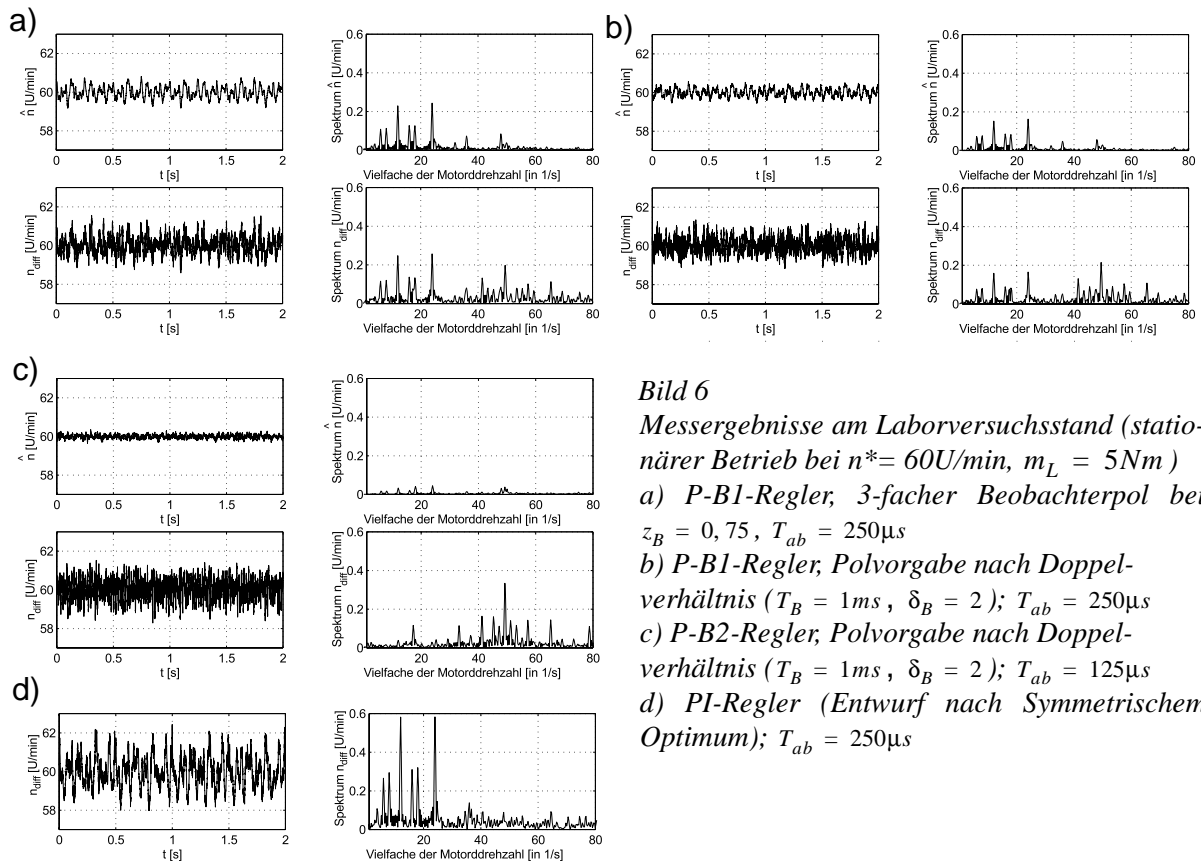


Bild 6
Messergebnisse am Laborversuchsstand (stationärer Betrieb bei $n^ = 60U/min$, $m_L = 5Nm$)*
a) P-B1-Regler, 3-facher Beobachterpol bei $z_B = 0,75$, $T_{ab} = 250\mu s$
b) P-B1-Regler, Polvorgabe nach Doppelverhältnis ($T_B = 1ms$, $\delta_B = 2$); $T_{ab} = 250\mu s$
c) P-B2-Regler, Polvorgabe nach Doppelverhältnis ($T_B = 1ms$, $\delta_B = 2$); $T_{ab} = 125\mu s$
d) PI-Regler (Entwurf nach Symmetrischem Optimum); $T_{ab} = 250\mu s$

Die Messergebnisse zeigen weiterhin, dass bei allen Experimenten prinzipiell die gleichen, auf die Drehmomentbildung des Motors zurückzuführenden Harmonischen der Motordrehfrequenz im Drehzahlsignal auftauchen [1]. Die Amplituden unterscheiden sich jedoch z.T. deutlich. Besonders fällt die, verglichen mit den anderen Konzepten, deutlich größere Drehzahlwelligkeit bei der PI-Regelung (Bild 6d) auf. Dies ist zum einen auf die Verwendung des durch Differentiation berechneten Drehzahlwertes n_{diff} als Rückführgröße zurückzuführen, der prinzipiell ein höheres Rauschen aufweist. Zum anderen macht sich hier die in Bild 5a gezeigte schlechte Störmomentunterdrückung der PI-Regelung im unteren Frequenzbereich bemerkbar.

Die besten Rundlaufeigenschaften zeigt die P-B2-Reglerstruktur mit Beschleunigungssensor (Bild 6c). Hier wird auch die gute Qualität der mit Hilfe des Beschleunigungssignals beobachteten Drehzahl (obere Reihe) deutlich, die ver-

glichen mit der im gleichen Experiment durch Differentiation bestimmten Drehzahl (untere Reihe) ein wesentlich geringeres Rauschen aufweist. Vergleicht man die entsprechenden Verläufe bei der P-B1-Struktur (Bild 6a) bzw. b)), so fällt der Unterschied weniger deutlich aus. Dies liegt an der im Beobachter B1 implizit enthaltenen Differentiation des Lagewinkels. Die daraus resultierende Verstärkung der Messfehler wird durch die Filterwirkung des Beobachters jedoch etwas gemindert. Im Gegensatz dazu entsteht das vom Beobachter B2 geschätzte Drehzahlsignal im Wesentlichen aus der Integration der Beschleunigung, wodurch sich die geringere Rauschamplitude erklärt. Zu beachten ist weiterhin, dass für die P-B2-Regelung eine Abtastzeit von $T_{ab} = 125\mu s$ verwendet werden konnte, während für die beiden anderen Konzepte bessere Ergebnisse mit $T_{ab} = 250\mu s$ erzielt wurden. Letzteres hängt damit zusammen, dass der Quantisierungsfehler des differenzierten Lagesignals umgekehrt proportional zur Abtastzeit ist, worauf sowohl das PI- als auch das P-B1-Regelungskonzept empfindlicher reagieren als das P-B2-Konzept.

5. Zusammenfassung

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass sich durch Verwendung eines P-Drehzahlreglers mit Störmomentaufschaltung die Rundlaufeigenschaften des untersuchten Antriebs - verglichen mit einem herkömmlichen PI-Drehzahlregler- deutlich verbessern ließen. Wird für die Störmomentrekonstruktion zusätzlich zum Lagewinkel die gemessene Drehbeschleunigung ausgewertet, lässt sich bei geringem Mehraufwand an Hard- und Software eine weitere Reduzierung der Drehzahlwelligkeit erreichen.

Danksagung: Die Autoren danken der Firma Hübner Elektromaschinen AG Berlin für die Bereitstellung des Beschleunigungssensors.

Literatur

- [1] Scholl, F.D.: Reduzierung der Drehmomentwelligkeit von permanentmagneterregten Servoantriebssystemen. Dissertation Universität Stuttgart, 1995.
- [2] Holtz, J.; Springob, L.: Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43 No. 2, April 1996, pp. 309 - 320.
- [3] Kiel, J.; Beineke, S.; Bünte, A.: Bestimmung von arbeitspunktabhängigen Maschinenparametern bei Synchronmaschinen. Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 2000.
- [4] Naslin, P.: Dynamik linearer und nichtlinearer Systeme. R. Oldenbourg Verlag. Wien, 1968.
- [5] Hiller, B.; Pritschow, G.: Relativbeschleunigungssensor zur verbesserten Regelung von elektromechanischen Antriebssystemen. Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 1998, S.643 - 652.