

Lagegeregelte Servoantriebe ohne mechanische Sensoren

B.-J. Brunsbach, G. Henneberger und Th. Klepsch, Aachen

Übersicht: Mechanische Sensoren zur Drehzahl- und Lageerfassung bei elektrischen Antrieben verursachen Kosten, vergrößern das Bauvolumen des Antriebs, bedingen die Datenübertragung zwischen Regler und Sensor und schränken das Einsatzgebiet des Antriebs ein. Daher wurden verschiedene Konzepte zum Ersatz dieser mechanischen Sensoren entwickelt. Sie unterscheiden sich durch den Aufwand, die benötigte Genauigkeit (Pumpenantrieb \leftrightarrow Servoantrieb) und dem gewünschten Betriebsbereich.

In diesem Beitrag wird die Realisierung des sensorlosen Betriebs einer permanent-erregten Synchronmaschine durch ein Kalman-Filter beschrieben. Durch Simulation und durch praktische Untersuchungen konnte gezeigt werden, daß die Schätzung von Lage und Drehzahl die Genauigkeitsanforderungen für eine indirekte Lage-regelung erfüllt. Eine solche Lageregelung besitzt keinen mechanischen Sensor mehr.

Position controlled servodrives without mechanical sensor

Contents: Speed and position measuring devices applied to electrical drives increase the volume, necessitate a data transmission between control and sensor that increase the costs of the drive system and reduce its operating area. Therefore different concepts for replacing these mechanical sensors were developed. They differ in expense, in the required accuracy (pump-motor \leftrightarrow servomotor) and in the desired operating area.

In this paper the realization of the sensorless operation of a permanent magnet excited synchronous machine by a Kalman filter is described. It will be proven by simulations and practical measurements, that the estimation of rotor speed and pole-position meet the requirements of accuracy of an indirect position control. Such a position controlled drive system works without mechanical sensor.

Liste der verwendeten Symbole

| | |
|-----------------|----------------------------------------------|
| \underline{A} | Systemmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum |
| \underline{B} | Eingangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum |
| \underline{C} | Ausgangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum |
| f | Formfunktion |
| i | Strom, Getriebeübersetzung |
| I | Strom (Effektivwert) |
| \underline{I} | Einheitsmatrix |
| J | Trägheitsmoment |
| \underline{K} | Kalman-(Rückführ-)Matrix |

| | |
|----------------------|---------------------------------------|
| L | Induktivität |
| M | Moment |
| p | Polpaarzahl |
| \underline{P} | Kovarianzmatrix des Zustandsvektors |
| R | Ohmscher Widerstand |
| T | Abtastzeit, Zeitkonstante |
| u | Spannung |
| \underline{u} | Eingangsvektor |
| \underline{v} | Meßrauschen |
| \underline{w} | Systemrauschen |
| \underline{x} | Zustandsvektor |
| \underline{y} | Ausgangsvektor |
| $\underline{\gamma}$ | Polradlagewinkel |
| $\underline{\Gamma}$ | Eingangsmatrix für das Systemrauschen |
| $\underline{\Delta}$ | Differenz |
| ε | Lagewinkel an der Abtriebsseite |
| Ψ | Flußverkettung |
| ω | Drehzahl, Kreisfrequenz |

Verwendete Indizes

| | |
|--------|-----------------------------|
| d, q | Längs-, Querachse |
| el | elektrisches (Moment) |
| G | Getriebe |
| k | Laufindex |
| kal | Kalman-Filter |
| M | Magnet |
| N | Bezugswert |
| r | rotorfestes Bezugssystem |
| s | ständerfestes Bezugssystem |
| u | (Formfunktion der) Spannung |

1 Einleitung

Bei Servoantrieben im Leistungsbereich von 1...10 kW stellen permanent-magneterregte Synchronmaschinen den Stand der Technik dar. Durch ihren kommutatorlosen Aufbau sind die Maschinen wartungsarm, ihr hohes Leistungsgewicht führt zu einem geringen Bauvolumen. Durch die feldorientierte Regelung der permanent-erregten Synchronmaschine wird die Regelung der fluß- und momentenbildenden Stromkomponente entkoppelt. Hierzu werden die Ströme auf ein rotorflußorientiertes Koordinatensystem transformiert. Da der Rotorfluß der Synchronmaschine betragsmäßig konstant und bezüglich des Rotors ortsfest ist, kann der für die Transformation benötigte Rotorflußwinkel einfach mit einem zumeist

inkrementalen Winkelgeber bestimmt werden. Für die der Stromregelung überlagerten Drehzahlregelung wird der Istwert der Drehzahl mit einem zusätzlichen Sensor erfaßt.

Die mechanischen Sensoren zur Lage- und Drehzahl-erfassung vergrößern das Volumen des Antriebs und reduzieren den Betriebsbereich (Temperatur), da die Sensorsignale für eine störsichere Übertragung mit einer Halbleiterschaltung aufbereitet werden müssen. Ein wichtiges Entwicklungsziel ist es daher, Drehzahl- und Lagegeber durch Identifikationsverfahren zu ersetzen. Als Vorteile für einen Antrieb ohne mechanische Sensoren lassen sich folgende Punkte aufzählen:

- Verringerung des Volumens des Antriebssystems
- Erhöhung der Robustheit des Gesamtsystems durch den Wegfall der Sensorik am Motor und der Übertragung der Sensorsignale
- zwei freie Wellenenden
- einfachere Integrierbarkeit des Motors in die mechanische Konstruktion (beliebiger Wellendurchmesser, Hohlwelle etc.)
- keine Beschränkung der maximal zulässigen Drehzahl durch die Sensorik (Lagegeber)

Für den sensorlosen Betrieb von permanenterregten Synchronmaschinen wurden verschiedene Konzepte entwickelt:

- direkte Berechnung der Rotorlage
Bei diesem Verfahren wird die Polradlage aus speziellen Eigenschaften der Maschine bestimmt. In [11] wird dazu die magnetische Unsymmetrie des Rotors ($L_d \neq L_q$) ausgenutzt, was eine genaue Kenntnis der Induktivitäten auch im Fall von Sättigung voraussetzt. Ein weiteres Verfahren mißt den Verlauf bzw. die Nulldurchgänge der Polradspannung [2]. Hierzu ist eine Mindestdrehzahl notwendig, da die Polradspannung proportional zur Drehzahl ist.
- indirekte Zustandsschätzung
In dem in [9] beschriebenen Konzept wird in einem Testzyklus (INFORM-Methode) die Polradlage aus der Sättigung in den Ständernuten bestimmt. Aus der so ermittelten Lage wird mit Hilfe eines Kalman-Filters die Polradlage und die Drehzahl geschätzt.
- direkte Zustandsschätzung
Sowohl die elektrischen als auch die mechanischen Zustandsgrößen der Maschine werden auf der Basis eines Maschinenmodells aus den Klemmenspannungen und -strömen bestimmt. Die Schätzung kann dabei mit einem Beobachter oder mit einem Kalman-Filter ([3], [8], [6]) erfolgen.

Die direkte Zustandsschätzung ist unabhängig vom verwendeten Maschinentyp (symmetrischer/unsymmetrischer Rotor) und erlaubt die Verwendung eines beliebigen Umrichters und Steuerverfahrens. Im Gegensatz zu einem Beobachterkonzept ist das Kalman-Filter robust gegenüber Meßfehlern bei der Strom- und Spannungserfassung und gegenüber Modellfehlern, wie sie durch eine vereinfachte Modellbildung oder durch ungenaue Kenntnis der Maschinenparameter auftreten, so daß eine aufwendige Vermessung der Maschine entfallen kann. Dem-

gegenüber steht der große Rechenaufwand des Kalman-Filters.

Das Verfahren wurde zuerst in [7] für elektrisch erregte Synchronmaschinen untersucht. Die erstmalige Realisierung für eine I-Umrichter gespeiste elektrisch erregte und für eine U-Umrichter gespeiste permanenterregte Synchronmaschine wurde in [10] vorgestellt. In beiden Beiträgen wurde für das Filter ein Maschinenmodell in rotorfesten Koordinaten verwendet. Die Ableitung weiterer Modelle (Ständerfestes Modell und Modell mit minimalem Zustandsvektor) sowie die Optimierung des Kalman-Filters sind in [3] dargestellt. Zusätzlich wurde dort das Verfahren auf feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen mit Kurzschlußläufern erweitert. Die in [3] vorgestellten praktischen Ergebnisse zeigen, daß sowohl der stationäre als auch der dynamische Betrieb von Synchron- und Asynchronmaschinen ohne mechanische Sensoren in allen Drehzahlbereichen möglich ist. Die bei der Synchronmaschine mit dem Kalman-Filter erreichte Genauigkeit der Drehzahlbestimmung ist mit der eines guten Tachogenerators vergleichbar [5]. Der Winkelfehler der Polradlagebestimmung von unter 2 Grad elektrisch ist für den feldorientierten Betrieb mehr als ausreichend.

Während die oben beschriebenen Verfahren zum sensorlosen Betrieb von drehzahleregelten Antrieben entwickelt wurden, soll in diesem Beitrag die Realisierung eines sensorlosen Antriebs in einer direkten und indirekten Lageregelung dargestellt werden. Dazu werden zunächst die Einsatzmöglichkeiten eines Kalman-Filters in einer Lageregelung aufgezeigt und die sich daraus ergebenden Anforderungen an die Schätzgenauigkeit diskutiert. Danach werden Maßnahmen entwickelt, die zur Erfüllung dieser Anforderungen notwendig sind. Ergebnisse aus Simulation und Echtzeitbetrieb schließen den Beitrag ab.

2 Lageregelung

Aufgabe eines lageeregelten Antriebssystems ist die Positionierung eines Maschinenteils, z. B. eines Werkzeuges in einer NC-Maschine oder eines Roboterarms. Das zu positionierende Teil ist über ein untersetzendes Übertragungsglied mit dem Antriebsmotor gekoppelt. Die für die Lageregelung notwendige Erfassung der Istlage an der Last kann auf zwei Arten erfolgen:

- direkte Lagerfassung
die Lage wird direkt am zu positionierenden Maschinenteil gemessen
- indirekte Lagerfassung
die Rotorlage am Antrieb wird erfaßt und auf die Abtriebsseite umgerechnet

Bei der direkten Lagerfassung bestimmt nur die Meßgenauigkeit des verwendeten Sensors die Genauigkeit der Istwerterfassung, während bei der indirekten Erfassung mechanische Ungenauigkeiten (Spiel und Lose im Getriebe, elastische Verformung etc.) die Positioniergenauigkeit zusätzlich beeinflussen. Da bei Verwendung eines untersetzenden Getriebes die Auflösung des Sensors auf der Antriebsseite bzgl. der Genauigkeit auf der Ab-

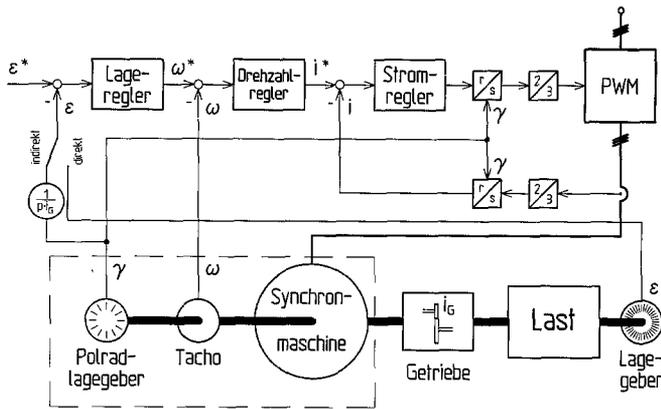


Bild 1. Struktur eines lagegeregelten Antriebssystems

triebsseite erhöht wird, kommt die indirekte Lageregelung mit einem weniger hochauflösenden Sensor als bei der direkten Erfassung aus.

In Bild 1 ist die Struktur eines solchen Antriebs dargestellt. Die Regelung ist dabei als Kaskadenregelung ausgeführt. Die für die feldorientierte Regelung notwendige Polradlage kann bei einer indirekten Lageregelung aus der gemessenen Motorlage bestimmt werden. Bei der direkten Lageerfassung wird ein zusätzlicher Polradlagegeber notwendig, falls die Ermittlung der Polradlage aus der Abtriebslage zu ungenau ist. Die Ableitung der Drehzahl für die unterlagerte Drehzahlregelung aus der Lage setzt bei kleinen Abtastzeiten ein hochaufgelöstes Lagesignal auf der An- oder Abtriebsseite voraus. Ist dies nicht vorhanden oder werden höhere Anforderungen an das Signal gestellt, so ist ein zusätzlicher Drehzahlsensor erforderlich, wobei die Erfassung auf der schnelldrehenden Motorseite mit einem Tachogenerator einfach möglich ist.

Wird ein sensorlos betriebener Motor in einem lagegeregelten System eingesetzt, so ergeben sich je nach Lageerfassung zwei Alternativen:

- direkte Lageerfassung
Das Kalman-Filter ersetzt hierbei nur die aus oben genannten Gründen zusätzlich notwendigen Sensoren auf der Antriebsseite, die zur feldorientierten Regelung und für die Drehzahlregelung benötigt werden.
- indirekte Lageerfassung
Die vom Kalman-Filter geschätzte Polradlage wird zur Ermittlung der Istlage am Abtrieb verwendet. Ein solches Antriebssystem besitzt keinen mechanischen Sensor mehr.

Wird der sensorlos betriebene Antrieb in der direkten Lageregelung eingesetzt, so sind die Anforderungen an die Polradlagebestimmung und an die Drehzählaufösung mit denen eines drehzahlgeregelten Antriebs vergleichbar und können daher mit dem in [3] beschriebenen Entwicklungsstand erfüllt werden.

Die geforderte Positioniergenauigkeit des Maschinenteils und die verwendete Übersetzung zwischen An- und Abtrieb bestimmen bei der indirekten Lageregelung die geforderte Auflösung des mittels Kalman-Filters geschätzten Polradwinkels.

Zusätzlich muß die Stabilität der Lagebestimmung in allen Drehzahlbereichen, insbesondere im Stillstand, gewährleistet sein.

3 Kalman-Filter

Das Kalman-Filter basiert auf einem Modell des Systems im zeitdiskreten Zustandsraum. Die Modellgleichungen in Matrixschreibweise lauten allgemein:

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{A}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{x}_k + \underline{B}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{u}_k \tag{1}$$

$$\underline{y}_k = \underline{C}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{x}_k \tag{2}$$

wobei hier auf die nichtlineare Form zurückgegriffen werden muß. Zur Bestimmung des gesuchten Zustandsvektors \underline{x}_k bestehen mehrere Möglichkeiten.

Bei realen Systemen kommt es zu:

- Meßfehlern, etwa durch die A/D-Umsetzung, und zu
- Modellfehlern durch Modellvereinfachungen und Parameterdrift.

Diese Fehler werden allgemein als verrauschte Prozesse aufgefaßt und das Modell entsprechend erweitert:

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{A}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{x}_k + \underline{B}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{u}_k + \underline{\Gamma}_k(k, \underline{x}_k)^1 \cdot \underline{w}_k \tag{3}$$

$$\underline{y}_k = \underline{C}_k(\underline{x}_k) \cdot \underline{x}_k + \underline{v}_k \tag{4}$$

\underline{w}_k berücksichtigt die Modell- und \underline{v}_k die Meßfehler. Das Kalman-Filter stellt die optimale Lösung der Bestimmung des Zustandes \underline{x}_k dar, d. h. der geschätzte Zustand hat die minimale Varianz um den physikalisch existierenden Zustandsvektor.² Die Struktur der Zustandsschätzung ist in Bild 2 dargestellt.

Die Maschine wird als „Black-Box“ aufgefaßt, bei der der Zustandsvektor nicht meßbar ist. Bekannt sind der

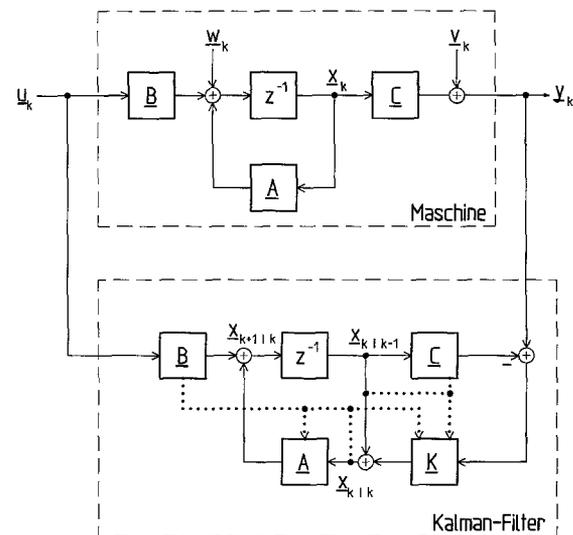


Bild 2. Struktur der Zustandsschätzung

¹ Im weiteren $\underline{\Gamma}$ zu \underline{I} gesetzt.

² Geschlossener Beweis ist für den linearen Fall möglich.

Eingangsvektor u_k (Spannungen) und der Ausgangsvektor y_k (Ströme). Zudem ist das elektrische Verhalten der Maschine bekannt, so daß die Modellbeschreibung erfolgen kann. Unbekannt sind damit:

- die gesuchte Drehzahl und Lage des Motors
- das Lastmoment
- zusätzliche Modellfehler durch Parameterdrift

Der eigentliche Schätzalgorithmus gliedert sich in zwei Teile ([1]):

1. *Time update*

basierend auf dem aktuell geschätzten Zustand $\underline{x}_{k|k}$ ³ wird eine Vorhersage für den nächsten Zustand $\underline{x}_{k+1|k}$ gemacht. Ebenso wird die erwartete Varianz des Zustandsvektors $\underline{P}_{k+1|k}$ vorhergesagt.

2. *Measurement update* ($k + 1 \rightarrow k, k \rightarrow k - 1$)

Die Vorhersage des letzten Abtastzeitpunktes wird mit dem jetzt gemessenen Ausgangsvektor verglichen. Die mit der Korrekturmatrix \underline{K} gewichtete Differenz wird zu dem vorhergesagten Zustandsvektor $\underline{x}_{k|k-1}$ addiert. Der so korrigierte Zustandsvektor stellt den aktuell geschätzten Zustandsvektor $\underline{x}_{k|k}$ dar.

Hier liegt der wesentliche Unterschied zum bekannten Luenberger-Beobachter. Dort ist die Rückführmatrix \underline{K} fest, d. h. Abweichungen werden entweder stark gewichtet, was häufig zu starkem Rauschen führt, oder bei kleinem \underline{K} zu schwach gewichtet, was die Dynamik der Schätzung verringert. So entsteht insbesondere bei veräuschten Meßwerten ein gegenläufiger Zielkonflikt.

Beim Kalman-Filter ist die Rückführmatrix \underline{K} veränderlich. Wird keine Änderung des Zustandes erwartet ($\underline{P}_{k+1|k}$), ist der Wert von \underline{K} klein, so daß ein Meßfehler ausgeblendet wird. Ist dagegen das System im dynamischen Betrieb, oder sind die erwarteten Modellfehler groß, wird jeder Messung starke Wichtung zugewiesen (\underline{K} groß). Wie bereits erwähnt wurde, erfolgt die Schätzung des Zustandsvektors mit minimaler Varianz bei unbekanntem Meß- und Modellrauschen.

4 **Modellbildung**

Betrachtet wird zunächst das auf den Rotor transformierte Modell einer permanenterregten Synchronmaschine. Die Feldoberwellen durch den Rotorfluß sollen berücksichtigt werden [4], da diese insbesondere bei schalenförmigen Magnetanordnungen mit voller Polbedeckung ausgeprägt sind. Zusatzverluste mit Ausnahme der Ständerverluste sowie Sättigung werden nicht berücksichtigt, sondern als Modellfehler aufgefaßt (s. o.). Dann gilt für die auf den Rotor (Index r) transformierten Spannungen in der Längs- (-d) und Querachse (-q)

$$u_d^r = R \cdot i_d^r + L_d \frac{di_d^r}{dt} - \omega [L_q \cdot i_q^r f_{ud}^r(\gamma) \cdot \hat{\Psi}_M] \tag{5}$$

$$u_q^r = R \cdot i_q^r + L_q \frac{di_q^r}{dt} + \omega [L_d \cdot i_d^r + f_{uq}^r(\gamma) \cdot \hat{\Psi}_M]. \tag{6}$$

³ Die doppelte Indizierung kennzeichnet den aktuellen Zeitpunkt (rechts) und den Zeitpunkt der Gültigkeit (links).

f_{ud}^r und f_{uq}^r sind dabei die auf den Rotorfluß transformierten Formfunktionen der Polradspannung in der Längs- und Querachse der Maschine. Die Maschine entwickelt das innere elektrische Moment

$$M_{el} = p \{ \hat{\Psi}_M \cdot [f_{ud}^r(\gamma) \cdot i_d^r + f_{uq}^r(\gamma) \cdot i_q^r] - (L_q - L_d) \cdot i_d^r \cdot i_q^r \}. \tag{7}$$

Die Kopplung zwischen dem mechanischen und elektrischen Teil des Modells wird durch die Bewegungsgleichung hergestellt

$$\frac{1}{p} \cdot \frac{d(J \cdot \omega)}{dt} = M_{el} - M_{Last} \tag{8}$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega. \tag{9}$$

Die elektrischen Maschinenparameter R, L_d und L_q sind vom Betriebszustand (Erwärmung) bzw. vom Zustandsvektor (Sättigung) abhängig. Diese Abhängigkeit bewegt sich in bekannten (engen) Grenzen und kann sogar zur Identifikation der Lage genutzt werden [9].

Das Lastmoment und das Trägheitsmoment sind völlig unbekannte Systemparameter, für die keine unmittelbare Zustandsdarstellung existiert. Es ist daher ein anderer Ansatz erforderlich. Hierzu existieren verschiedene Möglichkeiten, die sämtlich darauf beruhen, daß die Abtastzeit des Kalman-Filters T wesentlich kleiner als die Systemzeitkonstanten sind. Dann kann sich die Zustandsgröße von Abtastschritt zu Abtastschritt nur „wenig“ ändern. Sie läßt sich daher als näherungsweise konstant annehmen. Der resultierende Fehler muß durch das Kalman-Filter kompensiert werden.

A) Konstantes Lastmoment

$$M_{Last,k+1} = M_{Last,k} + \underbrace{W_{Last,k}}_{\text{Modellfehler}} \tag{10}$$

Bei diesem Ansatz wird das Lastmoment als Element des Zustandsvektors ebenfalls geschätzt.

B) Konstante Drehzahl

$$\omega_{k+1} = \omega_k + \underbrace{W_{\omega,k}}_{\text{Modellfehler}} \tag{11}$$

Bei diesem Ansatz wird weder das Lastmoment noch das Trägheitsmoment der Maschine als Modellparameter benötigt. Die Dimension des Zustandsvektors reduziert sich um Eins.

Die bisher durchgeführten Untersuchungen zeigen die Tendenz, daß es günstiger ist, zugunsten kleinerer Abtastzeiten auf komplexe Modellvarianten zu verzichten ([10]).

Sämtliche Überlegungen lassen sich auch für ständerfeste Modelle anwenden (vgl. [3] und [4]). Für den Ansatz B ergibt sich dann die folgende Modelldarstellung

im zeitdiskreten Zustandsraum:

$$\begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{R}{L_d} & T\omega \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -T\omega \frac{L_d}{L_q} & 1 - T \frac{R}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} \cos \gamma & \frac{T}{L_d} \sin \gamma & -\frac{T}{L_d} \omega f_{ud}^r(\gamma) \\ -\frac{T}{L_q} \sin \gamma & \frac{T}{L_q} \cos \gamma & -\frac{T}{L_q} \omega f_{uq}^r(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^s \\ u_q^s \\ \hat{\Psi}_M \end{bmatrix}_k$$

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma & 0 & 0 \\ \sin \gamma & \cos \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{bmatrix}_k \quad (12)$$

Es soll der Sonderfall

$$\omega = 0$$

und zunächst

$$M_{Last} = 0$$

untersucht werden. Die unbelastete stillstehende Synchronmaschine weist weder Ströme noch Spannungen auf, d. h. die Ausgangsgleichung ist für alle Winkel γ erfüllt. Dieser Betriebszustand entspricht der völligen Abkopplung der Maschine. Das Filter schätzt die Drehzahl zwar richtig, aber der Winkel kann nicht bestimmt werden. Die Schätzung findet sofort den richtigen Winkel, falls der Zustand

$$u = 0 \quad \text{und} \quad i = 0$$

verlassen wird.

Um nun diesen Betriebszustand zu vermeiden, wird ein Längsstrom bei Solldrehzahl Null eingepreßt. Steht die unbelastete Maschine jetzt still, sind weder Strom noch Spannung gleich Null. Da kein Moment gefordert wird, muß in der Maschine ein reiner Längsstrom fließen.

Dies bedeutet aber nicht zwangsläufig, daß auch der Schätzfehler des Winkels $\Delta\gamma$ gleich Null sein muß, denn ein Schätzfehler wirkt wie eine Verdrehung des Koordinatensystems des Maschinenmodells um $\Delta\gamma$ (vgl. Bild 3). Die vektorielle Summe von $i_{d,kal}$ und $i_{q,kal}$ ist dann so, daß in der Maschine ein reiner Längsstrom fließt.

Dieser Zustand gilt im Prinzip für beliebige Winkelfehler $\Delta\gamma$. Eindeutig wird die Beziehung dann, wenn

$$i_{d,kal} = i_{d,Maschine} \quad (13)$$

erzwungen wird. Dies wird dadurch erreicht, daß der Sollwert des rotorfesten Längsstromes i_d^r als „Meßwert“ in den Ausgangsvektor (Gl. 12) mit aufgenommen wird.

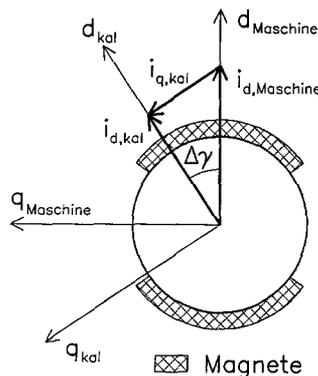


Bild 3. Verdrehung des Koordinatensystems des Kalman-Filters durch Winkelfehler

5 Ergebnisse

Der Versuchsstand wurde aus den Komponenten, wie in Bild 1 dargestellt, aufgebaut. Die als große träge Masse ausgeführte Last wurde über ein hochübersetzendes Harmonic-Drive Getriebe ($i_G = 104$) an den Motor angekuppelt. Als Antrieb wurde eine 2,7 kW permanenterrregte Synchronmaschine verwendet, die eine maximale Drehzahl von $2000 \frac{1}{\text{min}}$ ($f_1 = 100$ Hz) hat. Diese Maschine ist eigentlich für die Speisung mit blockförmigen Strömen ausgelegt und besitzt daher eine ausgeprägt trapezförmige Polradspannung. Zudem weist sie praktisch keine magnetische Unsymmetrie auf ($L_d = L_q$). Dies stellt für die Identifikation besondere Anforderungen dar, da die magnetische Unsymmetrie eine zusätzliche Information über die Rotorlage ermöglichen würde.

Die Maschine wurde durch einen schnellschaltenden Transistorumrichter mit integrierter direkter Stromregelung gespeist. Die Lage- und Drehzahlregelung und das Kalman-Filter wurden auf einem digitalen Signalprozessor TMS320C30 implementiert. Die kleinst mögliche Abtastzeit des Kalman-Filters liegt bei etwa 200 μs . Für die Versuchsdurchführung wurde eine Abtastzeit des Kalman-Filters von 500 μs gewählt. Die wesentlichen Funktionstests wurden zunächst in der Simulation des gesamten Antriebssystems untersucht. Sämtliche Versuche sowohl in der Simulation als auch in Echtzeit am Prüfstand wurden dabei im „closed-Loop“ Betrieb, d. h. unter Verwendung der geschätzten Werte des Kalman-Filters für die Regelung, durchgeführt.

5.1 Simulation

Wie bei der Herleitung des Maschinenmodells erläutert wurde, stellt der Stillstand ohne Last besondere Anforderungen an die Identifikation, da hier die Ströme und Spannungen der Synchronmaschine gleich Null sind. Die Auswirkungen auf die Schätzung wurden zuerst untersucht.

Zunächst wurde die Maschine in den Stillstand gefahren, dann sind Strom und Spannung gleich Null. Der Winkelfehler wird nicht korrigiert und integriert sich

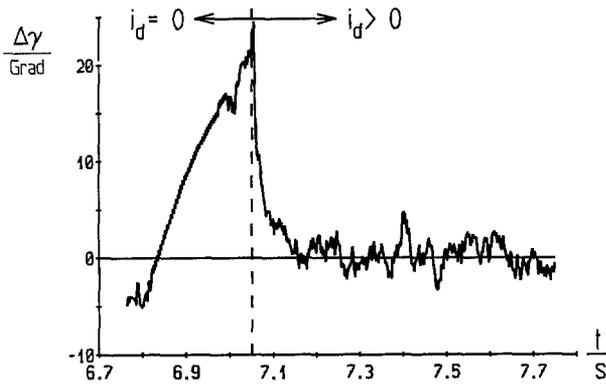


Bild 4. Schätzfehler des Winkels $\Delta\gamma$ im Stillstand ohne Last ohne und mit Längsstrom $i_d^r = 0,5 \cdot I_N$ (Simulation)

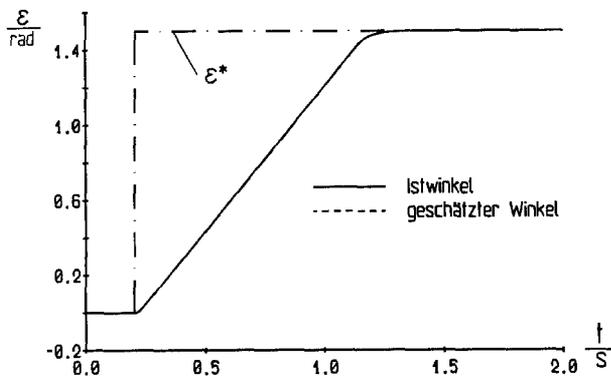


Bild 5. Sollwertsprung der Abtriebslage ϵ bei indirekter Lageregelung ohne Sensoren (Simulation)

daher auf (siehe Bild 4). Zum Zeitpunkt $T_0 = 7,05$ s wurde ein Längsstrom $i_d^r = 0,5 \cdot I_N$ eingeprägt. Der Winkelfehler reduziert sich auf einen Wert von $\Delta\gamma \leq 5$ Grad.

Das Bild 5 zeigt einen Sprung des Lagesollwertes am Abtrieb bei einer indirekten Lageregelung. Die Regelung wurde, wie im Bild 1 dargestellt, kaskadiert ausgeführt. Der Lageregler bestand aus einem reinen P-Regler, während der Drehzahlregler als PI-Regler ausgeführt war. Der Lageistwert am Abtrieb ϵ wurde aus dem geschätzten Polradwinkel mit dem Übersetzungsverhältnis des Getriebes i_G berechnet:

$$\epsilon = \frac{1}{p \cdot i_G} \cdot \gamma. \quad (14)$$

Lose und mechanische Torsion beeinflussen prinzipiell die Genauigkeit der indirekten Lageregelung und wurden hier nicht mitberücksichtigt.

5.2 Messungen

Der gleiche Versuch wurde auch im Echtzeitbetrieb am Prüfstand durchgeführt (siehe Bild 6). Zur Messung der Abtriebslage, die nur zu Vergleichszwecken dient (s. o.), wurde ein inkrementaler Winkelgeber mit 18000 Strichen, 5fach Interpolation und 4fach Auswertung ($\cong 360000$ Inkrementen/Umdrehung) eingesetzt.

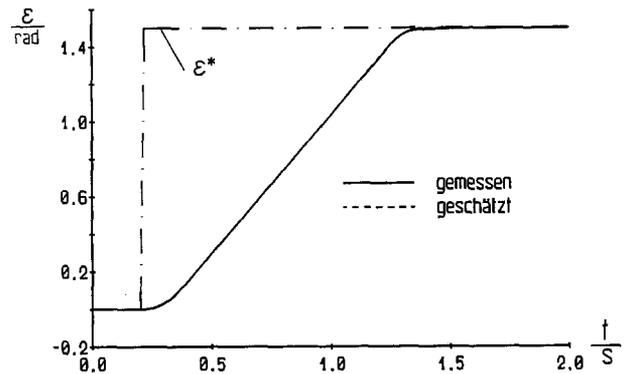


Bild 6. Sollwertsprung der Abtriebslage ϵ bei indirekter Lageregelung ohne Sensoren (Echtzeit)

Sowohl die Simulation, als auch die Messungen am Prüfstand, zeigen, daß eine indirekte Lageregelung ohne jeden mechanischen Sensor möglich ist.

6 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird die Zustandsschätzung mittels Kalman-Filter bei einer permanenten Synchronmaschine vorgestellt. Hiermit werden sowohl die Drehzahl als auch die Lage des Rotors bestimmt. Untersucht wird die indirekte Lageregelung völlig ohne mechanische Sensoren. Der Stillstand ohne Last ist ein besonderer Betriebsfall, da Spannung und Strom an der Maschine zu Null werden. Durch das Einprägen eines Längsstromes in die Maschine wird dieser Zustand aufgehoben und eine Bestimmung der Polradlage möglich. Das rotorfeste Modell der Maschine wird dazu um eine weitere Ausgangsgröße, den Sollwert des rotorfesten Längsstromes i_d^r , erweitert. Die durch den zusätzlichen Längsstrom bei Stillstand ohne Last entstehenden Verluste lassen sich reduzieren (Ein-/Ausschaltzyklen).

Der sensorlose Betrieb eignet sich besonders für Anwendungen mit begrenztem Bauvolumen wie bei integrierten Antrieben in der Robotertechnik. Eine derartige Anwendung wird gegenwärtig untersucht.

Literatur

1. Anderson, B.; Moore, J.: Optimal filtering. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1979
2. Antognini, L.: Sensorless driver for PM brushless and step motor. PCIM '90
3. Brunsbach, B.-J.: Sensorloser Betrieb von permanenten Synchronmotoren und Asynchronmaschinen mit Kurzschlußläufern durch Zustandsidentifikation. Dissertation, RWTH Aachen, 1991
4. Brunsbach, B.-J.; Henneberger, G.; Klepsch, Th.: Sensorloser Betrieb von bürstenlosen Servomotoren mittels Kalman-Filter. Arch. Elektrotechn. 74 (1991)
5. Brunsbach, B.-J.; Henneberger, G.; Klepsch, Th.: Estimation quality of a Kalman filter for the sensorless operation of a synchronous motor. PCIM '92
6. Dhaouadi, R.; Mohan, N.: Application of stochastic filtering to a permanent magnet synchronous motor-drive system without electromechanical sensors. ICEM '90
7. Kirberg, U.; Sattler, Ph. K.: State estimation on an inverter fed synchronous motor. EPE '85

8. Liu, S.; Stiebler, M.: A continuous-discrete time state estimator for a synchronous motor fed by PWM inverter. EPE '89
9. Schroedel, M.: Control of a permanent magnet synchronous machine using a new position-estimator. ICEM '90
10. Sattler, Ph. K.; Stärker, K.: Estimation of speed and rotorposition of an inverter fed permanent excited synchronous machine. EPE '89
11. Watanab, H.; Isii, T.; Fujii, T.: DC-brushless servo system without rotor position and speed sensor. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Cambridge, Massachusetts, 1987

Eingegangen am 2. Februar 1993

Dr.-Ing. B.-J. Brunsbach
Univ.-Prof. Dr.-Ing. G. Henneberger
Dipl.-Ing. Th. Klepsch
Institut für elektrische Maschinen
RWTH Aachen
Schinkelstraße 4
52056 Aachen
Deutschland