

Sensorloser Betrieb eines geschalteten Reluktanzmotors mittels Kalman Filter

A. Brösse, G. Henneberger

297

Übersicht In dem folgenden Artikel wird beschrieben, wie der sensorlose Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors, d. h. der geregelte Betrieb des Motors ohne Lagegeber, mit Hilfe des Kalman Filter Algorithmus realisiert werden kann. Hierfür wird ein für den sensorlosen Betrieb geeignetes Modell des Motors abgeleitet, es wird erörtert, wie die Kalman Filter Gleichungen auf dieses Modell angewendet werden können, und die Ergebnisse, die in praktischen Versuchen erzielt werden konnten, werden präsentiert.

Sensorless control of a switched Reluctance Motor using a Kalman Filter

Contents The purpose of this article is to describe how the sensorless control of a switched Reluctance Motor, i. e. the control of the motor without a position encoder, can be realised with the help of the Kalman Filter algorithm. In order to do so a model of the motor which is suitable for the sensorless control will be developed. It will be shown how the equations of the Kalman Filter can be applied to this model and practical results will be presented.

1 Einleitung

Die Aussicht, mit Hilfe eines geschalteten Reluktanzmotors einen mechanisch sehr robusten und kostengünstigen Antrieb herstellen zu können, hat zu zahlreichen Forschungsaktivitäten auf dem Gebiet des geschalteten Reluktanzmotors geführt. Die möglichen Einsatzgebiete des Motors werden insbesondere in Traktionsantrieben, Lüfter- und Pumpenantrieben sowie in Haushaltsgeräten und Elektrowerkzeugen als Ersatz für den Universalmotor gesehen.

Eine notwendige Voraussetzung für den geregelten Betrieb des Motors ist die Kenntnis der Rotorposition, damit die Ständerphasen jeweils zu den richtigen Zeitpunkten bestromt werden können. Hierfür können zum einen einfache Lagegeber mit optischen oder magnetischen Schranken für eine diskrete Lageerfassung eingesetzt

werden. Sie erlauben zwar die Kommutierung zwischen zwei Phasen, gestatten aber nur eine bedingte Optimierung der Regelungsstrategie. Zum anderen können hochauflösende Lagegeber für eine kontinuierliche Lageerfassung verwendet werden. Damit ist es möglich, die Zeitpunkte der Kommutierung beliebig zu verschieben oder das sogenannte „current shaping“, bei dem der Stromsollwert innerhalb einer Bestromungsperiode geändert wird, zu implementieren. Durch beide Maßnahmen lassen sich z. B. die Momentenwelligkeit des Motors reduzieren oder der Wirkungsgrad steigern, was wesentlicher Bestandteil einer optimierten Regelung des Reluktanzmotors ist. Da der Rotorlagegeber aber ein zusätzliches Bauteil darstellt und der Idee eines einfach und robust aufgebauten Motors widerspricht, wurde bereits früh versucht, Verfahren für den sensorlosen Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors zu entwickeln.

Viele der sensorlosen Verfahren liefern jedoch ebenso wie die einfachen Lagegeber nur einen geschätzten Positionswert für die Kommutierung zwischen zwei Phasen, so daß auf diese Art und Weise keine optimale Regelung möglich ist. Das in diesem Artikel vorgestellte Verfahren mit Hilfe des Kalman Filters ermöglicht – auf Kosten einer hohen Rechenleistung – eine genaue kontinuierliche Schätzung der Rotorlage bei einer hohen Dynamik.

Wie der sensorlose Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors mit Hilfe des Kalman Filter Algorithmus realisiert werden kann, soll in den folgenden Abschnitten dargelegt werden. Ein wesentlicher Baustein dabei ist die Erstellung eines Modells des Motors. Dementsprechend wird ein für den sensorlosen Betrieb geeignetes Modell des Motors abgeleitet. Daran anschließend wird erörtert, wie die Kalman Filter Gleichungen auf dieses Modell angewendet werden können, und die Ergebnisse, die in praktischen Versuchen erzielt werden konnten, werden präsentiert.

Als Einführung in die Materie werden in den Abschnitten 2 und 3 noch einige Grundlagen zum geschalteten Reluktanzmotor diskutiert, und es wird ein Überblick über die verschiedenen Verfahren zum sensorlosen Betrieb des Motors gegeben.

2 Modell des geschalteten Reluktanzmotor

Da es bereits zahlreiche Veröffentlichungen zum Thema des geschalteten Reluktanzmotors gibt (siehe z. B. [13] und [17]), in denen die Grundlagen des Motors, wie Aufbau, Funktionsweise und Regelung, erörtert werden, sollen an dieser Stelle nur die Punkte behandelt werden, die für die spätere Modellerstellung wichtig sind.

Eingegangen: 24. August 1998

A. Brösse, G. Henneberger
RWTH Aachen, Institut für Elektrische Maschinen,
Schinkelstr. 4, D-52062 Aachen, Deutschland
e-mail: post@iem.rwth-aachen.de

Korrespondenz an: A. Brösse

Ausgangspunkt der Modellerstellung ist die Beschreibung des dynamischen elektrischen und mechanischen Verhaltens des Motors mit Hilfe eines Differentialgleichungssystems. Hierfür werden die einzelnen Phasen des Motors als Spulen betrachtet, und die für eine Spule geltenden Spannungsgleichungen aufgestellt. Für einen vierphasigen „8/6 Motor“ mit acht Ständerzähnen und sechs Rotorzähnen würden sich also vier Spannungsgleichungen ergeben:

298

$$u_1 = R \cdot i_1 + \frac{d\Psi_1(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta)}{dt} \quad (1)$$

$$u_2 = R \cdot i_2 + \frac{d\Psi_2(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta)}{dt} \quad (2)$$

$$u_3 = R \cdot i_3 + \frac{d\Psi_3(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta)}{dt} \quad (3)$$

$$u_4 = R \cdot i_4 + \frac{d\Psi_4(i_1, i_2, i_3, i_4, \theta)}{dt} \quad (4)$$

Dabei sind u_1 bis u_4 und i_1 bis i_4 die Spannungen bzw. die Ströme in den einzelnen Phasen, R ist der jeweilige ohmsche Widerstand, θ ist die Rotorposition, und Ψ_1 bis Ψ_4 sind die mit den Phasen verknüpften Flußverkettungen. Diese können von allen vier Phasenströmen und der Rotorposition abhängen.

Da bei dem geschalteten Reluktanzmotor üblicherweise nur eine Phase bestromt ist, wird jedoch meistens die Annahme getroffen, daß die Flußverkettung Ψ_j einer Phase nicht von allen Strömen abhängt, sondern lediglich vom Strom i_j in der jeweiligen Phase. Damit erhalten die Spannungsgleichungen die folgende Form:

$$u_j = R \cdot i_j + \frac{d\Psi_j(i_j, \theta)}{dt} \quad (5)$$

Die entsprechende Flußverkettung $\Psi(i, \theta)$ ist in Bild 1 in Abhängigkeit von Strom und Rotorposition dargestellt. Es ergibt sich der für den geschalteten Reluktanzmotor typische nichtlineare Verlauf.

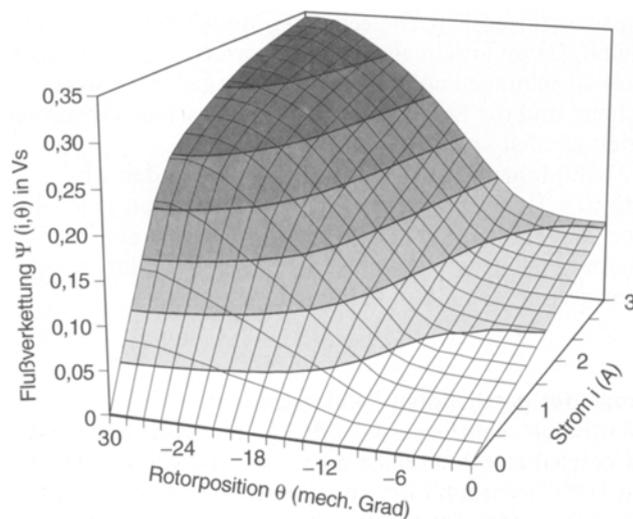


Bild 1. Verlauf der Flußverkettung in Abhängigkeit von der Rotorposition und dem Phasenstrom

Da jedoch auch der Fall auftritt, daß zwei benachbarte Phasen bestromt sind, sollen noch einige Überlegungen angestellt werden, die den gegenseitigen Einfluß der Phasen untereinander und somit die Auswirkungen der obigen Annahme abschätzen.

Aufgrund der ausgeprägten Polform des geschalteten Reluktanzmotors ist die magnetische Kopplung zwischen den Phasen sehr gering. Dies wird anhand des in Bild 2 gezeigten Feldlinienbildes deutlich, bei dem die erste Phase bestromt ist. Die Anzahl der Feldlinien, die durch die Ständerzähne hindurchtreten, ist ein Maß für den mit der jeweiligen Spule verketteten Fluß und gibt folglich das Größenverhältnis zwischen der Selbstinduktivität einer Phase und den Gegeninduktivitäten zu den anderen Phasen an. Man erkennt, daß sich nur ein sehr geringer Teil der mit Phase 1 verbundenen Feldlinien über eine andere Phase schließt. Die Selbstinduktivität ist somit wesentlich größer als die Gegeninduktivität. In Bild 3 ist der gleiche Zusammenhang noch einmal quantitativ über der Rotorposition für den untersuchten Motor aufgetragen worden.

In Bild 4 ist der Verlauf der Flußverkettung über der Rotorposition mit drei Stromwerten als Parameter abgebildet. Wird nur eine Phase bestromt, so ergibt sich der bereits in Bild 1 wiedergegebene Verlauf. Wird eine zweite Phase bestromt, wobei die in Bild 4 gewählten Stromwerte für beide Phasen gleich sind, so verändert sich der Wert des mit Phase 1 verketteten Flusses. Bei größeren Strömen tritt nun eine stärkere Sättigung des gemeinsamen magnetischen Kreises auf, und die Flußverkettung nimmt in einem gewissen Winkelbereich ab. Die Änderungen gegenüber dem Fluß, der sich unter der obigen Annahme, daß der Fluß einer Phase nur von dem Phasenstrom selbst abhängig ist, ergeben würde, sind aber in einem vertretbaren Rahmen.

Der Vorteil der Annahme besteht darin, daß der Fluß nur von zwei Parametern abhängt und nicht von fünf. Dies führt später zu einem einfacheren Modell, was mit Hinblick auf den Echtzeitbetrieb besonders wichtig ist. Deshalb wurde auch in den vorliegenden Untersuchungen mit der beschriebenen Vereinfachung gearbeitet. Damit wird also Gleichung (5) für die folgenden Betrachtungen zugrundegelegt. Sie läßt sich durch Aufspalten des totalen Differentials weiter umformen:

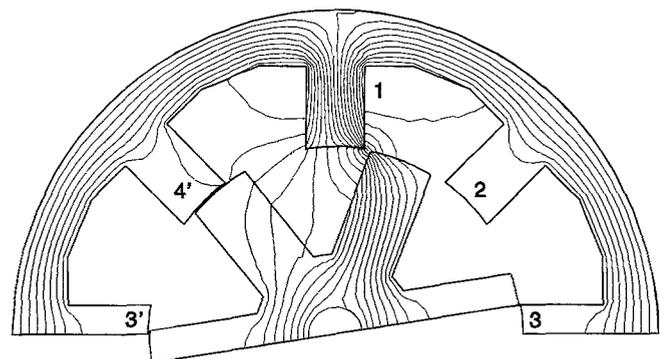


Bild 2. Feldlinienbild zur Veranschaulichung der Induktivitätsverhältnisse beim geschalteten Reluktanzmotor

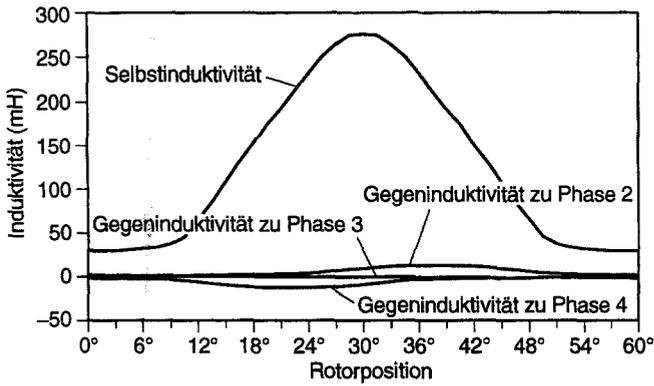


Bild 3. Verlauf der Selbstinduktivität und der Gegeninduktivitäten

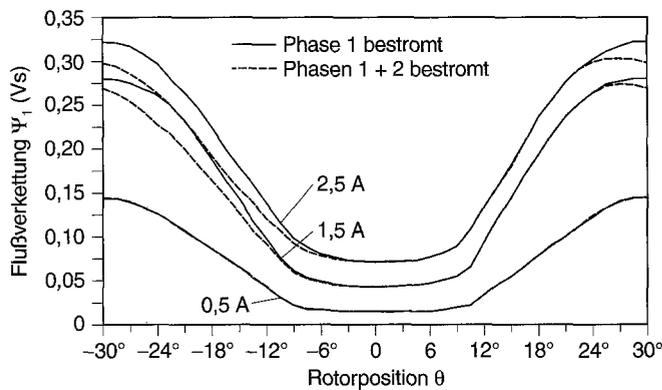


Bild 4. Einfluß der Bestromung zweier Phasen auf den Verlauf der Flußverkeftung

$$u_j = R \cdot i_j + \underbrace{\frac{\partial \Psi_j(i_j, \theta)}{\partial i_j} \cdot \frac{d i}{d t}}_{u_{ind.}} + \underbrace{\frac{\partial \Psi_j(i_j, \theta)}{\partial \theta}}_{u_{rot.}} \cdot \omega \quad (6)$$

Man erhält neben dem ohmschen Spannungsabfall zusätzlich noch den induktiven $u_{ind.}$ und den rotatorisch induzierten Spannungsabfall $u_{rot.}$. Sie werden durch die Form der partiellen Ableitungen der Flußverkeftung beschrieben. Die partiellen Ableitungen sind in Bild 5 über der Rotorposition mit dem Strom als Parameter aufgetragen worden. Beim sensorlosen Betrieb muß die Information über die Rotorposition bzw. die Rotordrehzahl aus den elektrischen Klemmengrößen gewonnen werden. Anhand von Gleichung (6) und Bild 5 ist die Abhängigkeit der Phasenspannung von der Rotorposition und der Rotorgeschwindigkeit ersichtlich, und der sensorlose Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors ist somit prinzipiell möglich. Allerdings entfällt der induktive Spannungsanteil, wenn der Strom konstant ist, und der rotatorisch induzierte Spannungsanteil, wenn entweder die Drehzahl Null ist oder der Strom Null ist. In diesen Betriebszuständen ist der sensorlose Betrieb nicht notwendigerweise gewährleistet, und es müssen evtl. zusätzliche Maßnahmen, z. B. durch Umgehen der Betriebszustände, ergriffen werden, um die sensorlose Lage- und Drehzahlschätzung wieder zu ermöglichen. Hierauf wird in einem späteren Abschnitt noch näher eingegangen.

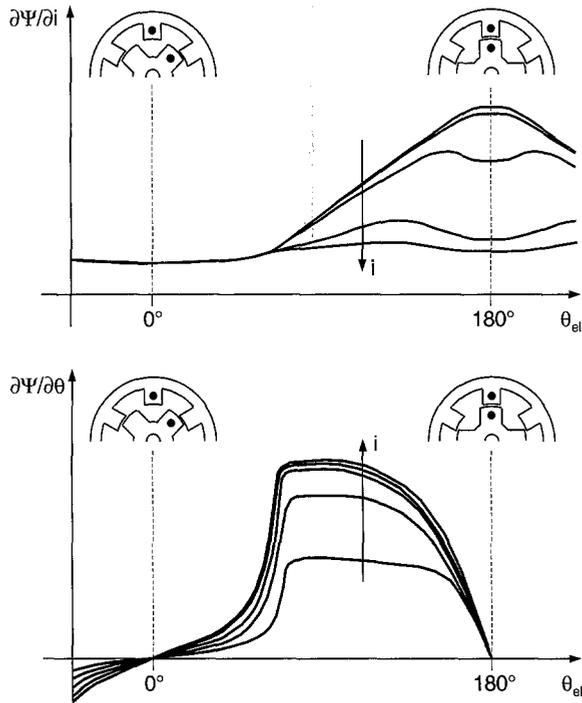


Bild 5. Verlauf der partiellen Ableitungen der Flußverkeftung über der Rotorposition

In dem folgenden Abschnitt sollen zunächst die verschiedenen Ansätze, die sich generell für eine sensorlose Regelung eignen, kurz vorgestellt werden.

3 Mögliche Verfahren zum sensorlosen Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors

Eine naheliegende Methode zum sensorlosen Betrieb des Reluktanzmotors ist die Auswertung der Abhängigkeit der differentiellen Induktivität von der Rotorposition. Die partielle Induktivität entspricht der in Bild 5 gezeigten partiellen Ableitung der Flußverkeftung nach dem Strom, $L_{diff} = \partial \Psi / \partial i$. Aufgrund der ausgeprägten Zahnstruktur des Motors schwankt sie zwischen der ausgerichteten und der unausgerichteten Position stark.

Im allgemeinen erfolgt die Auswertung der differentiellen Induktivität über den induktiven Spannungsabfall (z. B. [1], [5] und [18]). Der ohmsche Spannungsabfall und der rotatorisch induzierte Spannungsabfall werden dabei vernachlässigt. Dies ist nur bei kleinen Strömen möglich, weshalb üblicherweise die unbestromte Phase benutzt wird. Auf diese Phase werden kurze Spannungspulse gegeben, und die Höhe des resultierenden Strompulses wird gemessen. Überschreitet der Strompuls einen bestimmten Schwellenwert, so weiß man, daß die Induktivität eine bestimmte Größe unterschritten hat, die mit der Rotorposition korrespondiert, zu der der Phasenwechsel erfolgen soll.

Es besteht allerdings auch die Möglichkeit, die Stromänderungen in der bestromten Phase auszuwerten, wobei dann jedoch die Einflüsse der Sättigung und der rotatorisch induzierten Spannung mit berücksichtigt werden müssen. Die beiden Sachverhalte sind nochmals links und rechts in Bild 6 wiedergegeben. Weitere Verfahren, die

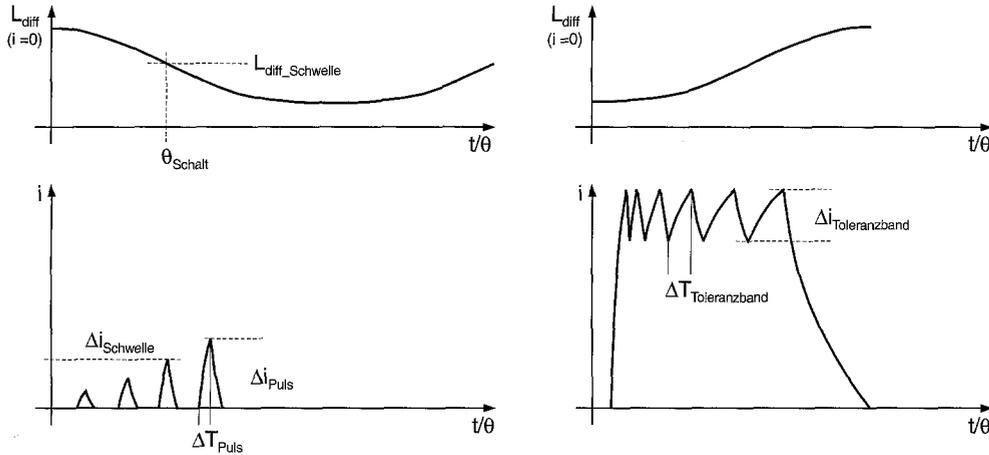


Bild 6. Auswertung der differentiellen Induktivität über die Stromform

ebenfalls auf der Auswertung der differentiellen Induktivität beruhen, sind die Modulationsverfahren (z. B. [7], [8] und [12]). Dabei kann man eine Frequenz-, eine Amplituden- oder eine Phasenmodulation einsetzen. In allen drei Fällen wird ein Signalgenerator über Halbleiterschalter an die jeweils nicht bestromte Phase gelegt. Die prinzipiellen Formen der Modulationssignale sind in Bild 7 gezeigt.

Im Fall der Frequenzmodulation nimmt die Frequenz des Signalgenerators mit kleiner werdender Induktivität zu. Das Signal kann dann über einen Frequenz-Spannungswandler in eine Spannung gewandelt werden, deren Größe mit einem Schwellenwert verglichen werden kann, der der Rotorposition entspricht, bei der der Phasenwechsel erfolgen soll.

Bei der Amplitudenmodulation wird an die nicht bestromte Phase ein sinusförmiges Signal mit konstanter

Frequenz und konstanter Amplitude angelegt. Die Stromamplitude ändert sich entsprechend dem durch die Induktivität der Phase festgelegten komplexen Widerstand und wird mit einem Schwellenwert verglichen, der wiederum der Rotorposition entspricht, bei der zwischen zwei Phasen umgeschaltet werden soll.

Die Phasenmodulation schließlich verwendet das gleiche Signal wie die Amplitudenmodulation, wobei nun jedoch die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom gemessen und mit einem vorher festgelegten Wert verglichen wird. Andere Untersuchungen, den sensorlosen Betrieb zu realisieren, konzentrieren sich auf die Auswertung der in der nicht erregten Phase induzierten Spannung [2] und [6]. Diese ist jedoch sehr klein, da die Gegeninduktivitäten beim geschalteten Reluktanzmotor ebenfalls sehr klein sind und daher, wie bereits erwähnt wurde, üblicherweise vernachlässigt werden.

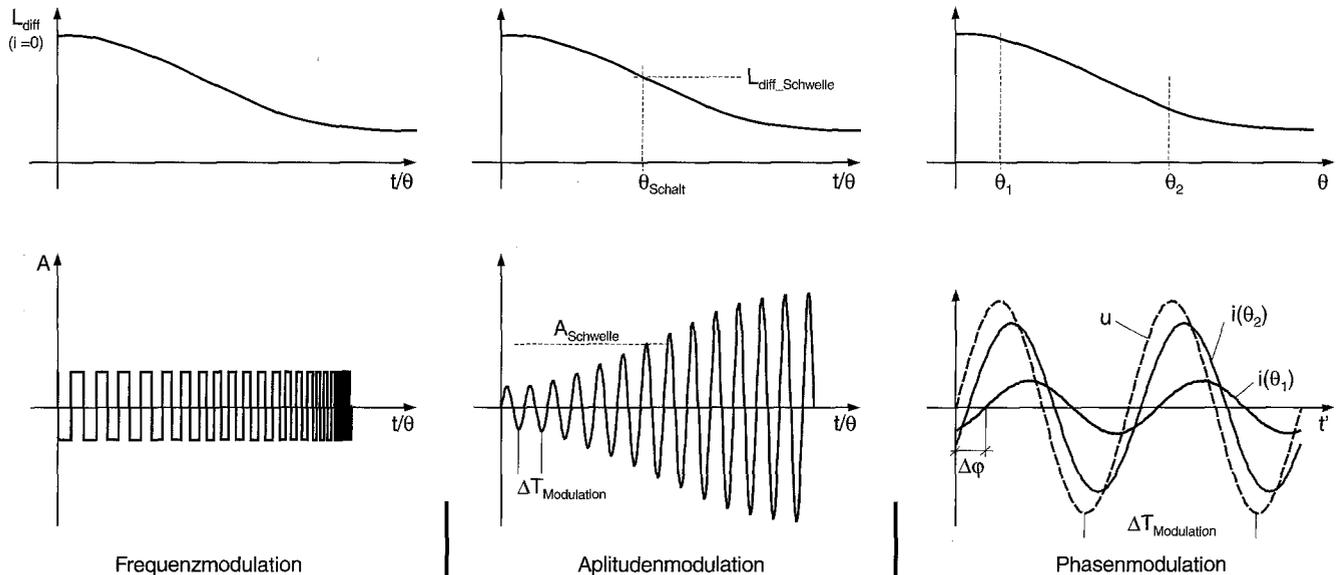


Bild 7. Modulationsverfahren zur Auswertung der differentiellen Induktivität

Der vom Umrichter in die erregte Phase eingeprägte Strom erzeugt in der nicht erregten Phase eine vom Vorzeichen her ständig wechselnde Spannung, wie in Bild 8 gezeigt wird. Der Betrag der Spannung läßt Rückschlüsse auf die Größe der Gegeninduktivität und damit auf die Rotorposition. Wird die Spannung synchronisiert zum Strom in der erregten Phase gemessen, so kann sie mit einem Schwellenwert verglichen werden, der wiederum der Rotorposition entspricht, bei der der Schaltvorgang erfolgen soll.

Ebenso ist es möglich, in eine nicht erregte Phase einen kleinen Strom einzuprägen und die hierzu benötigte Spannung zu messen, die dann der eigeninduzierten Spannung entspricht und folglich größer ist. Eine weitere häufig untersuchte Methode ist die Bestimmung des Flusses in der erregten Phase mit Hilfe einer Spannungsintegration (z. B. [10] und [15]). Sie wird in Bild 9 veranschaulicht. Hierbei wird die an der Phase anliegende Spannung vermindert um den ohmschen Spannungsabfall aufintegriert und ergibt so nach Gleichung (5) den Fluß in der erregten Phase. Dieser Flußwert wird mit einem aus einem Kennlinienfeld ermittelten Wert verglichen. In dem Kennlinienfeld ist der Flußverlauf in Abhängigkeit von Strom und Rotorposition gespeichert.

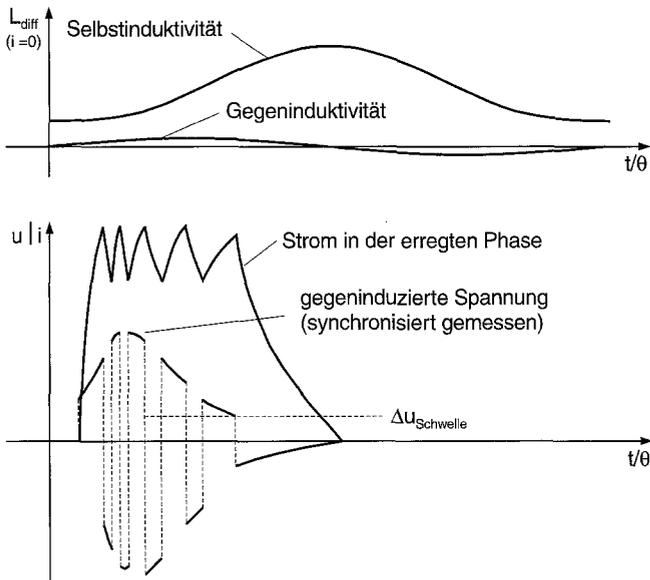


Bild 8. Auswertung der gegeninduzierten Spannung

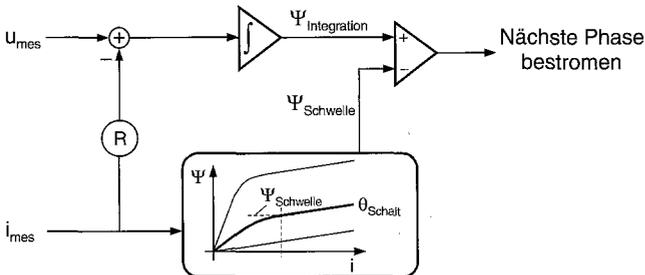


Bild 9. Flußbestimmung durch Integration der Spannung

Für eine gewünschte Rotorposition und den jeweils gemessenen Phasenstrom ergibt sich dann ein Schwellenwert. Überschreitet der integrierte Flußwert den aus dem Kennlinienfeld gewonnenen Schwellenwert, kann die nächste Phase bestromt werden. Als an dieser Stelle letzte Möglichkeit zum sensorlosen Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors sollen noch kurz auf Beobachtern basierende Verfahren vorgestellt werden ([9] und [14]), zu denen auch das Kalman Filter gehört. Für diese Verfahren wird ein Modell des geschalteten Reluktanzmotors in Zustandsdarstellung mit den Matrizen A , B und C benötigt (vgl. Bild 10). Das Modell erhält die gemessenen Phasenspannungen als Eingangsvektor u_{mes} und liefert einen geschätzten Stromvektor \hat{i} , der mit dem gemessenen Stromvektor i_{mes} verglichen wird. Die Differenz wird mit der Beobachtermatrix L gewichtet und auf den geschätzten Zustandsvektor \hat{x} addiert. Die Drehzahl und die Rotorposition sind Elemente des Zustandsvektors und können somit der Regelung zur Verfügung gestellt werden. Bei dem Kalman Filter wird die Rückführmatrix zusätzlich in jedem Abtastschritt anhand der Gleichungen des Kalman Filters neu berechnet.

Ein Vorteil der auf Beobachtern basierenden Verfahren besteht darin, daß die gesuchten Größen Rotorposition und Drehzahl als Elemente des Zustandsvektors des Beobachters in jedem Abtastschritt aktualisiert werden und dem Regelalgorithmus zur Verfügung stehen. Bei den meisten anderen Verfahren erfolgt nur ein Vergleich auf einen Schwellenwert hin, der mit einer festen Rotorposition verknüpft ist. Ein weiterer Vorteil, der sowohl den Beobachtern als auch der Methode der Flußbestimmung durch Spannungsintegration gemeinsam ist, ist der, daß die vollständige Spannungsgleichung berücksichtigt wird, wohingegen bei den übrigen Verfahren entweder nur der induktive oder der rotorisch induzierte Spannungsanteil einberechnet werden.

Aufgrund dieser Vorteile und der positiven Ergebnisse, die bei Drehfeldmaschinen erzielt wurden [4], sollte das Kalman Filter als ein Beobachter basiertes Verfahren für den sensorlosen Betrieb des geschalteten Reluktanzmotors untersucht werden.

Eine genauere Beschreibung und Bewertung aller hier beschriebenen Verfahren findet sich in [3].

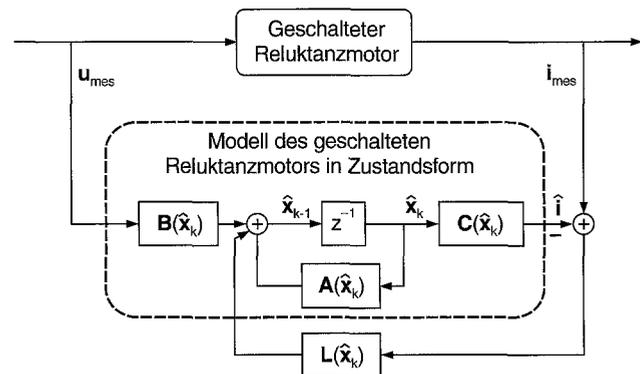


Bild 10. Struktur eines auf Beobachtern basierenden Verfahrens

4

Ableitung eines Modells für den Einsatz im Kalman Filter

Das dynamische elektrische Verhalten jeder Phase des Motors ist bereits mit Gleichung (6) beschrieben worden. Mit Hilfe der folgenden Gleichungen (7) bis (9) läßt sich auch das dynamische mechanische Verhalten des Motors angeben, wobei M_j das elektrische Moment der Phase j ist, M_{Last} das Lastmoment, J das Trägheitsmoment und ω die Drehzahl:

302

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = \sum_{j=1}^m M_j(i_j, \theta) - M_{Last} \quad (7)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (8)$$

Das elektrische Moment läßt sich über die Koenergie W'_j aus dem Fluß der Phase j berechnen:

$$M(i, \theta) = \left[\frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \right]_{i=const} \quad \text{mit } W'(i, \theta) = \int_0^i \Psi(\xi, \theta) d\xi \quad (9)$$

D. h. der Flußverlauf $\Psi(i, \theta)$ muß sowohl zur Berechnung des elektrischen als auch des mechanischen Verhaltens bekannt sein und kann z. B. in Tabellenform abgelegt sein.

Die Gleichungen (6)–(9) beschreiben den Motor unter den getroffenen Voraussetzungen also vollständig und müssen nur noch in Zustandsdarstellung gebracht werden. Bevor dies erfolgt, soll jedoch noch eine Überlegung angestellt werden, die zu einem Modell führt, das weniger Rechenzeit beansprucht.

Ausgangspunkt der Überlegung ist der, daß beim geschalteten Reluktanzmotor lediglich eine oder zwei Phasen bestromt sind, wie im oberen Koordinatensystem von Bild 11 ersichtlich ist. Das bedeutet, daß in einem Modell mit vier Phasen mindestens zwei oder drei Phasen berechnet werden müßten, ohne daß in diesen Phasen ein Strom fließt oder sie einen Beitrag zum Moment des Motors leisten. Die Rechenzeit könnte eingespart werden, indem das Modell des Motors nur zwei Ströme des realen Motors berücksichtigt.

Ein solches Modell besitzt z. B. nur die Ströme i_a und i_b , die entweder den Strömen der Phasen 1 und 3 oder den Strömen der Phasen 2 und 4 des realen Motors entsprechen. Dieser Sachverhalt ist im mittleren Diagramm von Bild 11 veranschaulicht. In einem weiteren Schritt könnte auch nur ein Strom, i_{KF} , modelliert werden, der dem maximalen realen Phasenstrom gleichgesetzt wird. Wie aus dem unteren Koordinatensystem von Bild 11 hervorgeht, können nun aber nicht mehr alle Ströme des realen Motors vollständig modelliert werden. Insgesamt wurden in dieser Arbeit drei verschiedene Modelle untersucht. Ein Modell mit allen vier Phasen, ein Modell mit zwei Phasen und ein Modell mit nur einer Phase [3]. An dieser Stelle sollen nun die Matrizen des zeitdiskreten Modells mit zwei Phasen angegeben werden.

In den Zustandsvektor x werden die beiden Ströme i_a und i_b , die Drehzahl ω und die Rotorposition θ aufge-

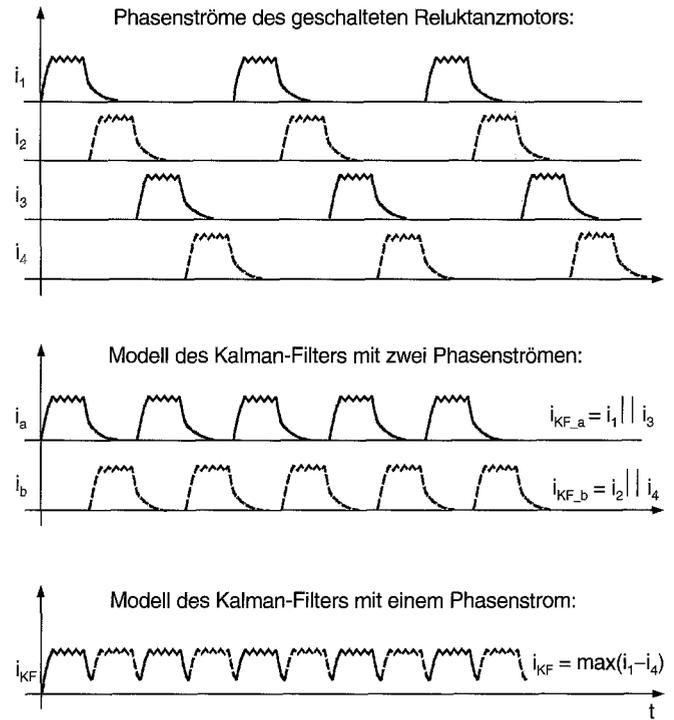


Bild 11. Zeitlicher Verlauf der Ströme im realen Motor und in den Modellen für das Kalman Filter

nommen. Im Eingangsvektor u sind die von außen auf das System einwirkenden Spannungen u_a und u_b sowie das Lastmoment M_{Last} enthalten. Der Ausgangsvektor y besteht wieder aus den beiden Strömen i_a und i_b . Hieraus ergeben sich dann die Systemmatrizen A , B und C , mit den Abkürzungen Ψ_{ia} für $\partial\Psi_a/\partial i_a$, Ψ_{ib} für $\partial\Psi_b/\partial i_b$, $\Psi_{\theta a}$ für $\partial\Psi_a/\partial\theta$, und $\Psi_{\theta b}$ für $\partial\Psi_b/\partial\theta$. Weiterhin wurde eine Drehmomentkonstante k_m eingeführt

$$k_m(i, \theta) = \frac{M_j(i_j, \theta)}{i_j} \quad (10)$$

und ΔT ist die Abtastzeit des Systems.

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ M_{Last} \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (11, 12, 13)$$

$$A = \begin{bmatrix} (1 - \Psi_{ia}^{-1} R \Delta T) & 0 & (-\Psi_{ia}^{-1} \Psi_{\theta a} \Delta T) & 0 \\ 0 & (1 - \Psi_{ib}^{-1} R \Delta T) & (-\Psi_{ib}^{-1} \Psi_{\theta b} \Delta T) & 0 \\ \frac{\Delta T}{J} \cdot k_{ma} & \frac{\Delta T}{J} \cdot k_{mb} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta T & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$B = \begin{bmatrix} \Psi_{ia}^{-1} \cdot \Delta T & 0 & 0 \\ 0 & \Psi_{ib}^{-1} \cdot \Delta T & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\Delta T}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15, 16)$$

5

Das Kalman Filter

Wie oben bereits dargelegt worden ist, entspricht das Kalman Filter im wesentlichen einem Beobachter basierten Ansatz und besitzt daher die gleiche Struktur, wie sie in

Bild 10 zeigt und in Bild 12 nochmals detaillierter wiedergegeben ist. Alle Matrizen und Vektoren des Kalman Filters sind in Bild 12 grau hinterlegt. Man erkennt sowohl das reale System als auch das Modell des realen Systems in Zustandsdarstellung.

Im Gegensatz zu der in Bild 10 gezeigten Struktur ergeben sich zwei wesentliche Änderungen. Zum einen greifen am realen System zwei Rauschprozesse w_k und v_k an, die das in der Realität vorhandene sogenannte Systemrauschen bzw. Meßrauschen modellieren sollen. Zum anderen ist die Rückführmatrix, jetzt mit K bezeichnet, nicht mehr konstant, sondern wird in jedem Abtastzeit-schritt auf Basis der Gleichungen des Kalman Filters neu berechnet. Die Berechnung der Matrix K erfolgt unter der Annahme einiger Voraussetzungen über die additiven Rauschprozesse w und v . Im wesentlichen müssen die Rauschprozesse mittelwertfreie Zufallsgrößen z mit einer gaußförmigen Verteilungsdichte $p(z)$ sein, so wie sie in Bild 13 dargestellt ist. Dann kann die Verteilungsdichte allein durch die Varianz σ beschrieben werden. Sind die Varianzen bekannt und kann das reale System durch die Matrizen A , B und C genau nachgebildet werden, so berechnet bzw. schätzt der Kalman Filter Algorithmus den Zustandsvektor \hat{x} , der in Bezug auf den gesuchten realen Zustandsvektor x den gleichen Mittelwert besitzt und die minimale Varianz.

Im allgemeinen können reale Rauschprozesse gut durch eine gaußförmige Verteilung beschrieben werden, weil das Rauschen eines realen Systems generell mehrere unabhängige Quellen als Ursache hat und sich die Verteilungsdichte der Summe vieler Zufallsprozesse der Gaußverteilung annähert. Für den Fall, daß das reale Rauschen keine mittelwertfreie und gaußförmige Verteilung hat, ist das Kalman Filter zwar nicht mehr optimal, es kann aber weiterhin bessere Ergebnisse liefern als ein

Beobachter, bei dem das Rauschen gänzlich vernachlässigt wird. Da sich die Rauschprozesse zumeist nicht genau meßtechnisch erfassen lassen, können nur praktische Untersuchungen zeigen, ob sich der Einsatz eines Kalman Filters lohnt. Eine weitere Folge hieraus ist die, daß die Varianzen des Rauschens empirisch über die Optimierung des Schätzverhaltens ermittelt werden müssen.

Die Gleichungen des Kalman Filter Algorithmus sollen hier noch der Vollständigkeit halber angegeben werden. Eine ausführliche Herleitung findet sich z. B. in [11] oder [16]:

$$K_k = P_{k|k-1} \cdot \frac{\partial h^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} \times \left[\frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} \cdot P_{k|k-1} \cdot \frac{\partial h^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} + R \right]^{-1} \quad (17)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k \cdot (y_k - C(\hat{x}_{k|k-1}) \cdot \hat{x}_{k|k-1}) \quad (18)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} \cdot P_{k|k-1} \quad (19)$$

$$\hat{x}_{k+1|k} = A(\hat{x}_{k|k}) \cdot \hat{x}_{k|k} + B(\hat{x}_{k|k}) \cdot u_k \quad (20)$$

$$P_{k+1|k} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k}} \cdot P_{k|k} \cdot \frac{\partial \Phi^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k}} + Q \quad (21)$$

$$\text{mit } h = C \cdot x \text{ und } \Phi = A \cdot x + B \cdot u \quad (22, 23)$$

K ist dabei die Kalman Matrix, P die zu berechnende Kovarianzmatrix des Zustandsvektors, und R und Q sind die vorzugebenden Kovarianzmatrizen des Meß- und Systemrauschens, in denen die Varianzen σ_i der Rauschprozesse enthalten sind.

6 Anwendung des Kalman Filters auf das Modell des Reluktanzmotors

Soll das Kalman Filter auf das Modell des geschalteten Reluktanzmotors angewendet werden, so entsteht das Problem, daß das Lastmoment, welches bisher im Eingangsvektor des Systems war, nun nicht mehr als Eingangsgröße zur Verfügung steht. Dementsprechend kann Gleichung (7) nicht mehr vollständig modelliert werden. Wie bereits in [4] vorgestellt, gibt es zwei Ansätze, dieses Problem zu umgehen. Zum einen wird Gleichung (7) nicht modelliert und die Drehzahl wird als konstant angenommen:

$$\omega_{k+1} = \omega_k \quad (24)$$

In diesem Fall müssen die ersten beiden Einträge der dritten Zeile der Matrix A aus Gleichung (14) zu Null ge-

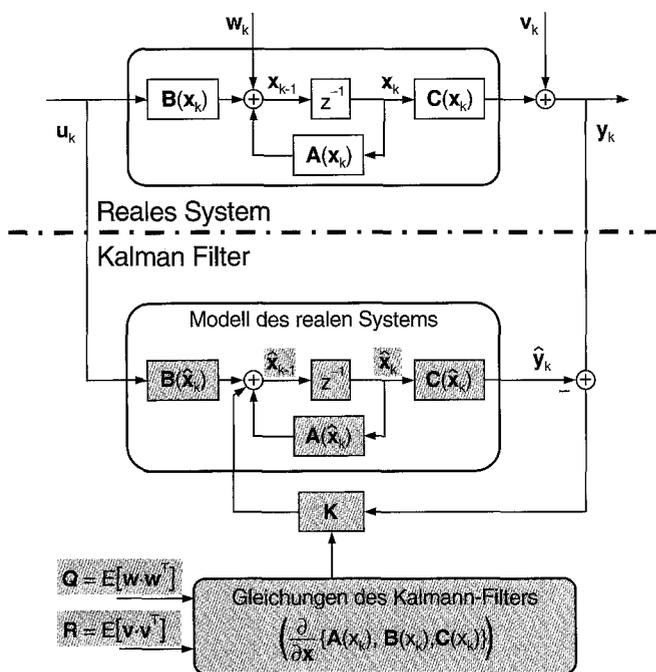


Bild 12. Struktur des Kalman Filters

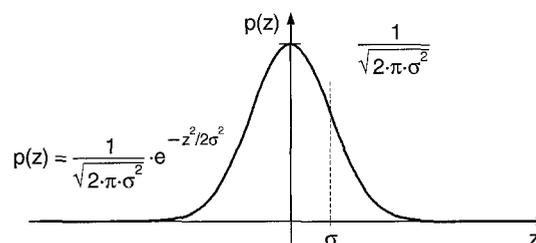


Bild 13. Verteilungsdichte für die Rauschprozesse

setzt werden, und die dritte Spalte der Matrix **B** aus Gleichung (15) entfällt ebenso wie das Lastmoment im Eingangsvektor **u**. Zum anderen kann, um das Problem des unbekanntes Lastmoments zu lösen, das Lastmoment mit in den Zustandsvektor **x** aufgenommen werden und dadurch mit geschätzt werden. Hierfür muß die Annahme eines konstanten Lastmomentes getroffen werden:

$$M_{\text{Last},k+1} = M_{\text{Last},k} \quad (25)$$

Insgesamt ergeben sich also sechs Modelle, die sich aus drei verschiedenen Modellgrößen und den beiden Ansätzen „konstante Drehzahl“ (ohne Lastmoment) oder „konstantes Lastmoment“ (mit Lastmoment) zusammensetzen. Die Zustandsvektoren dieser sechs Modelle ergeben sich zu:

$$\mathbf{x}_I = \begin{pmatrix} i_{KF} \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} \quad \mathbf{x}_{II} = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} \quad \mathbf{x}_{IV} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{x}_{I_Last} = \begin{pmatrix} i_{KF} \\ \omega \\ \theta \\ M_{\text{Last}} \end{pmatrix} \quad \mathbf{x}_{II_Last} = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \\ M_{\text{Last}} \end{pmatrix} \quad \mathbf{x}_{IV_Last} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ \omega \\ \theta \\ M_{\text{Last}} \end{pmatrix}$$

Eine vollständige Auflistung der Matrizen aller Modelle kann [3] entnommen werden. An dieser Stelle sollen als Beispiel nur die Systemmatrizen für das Modell mit zwei Phasen aus den Gleichungen (11) bis (16) und den Ansatz mit Schätzung des Lastmomentes angeführt werden:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \\ M_{\text{Last}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (26, 27, 28)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} (1 - \Psi_{ia}^{-1} R \Delta T) & 0 & (-\Psi_{ia}^{-1} \Psi_{\theta a} \Delta T) & 0 & 0 \\ 0 & (1 - \Psi_{ib}^{-1} R \Delta T) & (-\Psi_{ib}^{-1} \Psi_{\theta b} \Delta T) & 0 & 0 \\ \frac{\Delta T}{J} \cdot k_{ma} & \frac{\Delta T}{J} \cdot k_{mb} & 1 & 0 & \frac{\Delta T}{J} \\ 0 & 0 & \Delta T & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \Psi_{ia}^{-1} \cdot \Delta T & 0 \\ 0 & \Psi_{ib}^{-1} \cdot \Delta T \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (30, 31)$$

Die in den Gleichungen (17), (19) und (21) vorkommenden Ableitungen von **h** und Φ ergeben sich für das Modell zu

$$\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial (\mathbf{C} \cdot \mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{C}, \quad (32)$$

und

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial (\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{pmatrix} 1 - \Psi_{ia}^{-1} R \Delta T + \alpha_a & 0 \\ 0 & 1 - \Psi_{ib}^{-1} R \Delta T + \alpha_b \\ \frac{\Delta T}{J} (k_{ma} + i_a \frac{\partial k_{ma}}{\partial i_a}) & \frac{\Delta T}{J} (k_{mb} + i_b \frac{\partial k_{mb}}{\partial i_b}) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\Psi_{ia}^{-1} \cdot \Psi_{\theta a} \Delta T & \beta_a & 0 \\ -\Psi_{ib}^{-1} \cdot \Psi_{\theta b} \Delta T & \beta_b & 0 \\ 1 & \gamma & \frac{\Delta T}{J} \\ \Delta T & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (33)$$

mit den Abkürzungen:

$$\gamma = \frac{\Delta T}{J} \left(i_a \frac{\partial k_{ma}}{\partial \theta} + i_b \frac{\partial k_{mb}}{\partial \theta} \right), \quad (34)$$

$$\alpha_a = \Psi_{ia}^{-2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a^2} \cdot R \cdot \Delta T \cdot i_a - \Psi_{ia}^{-2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a^2} \cdot \Delta T \cdot u_a - \Psi_{ia}^{-2} \cdot \left(\frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial \theta \partial i_a} \cdot \Psi_i - \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a^2} \cdot \Psi_{\theta a} \right) \cdot \Delta T \cdot \omega \quad (35)$$

$$\beta_a = \Psi_{ia}^{-2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a \partial \theta} \cdot R \cdot \Delta T \cdot i_a - \Psi_{ia}^{-2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a \partial \theta} \cdot \Delta T \cdot u_a - \Psi_{ia}^{-2} \cdot \left(\frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial \theta^2} \cdot \Psi_{ia} - \frac{\partial^2 \Psi_a}{\partial i_a \partial \theta} \cdot \Psi_{\theta a} \right) \cdot \Delta T \cdot \omega \quad (36)$$

7

Praktische Ergebnisse im sensorlosen Betrieb

Die oben beschriebenen theoretischen Zusammenhänge wurden an einem Versuchsstand verifiziert. Alle im folgenden gezeigten Ergebnisse wurden an einem vierphasigen „8/6 Motor“, der für den Einsatz in einem Haushaltsantrieb ausgelegt worden ist und eine Leistung von 250 W besitzt, erzielt. Als Belastungseinheit ist eine Magnetpulverbremse an den Motor gekoppelt.

Der Kalman Filter Algorithmus und die Regelung des geschalteten Reluktanzmotors wurden auf einem Digitalen Signalprozessor TMS320C40 implementiert. Der verwendete Umrichter besitzt zwei Schalter pro Phase und arbeitet nach dem Toleranzbandverfahren mit Vorgabe des Sollstromes für jede Phase. Die Schaltwinkel wurden für ein maximales Drehmoment ausgelegt und drehzahlabhängig variiert.

Die Flußverkettung Ψ wurde an mehreren Stützstellen über der Rotorposition θ und dem Strom i gemessen und mit den daraus berechneten partiellen Ableitungen in Tabellenform abgespeichert.

Alle sechs verschiedenen Modelle wurden implementiert. Die jeweils benötigten Rechenzeiten sind in Bild 14 graphisch wiedergegeben worden. Die Modelle, bei denen alle vier Phasen berechnet werden, benötigen erwartungsgemäß deutlich mehr Rechenzeit, was sich, wie gleich noch gezeigt werden wird, auch negativ auf die Dynamik auswirkt. Als Illustration der fortwährenden Berechnung der Elemente der Kalman Filter Matrix K sind in Bild 15 vier Elemente der Matrix für einen Zeitbereich von 50 ms dargestellt. Zur Veranschaulichung ist zudem einer der beiden Phasenströme, i_a , des Modells angegeben. Die Messung wurde bei konstanter Drehzahl und konstantem Strom durchgeführt. Man erkennt, daß einige der Elemente von K – im Bild 15 k_{1a} und k_{2b} – konstant sind und andere – im Bild 15 k_{3a} und k_{3b} – mit der elektrischen Periode zyklisch variieren und sich somit vom Beobachter mit konstanter Rückführmatrix unterscheiden.

Im folgenden sollen einige Meßergebnisse des sensorlosen Antriebes vorgestellt werden, anhand derer der Einfluß des verwendeten Modells auf die Schätzgenauigkeit überprüft werden kann. In den Bildern 16, 17 und 18 ist jeweils ein Drehzahlollwertsprung von 600 U/min auf 1200 U/min über der Zeit dargestellt. Auf der linken Ordinate sind die geschätzte, ω_{KF} , und die gemessene, ω_{mes} , Drehzahl aufgetragen worden. Auf der rechten Ordinate ist der Winkelfehler $\Delta\theta$ in mechanischen Grad angegeben worden. In den oberen Diagrammen der Bilder ist jeweils das Modell gezeigt, das das Lastmoment nicht schätzt und für das der Ansatz einer konstanten Drehzahl aus Gleichung (24) gewählt wurde. Die unteren Diagramme geben die Ergebnisse für die Modelle mit Lastmoment an, die nach dem Ansatz aus Gleichung (25) aufgestellt wurden. Bild 16 gibt die Ergebnisse für die beiden Modelle mit nur einem Phasenstrom wieder. Der Winkelfehler ist für beide Modelle im stationären Bereich sehr klein und wird während des Drehzahlollwertsprungs deutlich größer. Im Fall des Modells ohne Lastmoment mußte der Sollstrom noch auf Werte, die kleiner sind als der Nennstrom, begrenzt werden, damit die Maschine beim Beschleunigungsvorgang nicht außer Tritt fällt.

Im unteren Diagramm aus Bild 16 ist deutlich zu erkennen, wie der Winkelfehler stark zunimmt, wenn der im Diagramm ebenfalls dargestellte Sollstrom zu Null wird und deshalb kein Strom in die Maschine eingeprägt wird. Dieser Betriebszustand entspricht einem der bereits in Abschnitt 2 erwähnten Betriebszustände, bei denen aus der Spannungsgleichung keine Information über die Rotorlage gewonnen werden kann. An dieser Stelle müßte also ein zusätzlicher Strom in die Phase eingeprägt werden. Die Auswirkungen eines solchen zusätzlichen Stromes auf den sensorlosen Betrieb und die Regelung wurden aber im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter untersucht. Im stationären Zustand fließt dann wieder ein durch die Reibung bedingter Strom, der für eine Lageschätzung ausreichend ist.

Das dynamische Schätzverhalten bessert sich deutlich, sobald man die Modellgröße auf zwei Phasen erhöht. Insbesondere das Modell mit zwei Phasen und Lastmomentschätzung zeigt ein sehr gutes stationäres und dynamisches Verhalten, wie in Bild 17 zu sehen ist. Der kurzzeitig auftretende Nulldurchgang des Sollstromes

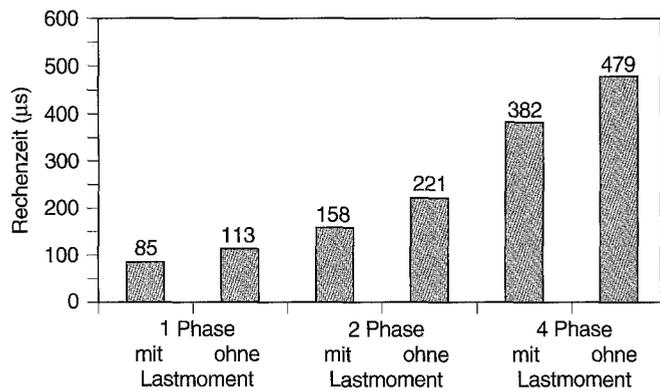


Bild 14. Für die verschiedenen Modelle benötigten Rechenzeiten

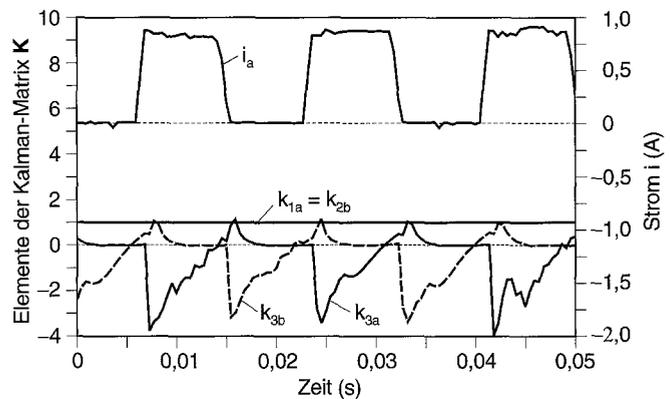


Bild 15. Zeitlicher Verlauf einiger ausgewählter Elemente der Kalman Filter Matrix

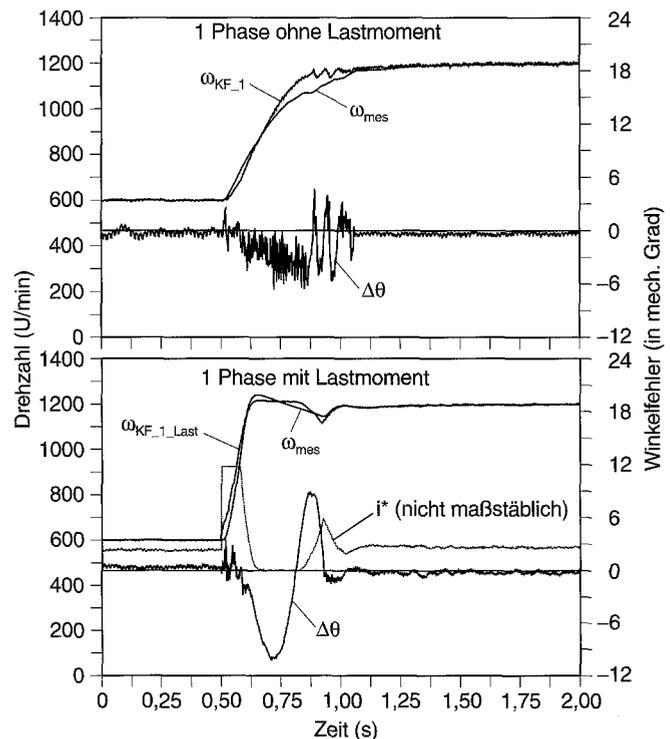


Bild 16. Drehzahlollwertsprung unter Verwendung des Modells mit einer Phase; oben: ohne Lastmoment; unten: mit Lastmoment

führt bei diesem Modell nicht mehr zu größeren Winkel-
fehlern, und die Maschine kann mit Nennstrom be-
schleunigt werden. Ein Einprägen eines zusätzlichen
Stromes ist von daher in diesem Fall nicht mehr erfor-
derlich. Eine weitere Erhöhung der Phasenzahl auf vier
führt zu einer Verschlechterung des dynamischen Ver-
haltens, wie aus Bild 18 hervorgeht. Hier mußte der Soll-
strom wieder begrenzt werden, damit die Maschine
während des Beschleunigungsvorganges nicht außer Tritt
fällt.

Insgesamt liefert also das Modell mit zwei Phasen und
Lastmomentschätzung die besten Ergebnisse. Hierbei
scheint ein optimaler Kompromiß zwischen Rechenzeit
und Modellgröße vorzuliegen. Eine Erhöhung der Pha-
senzahl im Modell muß auch nicht notwendigerweise
bessere Ergebnisse liefern, da die zusätzlichen Phasen
nicht bestromt sind und somit keinen Beitrag zur Lage-
oder Drehzahlschätzung liefern.

Alle weiteren Ergebnisse beziehen sich nun auf das
Modell mit zwei Phasen und Lastmomentschätzung. Der
Stillstand ist ein weiterer Betriebszustand, in dem kein
Strom fließt und in dem daher kein sensorloser Betrieb
möglich ist. Da die Maschine allerdings aus dem Stillstand
anlaufen und auch längere Zeit im Stillstand verharren
kann, ist es im Stillstand auf jeden Fall notwendig,
einen zusätzlichen Strom einzuprägen. Hierfür wurde ein
sinusförmiger Strom mit einer Frequenz von 400 Hz, einer
Amplitude von 0,1 A und einem Offset von ebenfalls 0,1 A
gewählt, damit der Strom insgesamt positiv ist und von
dem Umrichter in den Motor eingepreßt werden kann. Der

Teststrom wird in Abhängigkeit von der geschätzten Lage
jeweils in die beiden Phasen eingespeist, die im Modell
gerade zur Schätzung herangezogen werden. Das Moment
der beiden Testströme liegt noch unterhalb des Reibmo-
mentes, so daß die Regelung hiervon nicht beeinflusst wird.
Die Ströme werden außerdem noch bis zu einer Drehzahl
von ± 300 U/min eingespeist, da die rotatorisch induzierte
Spannung bei kleineren Drehzahlen noch nicht für die
Lage- und Drehzahlschätzung ausreicht.

Die Ergebnisse, die so erzielt werden konnten, sind in
Bild 19 anhand eines Hochlaufs aus dem Stillstand auf
Nenn Drehzahl und anhand des anschließenden Abbrems-
vorgangs in den Stillstand wiedergegeben. Ebenso ist ein
Reversiervorgang von positiver auf negative Nenn Drehzahl
mit Nennstrom möglich, der in Bild 20 zu sehen ist. Mit
Hilfe des zusätzlichen Teststromes ist also der sensorlose
Betrieb über den gesamten Drehzahlbereich der Maschine
realisierbar. Bild 21 zeigt als weiteres Ergebnis noch einen
Lastmomentsprung auf 1 Nm mit anschließender Entlas-
tung. Auch ein solcher Lastmomentsprung ist mit Hilfe des
Kalman Filters im sensorlosen Betrieb realisierbar. Ein
aussagekräftiges Kriterium für die Güte eines sensorlosen
Antriebes ist die Nachgiebigkeit der Regelung. In Bild 22
ist die gemessene Nachgiebigkeit, die die Drehzahl-
schwankungen des Antriebes auf einen Lastmoment-
sprung über der Frequenz angibt, aufgetragen. Es wird
deutlich, daß die Nachgiebigkeit eines Antriebes mit Sen-
sor (in diesem Fall wurde ein Sensor mit 10000 Strichen
verwendet) kleiner und folglich besser ist als die des sen-
sorlosen Antriebes. Zudem zeigt sich, daß eine Verstim-
mung der Flußverläufe im Modell gegenüber den

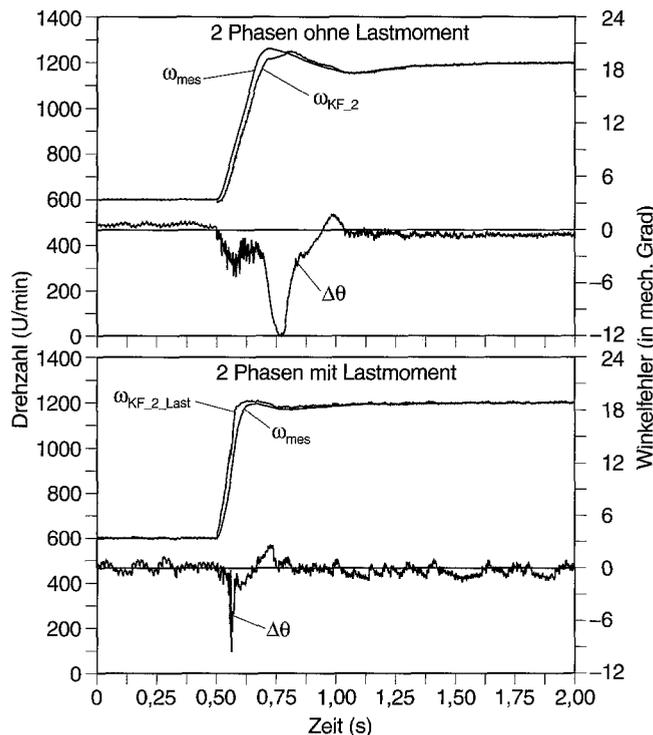


Bild 17. Drehzahlsollwertsprung unter Verwendung des Modells mit zwei Phasen; oben: ohne Lastmoment; unten: mit Lastmoment

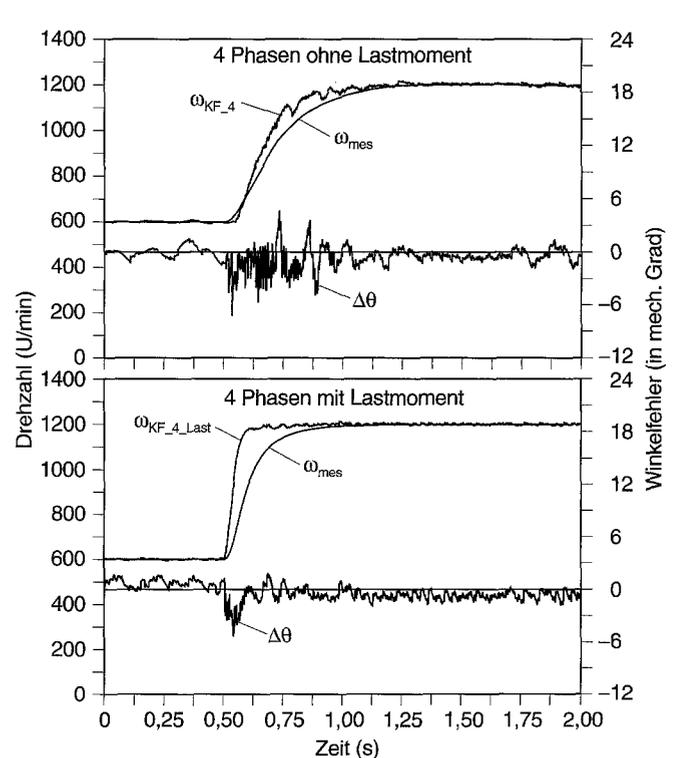


Bild 18. Drehzahlsollwertsprung unter Verwendung des Modells mit vier Phasen; oben: ohne Lastmoment; unten: mit Lastmoment

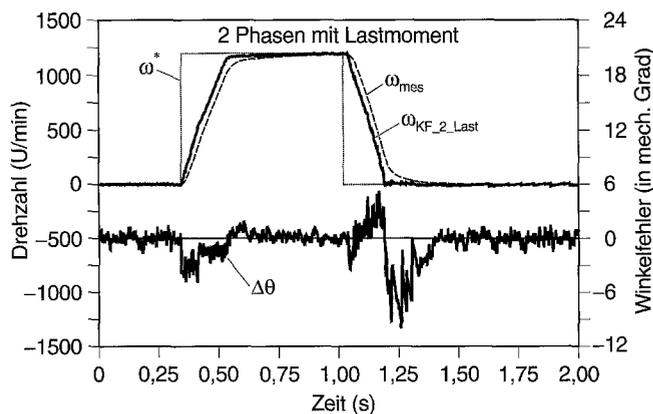


Bild 19. Drehzahlollwertsprung auf Nenndrehzahl und in den Stillstand unter Verwendung des Modells mit zwei Phasen mit Lastmoment

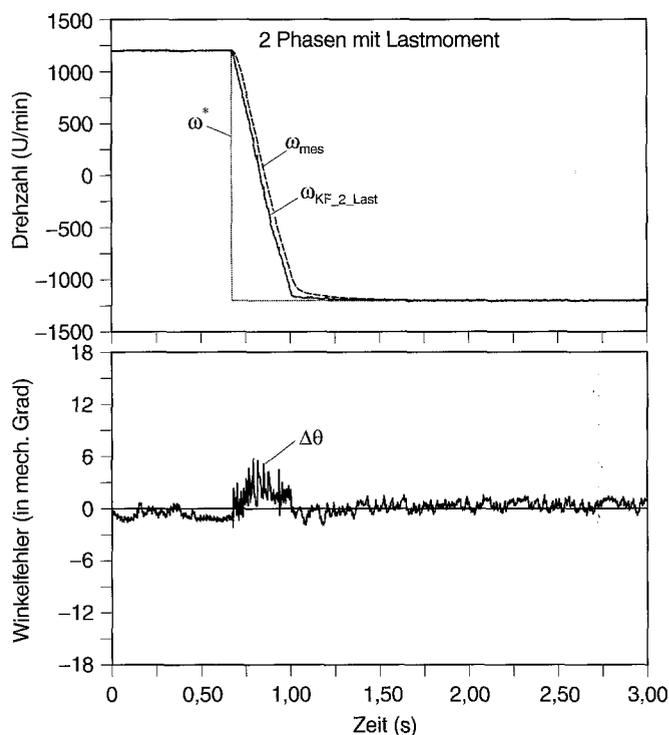


Bild 20. Drehzahlverlauf und Winkelfehler bei einem Reversiervorgang von positiver auf negative Nenndrehzahl unter Verwendung des Modells mit zwei Phasen mit Lastmoment

gemessenen Flußverläufen des Motors um 20% zu einer Verschlechterung der Nachgiebigkeit führt. Ein genaues Modell ist also Voraussetzung für eine genaue Schätzung. Bild 23 zeigt abschließend noch die Nachgiebigkeit des Antriebes mit Kalman Filter im Vergleich zu der Nachgiebigkeit, die mit einem sensorlosen Antrieb, der auf einem Beobachter mit einer konstanten Rückführmatrix L basiert, erzielt werden konnte. Trotz der aufwendigeren Rechenschritte des Kalman Filters, die zu einer größeren Abtastzeit führen, ist die Nachgiebigkeit des Antriebes mit Kalman Filter besser als die des weniger rechenzeitintensiven Beobachters. Dies spricht für einen Einsatz des Kalman Filters.

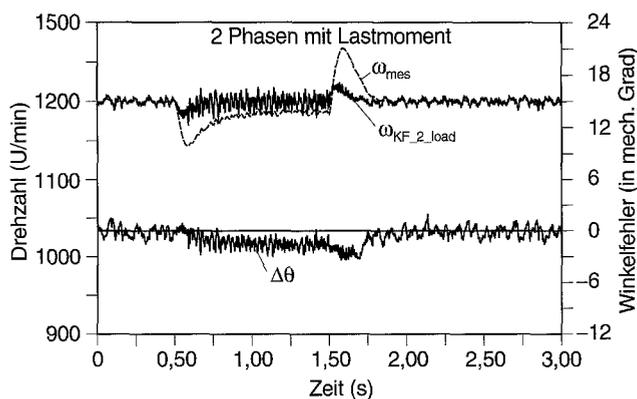


Bild 21. Lastmomentsprung bei Nenndrehzahl unter Verwendung des Modells mit zwei Phasen mit Lastmoment

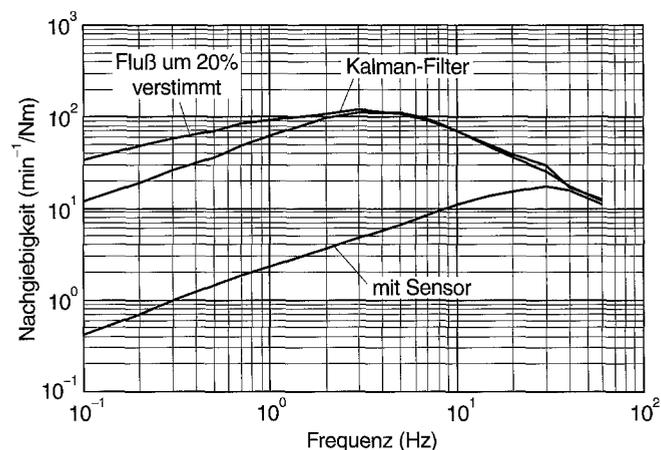


Bild 22. Verlauf der gemessenen Nachgiebigkeit

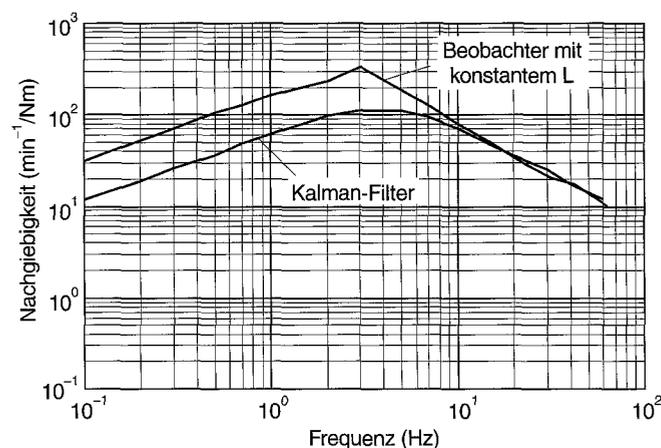


Bild 23. Verlauf der Nachgiebigkeit des sensorlosen Antriebes unter Verwendung eines Beobachters mit konstanten Elementen in der Rückführmatrix L

8 Zusammenfassung

In dem vorliegenden Beitrag wurde gezeigt und anhand von Messungen belegt, wie der sensorlose Betrieb des ge-

schalteten Reluktanzmotors mit Hilfe des Kalman Filters realisiert werden kann.

Nach einer kurzen Einführung in die theoretischen Zusammenhänge des sensorlosen Betriebs von geschalteten Reluktanzmotoren und nach einem Überblick über mögliche Verfahren wurde erörtert, wie ein Modell des Motors für das Kalman Filter aufgestellt werden kann. Dabei wurden drei Modelle mit ein, zwei oder vier Phasen vorgestellt.

Bei der Anwendung des Kalman Filter Algorithmus auf die Modelle ergeben sich zwei Ansätze. Zum einen können die Modelle so abgeändert werden, daß man im Modell jeweils eine konstante Drehzahl annimmt. Zum anderen kann das Lastmoment mit in den Zustandsvektor des Modells aufgenommen werden und dadurch mit geschätzt werden. Hierfür muß das Lastmoment als konstant angesetzt werden.

Die Ergebnisse weisen auf, daß das Modell mit zwei Phasen und Lastmomentschätzung das beste dynamische Verhalten im sensorlosen Betrieb bietet.

Wird im Stillstand und bei kleinen Drehzahlen ein zusätzlicher Strom in den Motor eingepreßt, so sind auch der Anlauf aus dem Stillstand und Reversiervorgänge möglich.

Die Nachgiebigkeit des sensorlosen Antriebes ist ein aussagekräftiges Kriterium für den Vergleich mit einem Antrieb mit Sensor oder mit anderen sensorlosen Antrieben. Die Messungen haben gezeigt, daß die Nachgiebigkeit des sensorlosen Antriebes mit Kalman Filter zwar schlechter ist als die eines Antriebes mit Sensor, sie ist aber besser als die Nachgiebigkeit eines sensorlosen Antriebes, der auf einem konventionellen Beobachter basiert.

Literatur

1. **Acarnely PP et al.** (1985) Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. IE-32, No.3, S.215-222
2. **Austermann R** (1993) Circuit Arrangement for Commutating a Reluctance Motor. US-Patent Nummer 5 180 960
3. **Brösse A** (1998) Sensorloser Betrieb eines geschalteten Reluktanzmotors mittels Kalman Filter. Dissertation an der RWTH Aachen
4. **Brunsbach BJ** (1991) Sensorloser Betrieb von permanent erregten Synchronmotoren und Asynchronmotoren mit Kurzschlußläufern durch Zustandsidentifikation. Dissertation an der RWTH Aachen
5. **Dunlop GR et al.** (1995) Evaluation of a Self Commutated Switched Reluctance Motor. *Proc. of the Electric Energy Conference Adelaide*: 317-318
6. **Ehsani M et al.** (1992) Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages. *Conference Proc. of the IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting 1992*
7. **Ehsani M et al.** (1992) Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 28, No.1: 128-135
8. **Ehsani M et al.** (1994) New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 30, No.1: 85-91
9. **Elmas C et al.** (1993) Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on Observer. *Proc. of the 5th EPE, Brighton*: 82-87
10. **Hedlund G, Lundberg H** (1991) Energizing System for a Variable Reluctance Motor. US-Patent Nummer 5 043 643
11. **Krebs V** (1980) Nichtlineare Filterung. Springer Verlag Berlin Heidelberg et. al.
12. **Laurent P et al.** (1993) A New Indirect Rotor Position Sensing with Resonant Method for Switched Reluctance Motor. *Proc. of the 1993 PCIM conference, Nürnberg*: 324-331
13. **Lawrenson PJ** (1992) A Brief Status Review of Switched Reluctance Drives. *EPE Journal*, Vol. 2, No. 3: 133-144
14. **Lumsdaine A, Lang JH** (1990) State Observers for Variable Reluctance Motors. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 37, No.2: 133-142
15. **Lyons JP, MacMinn SR** (1992) Lock Detector for Switched Reluctance Machine Rotor Position Estimator. US-Patent Nummer 5 140 244
16. **Meyr H** (1996) Regelungstechnik und Systemtheorie. Verlag der Augustinusbuchhandlung Aachen
17. **Miller TJ** (1993) Switched Reluctance Motors and their Control. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford
18. **Obradovic IJ** (1988) Control Apparatus and Method for Operating a Switched Reluctance Motor. US-Patent, Nummer 4 777 419