

Regelung doppeltgespeister Antriebe ohne mechanischen Lagesensor am Beispiel eines Linearmotors

Dipl.-Ing. Markus Henke, Prof. Dr.-Ing. Horst Grotstollen

Universität Paderborn, Fachgebiet Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik

Control of doubly-fed drives without mechanical position sensor implemented on a linear motor

This paper describes two methods to extract the rotor position of a doubly-fed motor out of voltage- and current signals. Stator current components of high frequency are used to induce voltages in the secondary windings. With that information the electrical angle of the secondary can be determined. Furthermore an Extended Kalman-Filter algorithm is used in combination with test signals to determine position and frequency of the drive.

Sensorless Drive Control, Extended Kalman Filter, Linear drives

1. Einleitung

Die Regelung von feldorientiert betriebenen Asynchronmaschinen erfordert die Bestimmung von Lage und Kreisfrequenz des Rotors. Hier sind in den letzten Jahren eine Vielzahl von Verfahren vorgestellt worden, die modellgestützt arbeiten und eine Zustands- oder Parameterschätzung durchführen oder aber durch Auswertung von unsymmetrischen Motoreigenschaften auf die Rotorlage schließen [1].

In diesem Beitrag werden Untersuchungen zur sensorlosen feldorientierten Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine vorgestellt. Die hier am Linearmotor [2] erprobten Verfahren sind auf rotierende doppeltgespeiste Maschinen übertragbar und dürften dort aufgrund günstigerer Verhältnisse bezüglich der magnetischen Stator / Läufer Kopplung zu noch besseren Ergebnissen führen.

2. Regelverfahren

Der doppeltgespeiste Motor ist in Stator und Läufer mit Drehstromwicklungen ausgestattet, die jeweils von eigenen Speiseeinrichtungen versorgt werden.

Das hier eingesetzte Regelverfahren basiert auf einem in der Amplitude konstant vorgegebenen statorseitigen Strombelag. Der Läuferstrom wird orthogonal hierzu geregelt und seine Amplitude ist damit dem geforderten Moment proportional. Die Statorkreisfrequenz kann beliebig variiert werden, so dass beliebige Schlupfwerte einstellbar sind. Die Phasenbeziehung zwischen Stator- und Läuferstrom muss

eingehalten werden, so dass die Läuferstromkreisfrequenz aus Statorstromfrequenz und Drehzahl resultiert.

Das für Regelung und Modellbildung genutzte d,q-Bezugssystem wird am Sollwert des Statorstroms orientiert, und es gilt für den Statorstrom-Sollwert

$$\dot{i}_{Sdsoll} = i_S \quad \text{und} \quad i_{Sqsoll} = 0 \quad . \quad (1)$$

Die Läuferstromregler in der d- und q-Komponente bilden damit die innerste Schleife der läuferseitigen Regelung und beinhalten kleine Zeitkonstanten bei hoher Regeldynamik. Die Regelung vereinfacht sich durch die Orientierung des Modells am Statorstrom, da die Regelgrößen damit zu Gleichgrößen werden. Diese Orientierung bewirkt, dass über den kraftproportionalen q-Läuferstrom eine Regelung ähnlich bekannten feldorientierten Regelverfahren realisiert werden kann.

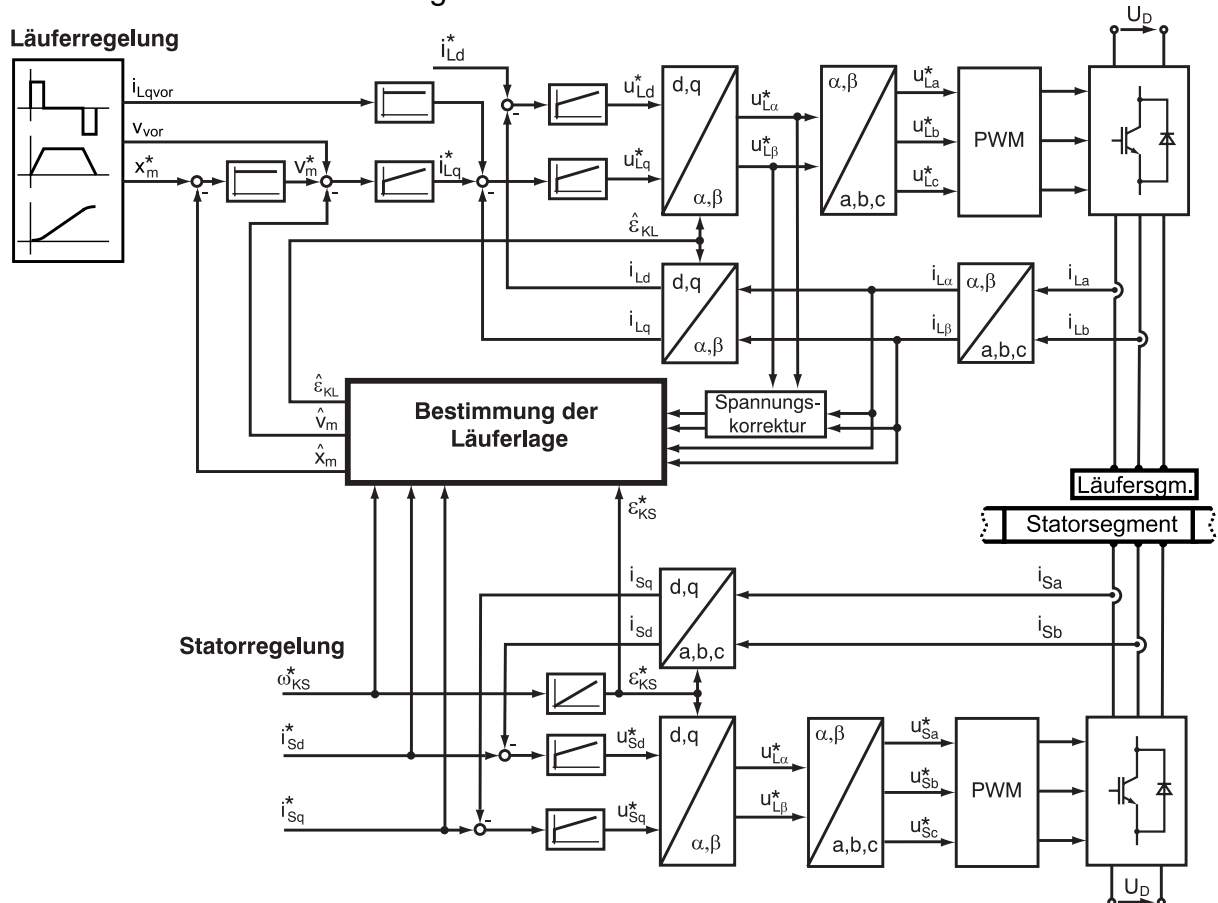


Bild 1: Regelstruktur des doppelgespeisten Linearmotors

Dem q-Läuferstromregler ist der Geschwindigkeitsregler überlagert. Für die genannten Regelaufgaben werden jeweils PI-Regler eingesetzt, um stationär genaue Regelungen zu realisieren und hinreichend gutes Störverhalten zu gewährleisten. Die äußerste Schleife dieser Kaskadenregelung wird durch einen P-Lageregler geschlossen.

Die Bestimmung der Läuferlage ist zum einen für die Koordinatentransformationen nötig, zum anderen dient sie der Drehzahl-/Geschwindigkeitsbestimmung.

Beide Aspekte müssen bei der Bewertung der eingesetzten Lageschätzverfahren in Betracht gezogen werden.

Die Regelung wurde an einem Versuchsstand mit doppelgespeistem Linearmotor implementiert. Die Motorsegmente werden über industrielle Servo-Regler angesteuert, und überlagerte Regelkreise sind auf einer Echtzeit-Hardware realisiert worden.

3. Ermittlung der Läuferlage durch Einprägung von Testsignalen

Das Verfahren der Lageschätzung mit Testsignalen basiert darauf, in die Statorwicklung des doppeltgespeisten Motors ein höherfrequentes Strom-Testsignal einzuprägen, das läuferseitig zu Spannungsinduktion führt. Im stromgeregelten Läufer wird diese Reaktion anhand der Spannungssollwerte detektiert, und anhand der elektrischen Lage des induzierten Spannungsraumzeigers kann die elektrische Läuferposition dann ermittelt werden. Der doppeltgespeiste Motor eignet sich hierzu in besonderer Weise, da die sekundärseitige Drehfeldwicklung als Detektionswicklung bereits im Motor integriert ist [3],[4].

Im Stator wird ein sinusförmiger, höherfrequenter Stromanteil auf den Sollwert des Statorstromes aufmoduliert. Durch Verwendung der q-Komponente ist zugleich eine weitgehende Entkopplung von der Schubkraftregelung gegeben, die den d-Statorstrom zur Kraftbildung verwendet. Die q-Stromänderung ruft von der Läuferlage abhängige, hochfrequente Anteile in der Läufer-Sollspannung hervor, da über die Läuferflussverkettung Spannungs-komponenten im Läufer induziert werden. Es müssen hier zwei Koordinatensysteme betrachtet werden, zum einen das am Statorstromsollwert orientierte Koordinatensystem (Index K), dessen Lage über den eingespeisten Strom auf der Statorseite immer als bekannt vorausgesetzt werden kann, und zum anderen das an der Läuferposition orientierte Koordinatensystem (Index L). Für die Läuferspeisung und die läuferseitige Positionsermittlung ist das läuferfeste System entscheidend. Gleichung (2) beschreibt den komplexen Statorstromraumzeiger in den Koordinatensystemen K und L.

$$\underline{i}_S^K = i_{sd} + j \cdot \tilde{i}_{s0} \cdot \sin(\omega_{test} \cdot t) \quad \underline{i}_S^L = \underline{i}_S^K \cdot e^{-j\omega_{KL}t} \quad (2)$$

Für den Läuferstrom ergibt sich im läuferfesten Bezugssystem

$$\frac{d\underline{i}_L^L}{dt} = \frac{1}{L_L} (\underline{u}_L^L - R_L \cdot \underline{i}_L^L - M \cdot \frac{d\underline{i}_S^L}{dt}) \quad (3)$$

Um das Testsignal aus der an den Läuferwicklungen anliegenden Spannung extrahieren zu können, ist eine Trennung der hoch- und niederfrequenten Anteile erforderlich. Durch Hochpassfilterung kann die Trennung erfolgen, vorausgesetzt die Frequenz des modulierten Testsignals ist größer als die maximale dominante Frequenz der von den Stromreglern für die Regelung der Fahrzeugbewegung vorgegebenen Sollspannungen.

Im Experiment wurden Testsignalfrequenzen bis zu $f_{test} = 500$ Hz realisiert, bei denen ein hinreichend großer Störabstand zwischen Nutz- und Testsignal gegeben ist. Wird die gefilterte Läuferspannung in Real- und Imaginärteil aufgeteilt, so folgt

$$u_{LHP\alpha}^L = \text{Re}\{\underline{u}_{LHP}\} = \omega_{test} M \cdot i_{s0} \cdot \cos(\omega_{test} t) \cdot \sin(\omega_{KL} t) \quad (4)$$

$$u_{LHP\beta}^L = \text{Im}\{\underline{u}_{LHP}\} = \omega_{test} M \cdot i_{s0} \cdot \cos(\omega_{test} t) \cdot \cos(\omega_{KL} t) \quad (5)$$

Der Schätzwinkel ergibt sich dann zu

$$\hat{\epsilon}_{LK} = \arctan\left(\frac{u_{LHP\alpha}}{u_{LHP\beta}}\right) \quad (6)$$

Wenn gilt $d(i_s)/dt \approx 0$, ist die im Läufer induzierte Spannung zu gering und durch Messrauschen verfälscht, so dass die mechanische Position des Läufers nicht bestimmt werden kann. Daher wird das Schätzverfahren um die Bestimmung des Betrages der gefilterten induzierten Spannung mit

$$|u_{LHP}^L| = \sqrt{(u_{LHP\alpha}^L)^2 + (u_{LHP\beta}^L)^2} \quad (7)$$

ergänzt.

Wenn der Betrag einen vorgegebenen Grenzwert überschreitet, wird der aktuell bestimmte Winkel genutzt, andernfalls der Winkel der vorhergehenden Berechnung. Für die Läuferstromregelung ist der Relativwinkel zwischen Läufer und Statorfeld von Bedeutung. Der Schätzwert für die Läuferlage ergibt sich unter Verwendung des als bekannt vorausgesetzten Statorstromwinkels zu

$$\hat{\varepsilon}_{LS} = \hat{\varepsilon}_{LK} + \varepsilon_{KS} \quad (8)$$

Die Ergebnisse der Regelung nach dem dargestellten Verfahren zeigt Bild 2.

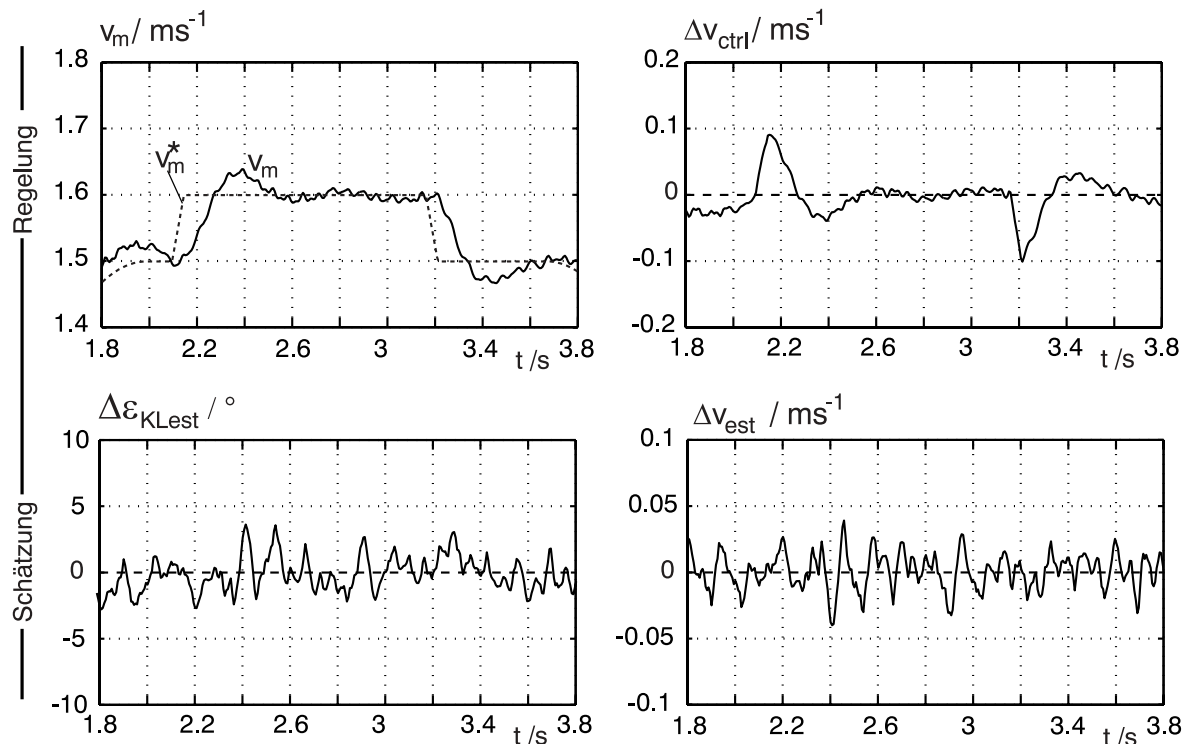


Bild 2: Schätz- und Regelverhalten bei Führungssprung, Testsignalverfahren

Der verfügbare Arbeitsbereich des Verfahrens ist auf eine Umgebung um den synchronen Betriebsbereich eingeschränkt, da andernfalls eine Detektion der läuferseitig induzierten Spannungsanteile nicht mehr möglich ist. Damit ist dieses Verfahren nicht in der Lage, alle Betriebszustände des Antriebs abzudecken. Große Vorteile besitzt das Testsignalverfahren jedoch im geringen Bedarf an Rechenleistung und seiner Robustheit gegenüber Parameteränderungen. Durch eine bei Erwärmung im Betrieb auftretende Vergrößerung der Wicklungswiderstände wird beispielsweise keine Verschlechterung der Schätzwerte bewirkt.

4. Erweitertes Kalman-Filter mit zusätzlicher Anregung

Die Doppelspeisung begünstigt den Einsatz von Zustands-Schätzverfahren da durch die Anordnung von Drehfeldwicklungen auf Stator- und Läuferseite eine Erhöhung der verfügbaren Mess- und Zustandsgrößen gegeben ist. Die Lageschätzung kann dabei entkoppelt vom eingesetzten Regelkonzept betrachtet werden, wenn die Schätzdynamik eine hinreichend große Bandbreite aufweist.

Aufgrund des stark nichtlinearen Motormodells wird ein *Erweitertes Kalman-Filter* (EKF) zur Lageschätzung genutzt, da bei vielen Anwendungen variierende Streckenparameter (Wicklungswiderstände, Luftspalt) in den Schätzprozess miteinbezogen werden müssen. Diese Modellunsicherheiten können in Verbindung mit stochastischen Meßfehlern im Schätzalgorithmus berücksichtigt werden.

Beim EKF findet nach jedem Abtastschritt eine Linearisierung der Übertragungs- und Ausgangsfunktion um den aktuellen Arbeitspunkt statt. Die diskretisierten Systemmatrizen A, B und C sind damit nicht mehr konstant und müssen in jedem Abtastschritt neu berechnet werden.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_k) \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k(\mathbf{x}_k) \cdot \mathbf{u}_k + \mathbf{\Gamma}_k \cdot \mathbf{w}_k \quad \text{und} \quad \mathbf{y}_k = \mathbf{C}_k(\mathbf{x}_k) \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (9)$$

Entsprechendes gilt auch für die Kalman-Matrix K. Der Linearantrieb wird im Algorithmus durch das mathematische Modell repräsentiert, welches um zwei Rauschprozesse erweitert worden ist. Auf die Zustandsgrößen des Modells wirkt das Systemrauschen \mathbf{w} . Den Ausgangsgrößen des Systems überlagert sich der ebenfalls vektorielle Rauschprozess \mathbf{v} , das Messrauschen. Die beiden in der Zustandsbeschreibung ergänzten Rauschprozesse bringen zum Ausdruck, dass sowohl das Modell als auch die Messung der Ausgangsgrößen als fehlerbehaftet angenommen werden.

Das EKF nutzt vorrangig Informationen aus der induzierten Polradspannung, um den Läufer-Flusswinkel zu ermitteln. Um auch im Stillstand und bei niedriger Relativgeschwindigkeit (Synchronismus) eine hinreichend genaue Schätzung zu realisieren, wurde das EKF um ein Anregungsmodell erweitert. Im Stator wird ein Anregungs-Stromsignal ähnlich dem unter 3. dargestellten Verfahren erzeugt, dessen Auswirkungen im gesamten Betriebsbereich eine zusätzliche Filteranregung und damit die Lageschätzung ermöglichen. Die Läuferflussanteile ψ_{hs} des Anregungssignals werden dabei direkt in dem im EKF verwendeten Motormodell berücksichtigt. Das Anregungssignal wird bei Verlassen niedriger Verfahrensgeschwindigkeiten reduziert, um weiterhin energieoptimalen Betrieb sicherzustellen.

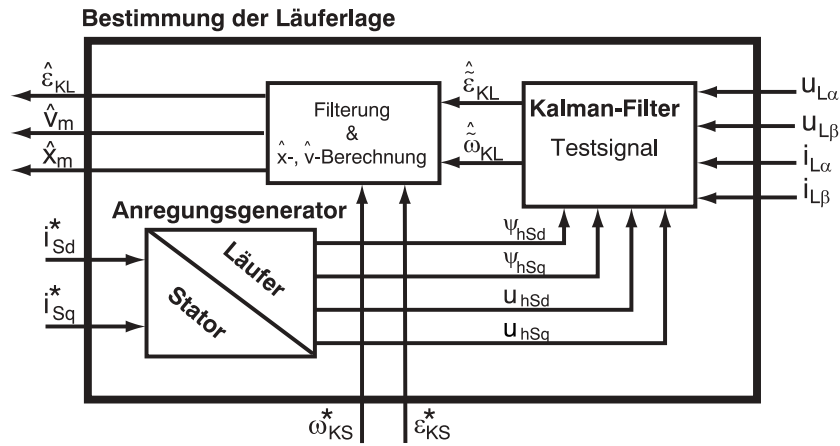


Bild 3: Kalman-Filter und Anregungssignal

Ein wesentlicher Unterschied zu bestehenden modellgestützten Schätzverfahren besteht in der Konfiguration des Eingangsvektors des Zustandsraummodells. Dieser enthält anstelle der Statorströme in d,q-Koordinaten die magnetischen Flüsse ψ_{hSd} und ψ_{hSq} , die vom Stator in die Luferwicklungen eingebracht werden, sowie deren zeitliche Ableitungen. Sie werden aufgrund des Anregungssignals luferseitig als bekannt vorausgesetzt. In Gleichung (10) sind die verwendeten Zustands-, Eingangs- und Ausgangsgrößen des Streckenmodells zusammengefasst angegeben.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i'_{Ld} \\ i'_{Lq} \\ \omega_{KL} \\ \varepsilon_{KL} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \psi_{hSd} \\ \psi_{hSq} \\ u_{hSd} \\ u_{hSq} \\ u'_{L\alpha} \\ u'_{L\beta} \end{bmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i'_{L\alpha} \\ i'_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Die Diskretisierung des kontinuierlichen Zustandsraummodells erfolgt über eine nach dem ersten Glied abgebrochene Taylor-Entwicklung.

$$\begin{bmatrix} i'_{Ld} \\ i'_{Lq} \\ \omega_{KL} \\ \varepsilon_{KL} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R'_L}{L'_L} T & \omega_{KL} T & 0 & 0 \\ -\omega_{KL} T & 1 - \frac{R'_L}{L'_L} T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{Ld} \\ i'_{Lq} \\ \omega_{KL} \\ \varepsilon_{KL} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{KL} T}{L'_L} & \frac{-T}{L'_L} & 0 & \frac{\cos(\varepsilon_{KL}) T}{L'_L} & \frac{\sin(\varepsilon_{KL}) T}{L'_L} \\ -\frac{\omega_{KL} T}{L'_L} & 0 & 0 & \frac{-T}{L'_L} & -\frac{\sin(\varepsilon_{KL}) T}{L'_L} & \frac{\cos(\varepsilon_{KL}) T}{L'_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{hSd} \\ \psi_{hSq} \\ u_{hSd} \\ u_{hSq} \\ u'_{L\alpha} \\ u'_{L\beta} \end{bmatrix}_k \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{L\alpha} \\ i'_{L\beta} \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_{KL}) & -\sin(\varepsilon_{KL}) & 00 \\ -\sin(\varepsilon_{KL}) & \cos(\varepsilon_{KL}) & 00 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{Ld} \\ i'_{Lq} \\ \omega_{KL} \\ \varepsilon_{KL} \end{bmatrix}_k \quad (12)$$

Für den Filteralgorithmus werden noch die Flusskomponenten benötigt.

$$\begin{aligned} \psi_{hSd} &= L_h \cdot i_{Sd\text{soll}} \\ \psi_{hSq} &= L_h \cdot (i_{Sq\text{soll}} + i_{\text{test}}) = L_h \cdot (i_{Sq\text{soll}} + \hat{i}_{\text{test}} \cdot \sin(\omega_{\text{test}} \cdot t)) \end{aligned} \quad (13)$$

Die aus den zeitlichen Ableitungen resultierenden Spannungsanteile ergeben sich zu

$$\begin{aligned} u_{hSd} &= \frac{d}{dt} \psi_{hSd} = \frac{d}{dt} (L_h \cdot i_{Sd}) \approx 0 \\ u_{hSq} &= \frac{d}{dt} \psi_{hSq} = \frac{d}{dt} L_h \cdot (i_{Sq\text{soll}} + \hat{i}_{\text{test}} \cdot \sin(\omega_{\text{test}} \cdot t)) \approx L_h \cdot \hat{i}_{\text{test}} \cdot \omega_{\text{test}} \cdot \cos(\omega_{\text{test}} \cdot t) \end{aligned} \quad (14)$$

Änderungen der Hauptinduktivität L_h über die Zeit (Luftspaltschwankungen etc.) werden vernachlässigt.

4. Experimentelle Ergebnisse

Das Schätzverhalten wurde zunächst in der Simulation untersucht und optimiert. Anschließend fand im Experiment die Verifizierung der Ergebnisse statt. Bild 4 zeigt die Ergebnisse der Implementierung bei einem Verfahrensvorgang des Linearantriebs. Bei einer Stromamplitude von 4 A und einer Anregungsfrequenz von 150 Hz wurden bereits gute Ergebnisse erzielt. Auch die Einwirkung von Lastkräften beeinflusst das Schätzverhalten nur unerheblich.

Der Statorstromregler muss in der Lage sein, dieses Anregungssignal dem Sollwert folgend in den Stator einzuprägen, was eine Beschränkung in der Wahl der verwendeten Frequenz mit sich bringt. Neben der Begrenzung der Frequenz durch die Stromregler wird diese auch durch die Abtastzeit des Kalman-Filters eingegrenzt. Damit der Filteralgorithmus Informationen aus dem Anregungssignal gewinnen kann, muss die Abtastfrequenz wesentlich größer sein als die Frequenz des Anregungssignals.

Durch den Einsatz dieser ergänzten Struktur des Kalman-Filters wird die Schätzung des Transformationswinkel auch im Synchronismus ermöglicht (vgl. Bild 4). Diesem Vorteil stehen allerdings ein etwas erhöhter Spannungsbedarf des Stators und eine erhöhte Statorverlustleistung gegenüber.

Doppeltgespeiste Antriebe können prinzipbedingt mit beliebigen Schlupfwerten betrieben werden, d.h. die Positionsermittlung muss für beliebige Stator- und Läuferkreisfrequenzen hinreichend genaue Ergebnisse liefern. Dieses Verhalten konnte ebenfalls im Experiment nachgewiesen werden.

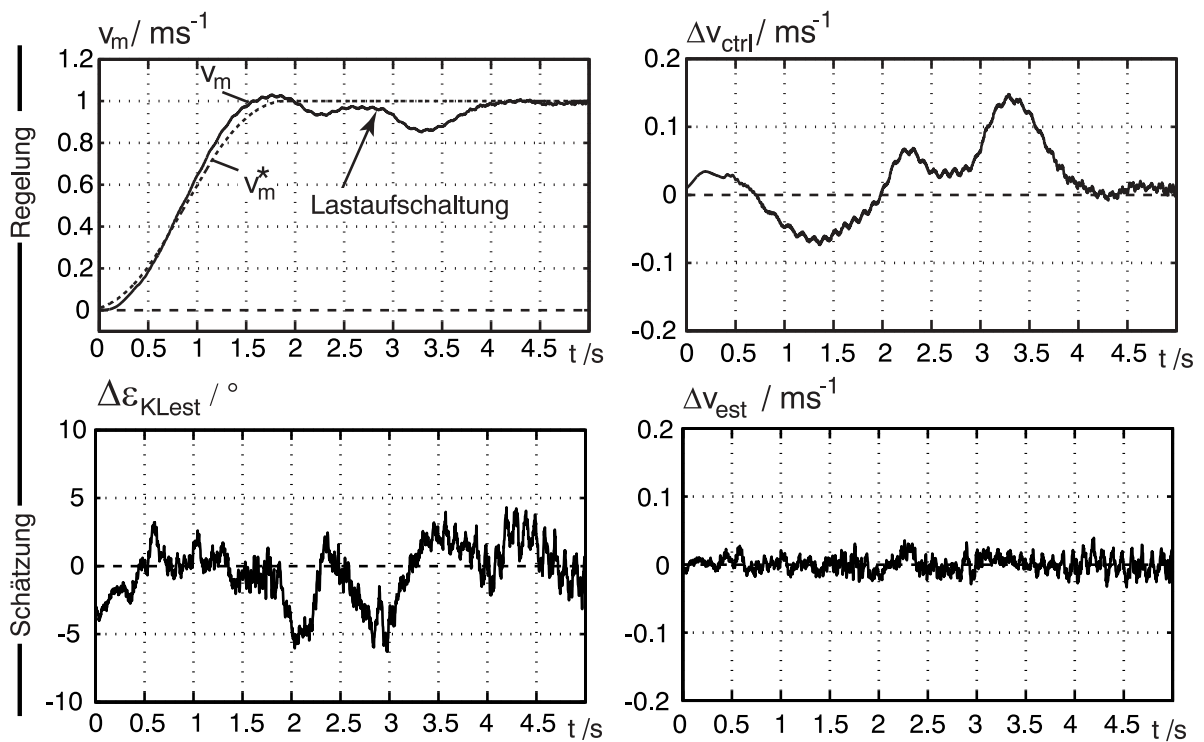


Bild 4: Messergebnis des sensorlos geregelten Linearantriebs unter Lasteinwirkung

Es wurden Messungen mit bewegtem Statorfeld durchgeführt, deren Ergebnis in Bild 5 dargestellt ist. Die Regelung erfolgt bei $\omega_{KS} = 120 \text{ rad/s}$, d. h. der Linearmotor wird bei einem Schlupf von $s \approx 0.75$ betrieben. Die Systemanregung steigt bei hoher Statorstromfrequenz an, so dass dann kein zusätzliches Anregungssignal erforderlich ist. Das Schätzverhalten verbessert sich. Allerdings ist ein höherer Rauschanteil in den Schätzgrößen zu erkennen.

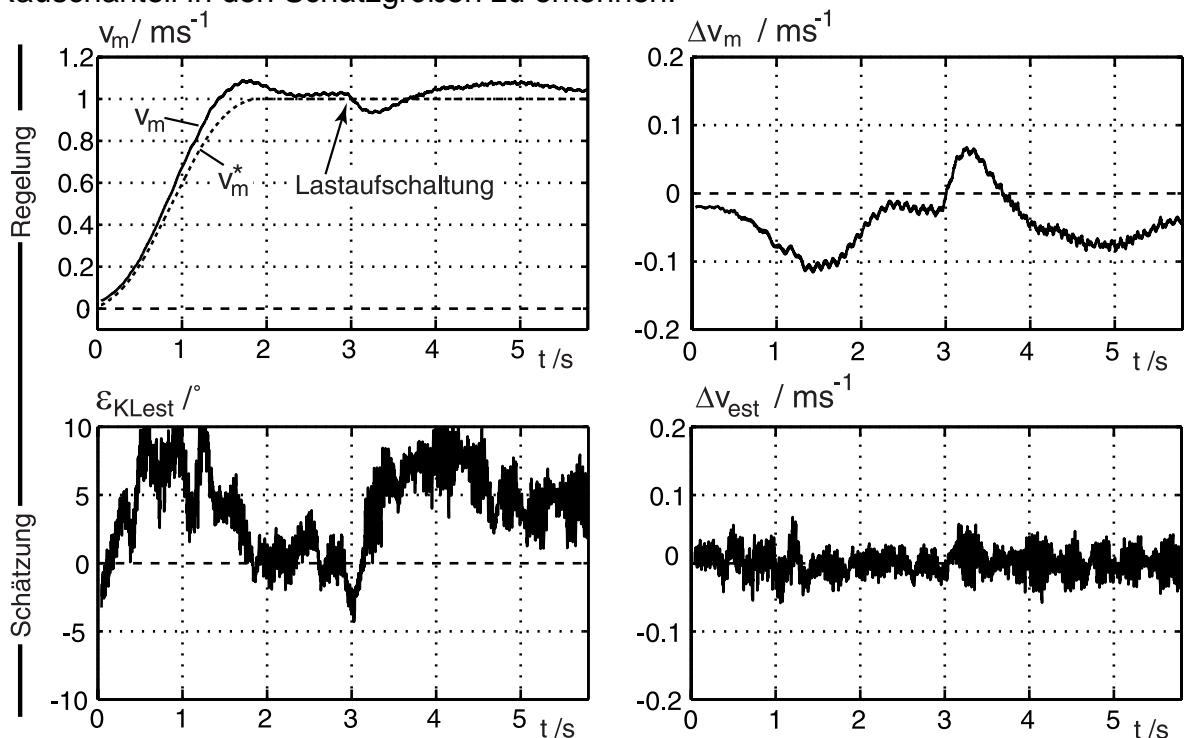


Bild 5: Schätzverhalten bei einer Statorstromkreisfrequenz von $\omega_{KS} = 120 \text{ rad/s}$

5. Fazit

Die Regelung des doppeltgespeisten Motors ohne Lagesensor kann durch das EKF realisiert werden. Hierbei wurde in niedrigen Schlupfbereichen ein Anregungssignal verwendet, dessen Auswirkungen läuferseitig in das Motormodell einfließen. Hierdurch kann die sensorlose Regelung im gesamten Betriebsbereich sicher realisiert werden.

In dem in Bild 6 mit (1) gekennzeichneten Bereich ist das Anregungssignal zwingend erforderlich. Diesem Bereich schließen sich die mit (2) gekennzeichneten an, in denen eine Reduzierung der maximal auftretenden Winkelabweichung durch das Anregungssignal erzielt wird. Im Bereich (3) lässt sich das Schätzverhalten durch eine Anregungssignaleinprägung nicht weiter verbessern. Die eingezeichneten Kreisfrequenzen, die die Bereichsübergänge charakterisieren, sind im Experiment zu $\omega_{KL1} = 60 \text{ rad/s}$ und $\omega_{KL2} = 125 \text{ rad/s}$ bestimmt worden.

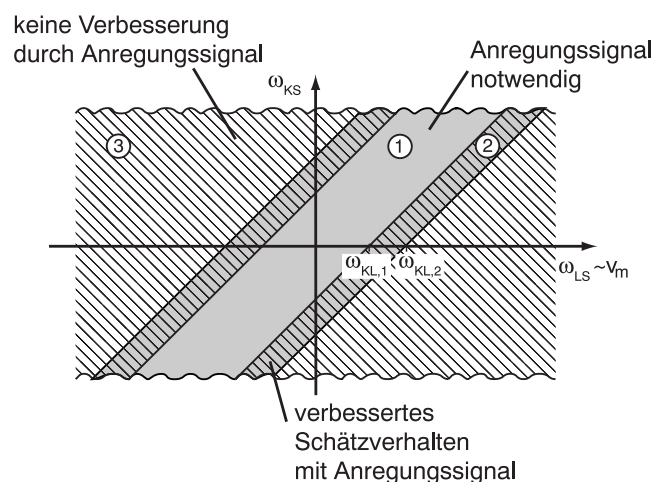


Bild 6: Betriebsbereiche der Lageschätzung mit EKF

Dank gesagt sei der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die finanzielle Unterstützung dieser Untersuchungen im Rahmen des Sonderforschungsbereichs 614.

6. Literatur

- [1] Vas P.: Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
- [2] Henke M.; Grotstollen H.: Modelling and Control of a Longstator-Linearmotor for a Mechatronic Railway Carriage, IFAC Conference on Mechatronic Systems, MECHATRONICS 2000, Darmstadt, S. 353-357.
- [3] Henke M.; Grotstollen H.: Control of a Linear Drive Test Stand for the NBP Railway Carriage, 3. Symposium on Linear Drives for Industrial Applications, LDIA 2001, Nagano, Japan, S. 332-336.
- [4] Kathöfer, A.: Regelung eines Bahnantriebs mit doppeltgespeistem Linearmotor ohne mechanischen Lagesensor, Diplomarbeit am Fachgebiet Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2001.