Reduzierung der Kraftwelligkeit synchroner Lineardirektantriebe durch Optimierung der Kommutierung

Prof. Dr.-Ing. Christof Röhrig, Fachhochschule Dortmund, Fachbereich Informatik

Force Ripple Reduction of Synchronous Linear Drives by Optimization of Commutation

Sinusoidal commutation of phase currents leads to force ripple, if the motor back-EMFs differ from ideal case. Force ripple reduces the tracking performance significantly, if no compensation methods are applied. This paper presents a method to optimize the commutation in order to prevent force ripple. No assumptions of periodicity, symmetry, shape or balance of the motor back-EMFs are made. The proposed commutation law considers nonidealities of motor and amplifier. The optimal commutated currents produce minimal winding losses and therefore maximize motor efficiency. The commutation law is valid for any velocity and any desired thrust force. In this research, three-phase synchronous linear drives with surface-mounted magnets are considered.

Force Ripple, Synchronous Linear Drives, Optimization, Commutation Law

1 Einleitung

Lineare Direktantriebe setzen die Vorschubkraft direkt ohne Bewegungswandler um und vermeiden so die Limitierungen von elektromechanischen Antriebssystemen. Sie werden vermehrt eingesetzt, wenn bei Linearbewegungen hohe Geschwindigkeiten in Kombination mit hohen Beschleunigungen gefordert sind. Ein wesentlicher Nachteil von den heutzutage überwiegend eingesetzten synchronen Lineardirektantrieben ist das Auftreten von Kraftwelligkeit. Die Kraftwelligkeit reduziert die Positioniergenauigkeit und damit die Fertigungsqualität von Anlagen, die mit synchronen Lineardirektantrieben ausgerüstet sind, falls keine Maßnahmen zur Reduzierung der Kraftwelligkeit eingesetzt werden.

Die Kraftwelligkeit ist ein elektromagnetischer Effekt, der eine periodische Variation der Kraftkonstanten verursacht. Die Kraftwelligkeit führt zu periodischen Kraftschwankungen über der Position, die sich negativ auf die Positioniergenauigkeit auswirken. Die Ursachen der Kraftwelligkeit sind sowohl in der Konstruktion der Motoren als auch in den Fertigungstoleranzen von Motoren und Ansteuerelektronik begründet. Bei synchronen Linearmotoren müssen die Phasenströme in Abhängigkeit der Relativposition von Primär- zu Sekundärteil kommutiert werden. Nur wenn die Bestromung der Motorwicklungen exakt an den Motor angepasst ist, wird von diesem ein gleichmäßiger Kraftverlauf über der Position erzeugt.

Die Kraftwelligkeit kann mittels regelungstechnischer Verfahren kompensiert werden. Dabei wird die Kraftwelligkeit identifiziert und mittels Linearisierung kompensiert, wodurch eine Verbesserung des Positionierverhaltens erreicht wird [1]. Nachteilig an regelungstechnischen Kompensationsverfahren ist die durch die suboptimale Bestromung des Motors entstehende zusätzliche Verlustleistung. Deshalb setzt das hier vorgestellte Verfahren direkt bei den Ursachen der Kraftwelligkeit an und optimiert die Bestromung des Motors. Die Wirksamkeit des Verfahrens wurde exemplarisch durch verschiedene Untersuchungen an mehreren Linearmotoren und Servoverstärkern nachgewiesen [2].

2 Ursachen der Kraftwelligkeit

Zwei Arten von periodischen Kraftschwankungen müssen bei permanentmagneterregten synchronen Motoren unterschieden werden: magnetische Rastkraft und elektromagnetische Kraftwelligkeit. Beide Kraftschwankungen sind periodische Funktionen der Relativposition zwischen Primär- und Sekundärteil.

Die Rastkraft ist eine magnetische Störkraft, die durch die Anziehung zwischen den Permanentmagneten des Sekundärteils und dem Eisen des Primärteils entsteht. Die Kraft hängt von der relativen Position des Primärteils zu den Magneten des Sekundärteils ab; sie ist unabhängig vom Motorstrom. Die Rastkraft kann durch Vorsteuerung einer positionsabhängigen Sollkraft kompensiert werden. In eisenlosen Motoren kann die Rastkraft vernachlässigt werden.

Die Kraftwelligkeit ist ein elektromagnetischer Effekt, der eine periodische Variation der Kraftkonstanten verursacht. Kraftwelligkeit entsteht nur, wenn der Motorstrom ungleich Null ist. Der Absolutwert hängt von der Vorschubkraft des Motors und der relativen Position zwischen Primär- und Sekundärteil ab. Eine Ursache der Kraftwelligkeit ist die Reluktanzkraft, die jedoch nur dann auftritt, wenn die Magneten in das Eisen des Sekundärteils eingebettet sind. Bei Linearmotoren werden üblicherweise die Magneten auf das Eisen aufgeklebt, so dass die Reluktanzkraft vernachlässigt werden kann.

Im Folgenden werden Rast- und Reluktanzkraft nicht weiter berücksichtigt und es wird nur die elektromagnetische Krafterzeugung betrachtet. Die Kraft in jeder einzelnen Phase entsteht durch das Zusammenwirken von permanenterregtem magnetischen Feld des Sekundärteils und elektromagnetischem Feld der Phase des Primärteils. Die Kraft, die von einer Phase erzeugt wird, ist proportional zum magnetischen Feld und zum Strom in der jeweiligen Phase (i_A, i_B, i_C). Die Gegen-EMK, die in jede Phase induziert wird (e_A, e_B, e_C), ist wiederum proportional zum magnetischen Feld und zur Geschwindigkeit $\dot{x}$ des Motors. Die Kraftgleichung eines dreiphasigen Motors mit der Vorschubkraft F_{el} ergibt sich damit aus der Summe der durch jede einzelne Phase generierten Kraft zu:

$$\dot{x}\, F_{el} = e_A\, i_A + e_B\, i_B + e_C\, i_C. \tag{1}$$

Die mit der Geschwindigkeit normierte Kurvenform der Gegen-EMK als Funktion der Position kann auch als „Kraftkonstante" der einzelnen Phasen betrachtet werden. Sie wird im Folgenden als Kraftfunktion bezeichnet. Die Vorschubkraft ergibt sich damit zu:

$$F_{el} = K_{M_A}(x)\, i_A + K_{M_B}(x)\, i_B + K_{M_C}(x)\, i_C \quad \text{mit} \quad K_{M_p}(x) = \frac{e_p(x)}{\dot{x}} \quad p \in \{A, B, C\}. \tag{2}$$

Die Kraftwelligkeit kann unterschiedliche Ursachen haben. Eine Ursache der Kraftwelligkeit liegt in einer nicht angepassten Kommutierung der Phasenströme. Nur wenn die Kurvenform der Phasenströme exakt auf die Kraftfunktionen $K_{M_p}(x)$ abgestimmt ist, wird eine positionsunabhängige Kraft erzeugt und es entsteht keine Kraftwelligkeit.

Bei sinusförmiger Kommutierung der Phasenströme ist die resultierende Kraft nur dann positionsunabhängig, wenn auch die Gegen-EMK des Motors exakt sinusförmig ist. Bei einer Oberwelle der Gegen-EMK der Ordnung k ergeben sich nach Gleichung (2) bei sinusförmiger Bestromung der Phasen Oberwellen der Ordnungen $k-1$ und $k+1$ in der Kraft, die durch diese Phase gebildet wird. Bei einem exakt symmetrischen dreiphasigen Motor werden jedoch nur Oberwellen der Ordnung $3\,k, k \in \mathbb{N}$ in der Gesamtkraft erzeugt, da alle anderen Oberwellen durch die Überlagerung der Kräfte kompensiert werden. Die Amplitude der Oberwellen ist auf Grund von Gleichung (2) linear vom Strom abhängig. Um einen weitgehend gleichmäßigen Kraftverlauf bei einer sinusförmigen Kommutierung zu erreichen, wird durch konstruktive Maßnahmen versucht, das elektromagnetische Luftspaltfeld des Sekundärteils möglichst genau sinusförmig auszubilden. Konstruktive Maßnahmen zur Verringerung der Kraftwelligkeit sind oftmals nicht hinreichend und haben in der Regel eine Herabsetzung der Vorschubkraft und des Wirkungsgrads zur Folge. Hinzu kommt, dass konstruktive Maßnahmen die Fertigungskosten der Motoren erhöhen und die erreichbare Vorschubkraft reduzieren können. Aus diesem Grund weisen die am Markt erhältlichen Linearmotoren bei sinusförmiger Kommutierung der Phasenströme eine zum Teil erhebliche, konstruktiv bedingte Kraftwelligkeit auf.

Neben den konstruktiv bedingten Ursachen können auch Toleranzen bei der Motorfertigung Kraftwelligkeiten erzeugen. Weist ein Motor einen Amplituden- oder Phasenfehler in der Gegen-EMK auf, so wird eine Kraftwelligkeit mit der halben Kommutierungsperiode (Oberwelle der Ordnung 2) erzeugt, die linear von der erzeugten Kraft abhängt. Durch diese Unsymmetrie des Motors können dann Oberwellen der Gegen-EMK zusätzliche Oberwellen in der Kraftwelligkeit erzeugen, die bei exakt symmetrischem Motor kompensiert würden. Fehler bei der Bestromung des Motors durch den Servoverstärker wie Offsets, Amplituden- und Phasenfehler, sind ebenfalls Ursachen der Kraftwelligkeit [1].

3 Modellbildung

In diesem Abschnitt wird die Krafterzeugung von dreiphasigen synchronen Antrieben mit nicht eingebetteten Permanentmagneten betrachtet. Für die Betrachtung von Motoren mit anderer Phasenzahl wird auf [5] verwiesen. Zur weiteren Modellbildung wird unterschieden, ob die Phasen unabhängig bestromt werden können oder ob sie im Stern geschaltet sind.

3.1 Unabhängige Bestromung der Phasenwicklungen

Diese Art der Bestromung benötigt einen im Vergleich zur reinen Drehstrombrückenschaltung aufwändigeren Servoverstärker. Die Phasenströme können unabhängig bestromt werden und werden über je einen Sollwert u_p des Servoverstärkers angesteuert

$$i_p = K_{S_p}\, u_p\,, \qquad p \in \{A,B,C\}, \tag{3}$$

wobei u_p die Phasensollwerte und K_{S_p} die Verstärkungskonstanten der einzelnen Phasen p des Servoverstärkers sind. Die Vorschubkraft des Motors ist damit eine Funktion der Phasenstromsollwerte und der Position

$$F_{el} = K_A(x)\, u_A + K_B(x)\, u_B + K_C(x)\, u_C, \tag{4}$$

mit den Sollwerten u_A, u_B, u_C und den positionsabhängigen Kraftfunktionen $K_A(x)$, $K_B(x)$, $K_C(x)$:

$$K_p(x) = K_{S_p}\, K_{M_p}(x)\,, \qquad p \in \{A,B,C\}. \tag{5}$$

Bei der Sinuskommutierung werden sinusförmige Kommutierungsfunktionen

$$\begin{aligned} u_A(u,x) &= \frac{2}{3}\sin(\vartheta(x))\, u, \quad u_B(u,x) = \frac{2}{3}\sin\left(\vartheta(x) - \frac{2\pi}{3}\right) u, \\ u_C(u,x) &= \frac{2}{3}\sin\left(\vartheta(x) + \frac{2\pi}{3}\right) u, \quad \text{mit} \quad \vartheta(x) = \frac{\pi}{\tau_p}(x - x_0)\,, \end{aligned} \tag{6}$$

verwendet, wobei u die Sollkraft, ϑ der elektrische Winkel, τ_p die Polteilung und x_0 die elektrische Nulllage ist. Der Faktor $\frac{2}{3}$ dient der Anpassung der Phasengrößen an die Gleichstromgröße u. Die Vorschubkraft ergibt sich bei Sinuskommutierung der Phasenströme zu:

$$F_{el} = K_{F_{sin}}(x)\, u \quad \text{mit} \tag{7}$$
$$K_{F_{sin}}(x) = \frac{2}{3}\left(K_A(x)\cdot\sin(\vartheta(x)) + K_B(x)\cdot\sin\left(\vartheta(x)-\frac{2\pi}{3}\right) + K_C(x)\cdot\sin\left(\vartheta(x)+\frac{2\pi}{3}\right)\right).$$

Im Idealfall sind die Kraftfunktionen $K_A(x)$, $K_B(x)$ und $K_C(x)$ zueinander symmetrische Sinusfunktionen. Nur dann ergibt sich eine Vorschubkraft die unabhängig von der Position ist ($K_{F_{sin}} \neq f(x)$).In der Realität weichen die Kraftfunktionen mehr oder weniger vom Idealfall ab, so dass $K_{F_{sin}}$ von der Position x abhängt und Kraftwelligkeit entsteht.

3.2 Motoren in Sternschaltung

Dreiphasige Synchronmotoren werden üblicherweise im Stern geschaltet. Dies ermöglicht die Verwendung einer einfacheren Verkabelung und die Ansteuerung über eine Drehstrombrückenschaltung. Eine Ansteuerung mit Drehstrombrückenschaltung wird deshalb in der Servotechnik üblicherweise gewählt, da hierbei die Anzahl der Transistoren in der Endstufe mit sechs minimal ist. Bei der Sternschaltung ist ein Phasenstrom direkt von den beiden anderen Phasenströmen abhängig, da der Summenstrom identisch Null ist:

$$i_A + i_B + i_C = 0. \tag{8}$$

Aufgrund dieser Bedingung können nur zwei Phasenströme unabhängig voneinander geregelt werden. Die Regelung der beiden Ströme durch den Servoverstärker kann entweder in dq-Koordinaten, α-β-Koordinaten oder auch direkt erfolgen. Bei der Transformation in dq-Koordinaten wird eine sinusförmige Gegen-EMK vorausgesetzt, weshalb im weiteren nur die Regelung in α-β-Koordinaten und die direkte Regelung der Phasenströme berücksichtigt wird. Für die Regelung von Motoren mit nichtsinusförmiger Gegen-EMK in dq-Koordinaten wird auf die erweiterte Park-Transformation verwiesen [4].

3.2.1 Regelung der Phasenströme in α-β-Koordinaten

Mittels Transformation werden die Phasenströme in ein rechtwinkliges α-β-Koordinatensystem übertragen:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}\cdot\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{9}$$

Durch die Transformation wird das Modell des dreiphasigen Motors in ein äquivalenten zweiphasiges Modell umgeformt. Die Stromsollwerte werden mittels der Signale u_α und u_β vorgegeben,

$$i_\alpha = K_{S_\alpha}\, u_\alpha\,, \quad i_\beta = K_{S_\beta}\, u_\beta, \tag{10}$$

womit sich die Vorschubkraft zu

$$F_{el} = K_\alpha(x)\, u_\alpha + K_\beta(x)\, u_\beta \quad \text{mit} \tag{11}$$
$$K_\alpha(x) = K_{S_\alpha} K_{M_\alpha}, \quad K_\beta(x) = K_{S_\beta} K_{M_\beta}, \quad \begin{bmatrix} K_{M_\alpha} \\ K_{M_\beta} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}\cdot\begin{bmatrix} K_{M_A} \\ K_{M_B} \\ K_{M_C} \end{bmatrix}$$

ergibt. Bei der Sinuskommutierung werden die beiden Stromsollwerte

$$u_\alpha(u,x) = \frac{2}{3}\sin(\vartheta(x))\, u, \quad u_\beta(u,x) = \frac{2}{3}\sin\left(\vartheta(x)-\frac{\pi}{2}\right) u, \tag{12}$$

vorgegeben, wodurch man die Vorschubkraft

$$F_{el} = K_{F_{sin}}(x)\,u \quad \text{mit} \quad K_{F_{sin}}(x) = \frac{2}{3}\left(K_\alpha(x)\cdot\sin(\vartheta(x)) + K_\beta(x)\cdot\sin\left(\vartheta(x)-\frac{\pi}{2}\right)\right) \tag{13}$$

erhält. Die Vorschubkraft ist auch hier nur dann frei von Kraftwelligkeit, wenn die Kraftfunktionen $K_\alpha(x)$ und $K_\beta(x)$ symmetrisch und sinusförmig sind.

3.2.2 Direkte Regelung der Phasenströme

Bei der direkten Regelung der Phasenströme können preiswerte Analogregler verwendet werden, da keine Koordinatentransformation notwendig ist. Abbildung 1 zeigt das Blockschaltbild eines derartigen Servoverstärkers mit direkter Regelung von zwei Phasenströmen. Die Sollwerte von zwei der drei Phasenströme werden mittels der Signale u_A und u_B

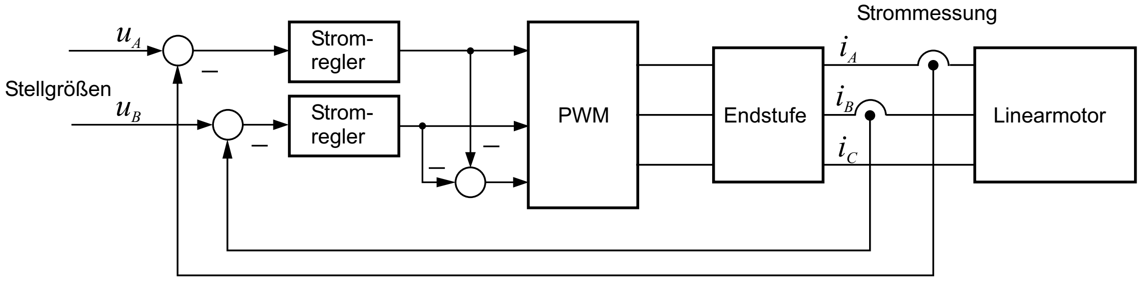

Abbildung 1: Direkte Regelung der Phasenströme

vorgegeben:

$$i_A = K_{S_A}\,u_A, \quad i_B = K_{S_B}\,u_B, \quad i_C = -K_{S_A}\,u_A - K_{S_B}\,u_B. \tag{14}$$

Die Vorschubkraft ergibt sich damit zu

$$\begin{gathered} F_{el} = K_A(x)\,u_A + K_B(x)\,u_B \quad \text{mit} \\ K_A(x) = K_{S_A}\left(K_{M_A} - K_{M_C}\right) \quad \text{und} \quad K_B(x) = K_{S_B}\left(K_{M_B} - K_{M_C}\right). \end{gathered} \tag{15}$$

Bei der Sinuskommutierung werden die beiden Stromsollwerte

$$u_A(u,x) = \frac{2}{3}\sin(\vartheta(x))\;u \quad \text{und} \quad u_B(u,x) = \frac{2}{3}\sin\left(\vartheta(x)-\frac{2\pi}{3}\right)u \tag{16}$$

vorgegeben, wodurch man die Vorschubkraft

$$F_{el} = K_{F_{sin}}(x)\,u \quad \text{mit} \quad K_{F_{sin}}(x) = \frac{2}{3}\left(K_A(x)\cdot\sin(\vartheta(x)) + K_B(x)\cdot\sin\left(\vartheta(x)-\frac{2\pi}{3}\right)\right) \tag{17}$$

erhält. Die Vorschubkraft ist auch hier nur dann frei von Kraftwelligkeit, wenn die Kraftfunktionen $K_A(x)$ und $K_B(x)$ symmetrisch und sinusförmig sind.

4 Optimierung der Kommutierungsfunktionen

Ziel der Optimierung ist die Berechnung von Kommutierungsfunktionen, die eine von der Position unabhängige Vorschubkraft erzeugen. Die Vorschubkraft F_{el} soll nur von der Sollkraft u und nicht von der Position x abhängen. Aus den Gleichungen (4), (11) und (15) ist ersichtlich, dass eine vorgegebene Vorschubkraft mit verschiedenen Kombinationen der Stromsollwerte erreicht werden kann. Um die Kommutierungsfunktionen eindeutig zu bestimmen, muss also eine weitere Nebenbedingung hinzugezogen werden. Als Optimierungskriterium wird hier die Verlustleistung in der Wicklung

$$P_{cu} = R_A\, i_A^2 + R_B\, i_B^2 + R_C\, i_C^2 \tag{18}$$

mit dem Phasenwiderständen R_A, R_B und R_C herangezogen.

4.1 Motoren mit unabhängiger Bestromung der Phasen

In diesem Fall kann die Krafterzeugung des Motors durch

$$F_{el} = K_A(x)\, u_A + K_B(x)\, u_B + K_C(x)\, u_C = K_F\, u \neq f(x) \tag{19}$$

beschrieben werden. Dabei kann K_F als Kraftverstärkung zwischen Stellgröße und Vorschubkraft frei vorgegeben werden. Unter Annahme eines symmetrischen Widerstandes in den Wicklungen $R_A = R_B = R_C$ und gleicher Verstärkung der Phasen im Servoverstärker $K_{S_A} = K_{S_B} = K_{S_C}$, kann

$$f = u_A^2 + u_B^2 + u_C^2 \tag{20}$$

zur Minimierung herangezogen werden. Sind die Wicklungswiderstände oder die Verstärkungsfaktoren unsymmetrisch und bekannt, kann Gleichung (20) entsprechend angepasst werden. Bei geringen Unsymmetrien der Strangwiderstände oder des Servoverstärkers kann in erster Näherung eine Minimierung der Wicklungsverluste durch Minimieren der Funktion (20) erreicht werden. Durch Einsetzen von Gleichung (19) in (20) und anschließender Bildung der Minima

$$u_p = \frac{\partial f}{\partial u_p} = 0\,, \qquad p \in \{A, B, C\}, \tag{21}$$

erhält man die Kommutierungsfunktionen

$$u_p(u,x) = \frac{K_p(x)}{K_A^2(x) + K_B^2(x) + K_C^2(x)} K_F\, u, \quad p \in \{A, B, C\}. \tag{22}$$

Die Kommutierungsfunktionen erzeugen aus einer vorgegebenen Sollkraft u und der aktuellen Position x die Stromsollwerte der drei Phasenströme u_A, u_B und u_C. Die damit erzeugte Vorschubkraft ist frei von Kraftwelligkeit bei gleichzeitig minimalen Wicklungsverlusten. Voraussetzung für die Berechnung der Kommutierungsfunktionen ist die Kenntnis der Kraftfunktionen $K_A(x)$, $K_B(x)$ und $K_C(x)$. Die Kraftfunktionen beschreiben das Verhalten des Servosystems bestehend aus Servoverstärker und Motor. Es wird damit das Ein-/Ausgangsverhalten des Systems von den Stromsollwerten bis zur erzeugten Vorschubkraft beschrieben. Die Identifikation der Kraftfunktionen kann im geschlossenen Regelkreis erfolgen, so dass alle Einflüsse von Motor und Servoverstärker auf die Krafterzeugung berücksichtigt werden. Für die Beschreibung der Identifikation wird auf [3] verwiesen.

4.2 Motoren in Sternschaltung

4.2.1 Regelung der Phasenströme in α-β-Koordinaten

Bei der Stromregelung in α-β-Koordinaten kann zur Optimierung der Phasenströme das Modell eines zweiphasigen Motors herangezogen werden. Die Optimierungsschritte werden dann analog zu Abschnitt 4.1 durchgeführt. Man erhält als Kommutierungsfunktionen:

$$u_\alpha(u,x) = \frac{K_\alpha(x)}{K_\alpha^2(x) + K_\beta^2(x)} K_F\, u, \quad u_\beta(u,x) = \frac{K_\beta(x)}{K_\alpha^2(x) + K_\beta^2(x)} K_F\, u. \tag{23}$$

4.3 Direkte Regelung der Phasenströme

In diesem Fall kann die Krafterzeugung des Motors durch

$$F_{el} = K_A(x)\, u_A + K_B(x)\, u_B = K_F\, u \neq f(x). \tag{24}$$

beschrieben werden. Nach Einsetzen von Gleichung (8) in (18) und unter Annahme gleicher Wicklungswiderstände $R_A = R_B = R_C$ und gleicher Stromverstärkungen $K_{S_A} = K_{S_B}$ erhält man

$$f = u_A^2 + u_B^2 + u_A\, u_B \tag{25}$$

als zu minimierende Funktion. Nach Einsetzen von (24) in (25) erhält erhält man durch Minimierung von (25)

$$u_A = \frac{\partial f}{\partial u_A} = 0 \quad \text{und} \quad u_B = \frac{\partial f}{\partial u_B} = 0 \tag{26}$$

die Kommutierungsfunktionen

$$u_A(u,x) = \frac{K_A(x) - \frac{1}{2} K_B(x)}{K_A^2(x) + K_B^2(x) - K_A(x)\, K_B(x)} K_F\, u, \tag{27}$$

$$u_B(u,x) = \frac{K_B(x) - \frac{1}{2} K_A(x)}{K_A^2(x) + K_B^2(x) - K_A(x)\, K_B(x)} K_F\, u.$$

5 Experimentelle Ergebnisse

Die Untersuchungen wurden mit verschiedenen eisenlosen Linearmotoren durchgeführt. Die Motoren wurden mit Servoverstärker mit Drehstrombrückenschaltung und direkter analoger Regelung der Phasenströme angesteuert. Der Versuchsaufbau ergibt sich aus den Anforderungen bei den Untersuchungen. Er limitiert nicht die Anwendbarkeit des Verfahrens. Auch ist das Verfahren nicht auf eisenlose Linearmotoren beschränkt. Es kann prinzipiell auf alle dreiphasigen permanentmagneterregten Synchronmotoren mit nicht eingebetteten Magneten angewandt werden. Der Verlauf der Kraftfunktionen $K_A(x)$ und

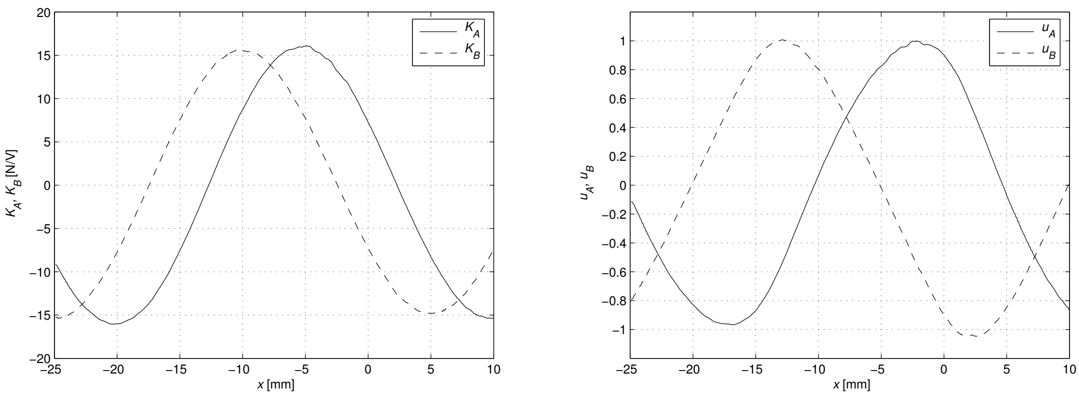

Abbildung 2: Kraftfunktionen und Kommutierungsfunktionen

$K_B(x)$ in Abbildung 2 zeigt eine deutliche Unsymmetrie in der Amplitude der Kraftfunktionen. Messungen haben gezeigt, dass die Ursache dieser Unsymmetrie sowohl im Motor als auch im Verstärker begründet ist. Für den Spezialfall von unsymmetrischen sinusförmigen Kraftfunktionen kann eine Kompensation der Kraftwelligkeit durch Anpassung der

Amplitude und der Phasenlage der Kommutierungsfunktion erreicht werden. Für eine genaue Beschreibung wird auf [1] verwiesen. Diese Maßnahme ist jedoch nur bei sinusförmiger Gegen-EMK anwendbar. Im Vergleich zur Anpassung der Amplitude und der Phasenlage der Kommutierungsfunktionen kann durch Anpassung der Kurvenform der Kommutierungsfunktionen die Effizienz des Motors gesteigert werden. Abbildung 1 zeigt die

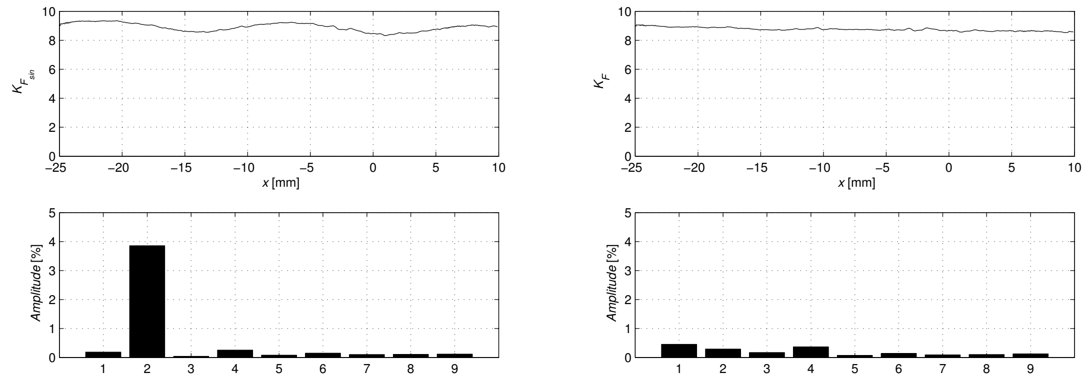

Abbildung 3: Vergleich der Krafterzeugung mit Sinus- und optimaler Kommutierung

optimierten Kommutierungsfunktionen. Deutlich ist eine Abweichung von der reinen Sinusform zu erkennen. Werden nun die optimierten Kommutierungsfunktionen eingesetzt,

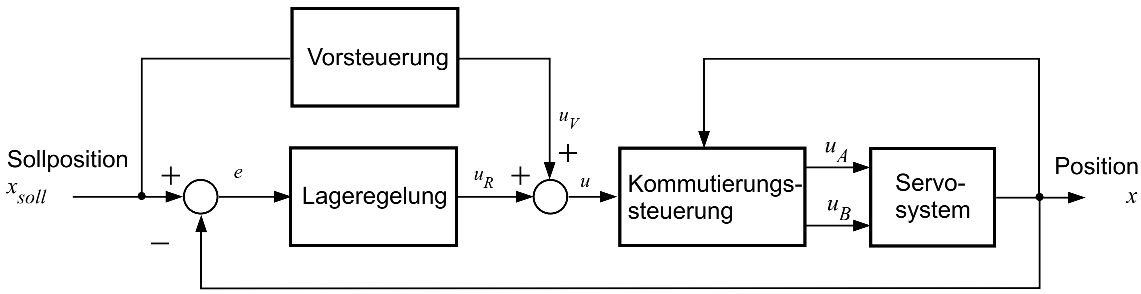

Abbildung 4: Blockschaltbild der Lageregelung mit Kommutierungssteuerung

verringert sich die Welligkeit der Kraftfunktion K_F, wie im rechten Diagramm von Abbildung 3 deutlich gezeigt wird. In Abbildung 4 ist das Strukturbild einer Lageregelung mit Kommutierungssteuerung zu sehen. Es besteht aus einer Vorsteuerung zur Kompensation der Reibung und Berechnung der zur Beschleunigung notwendigen Stellgröße sowie der eigentlichen Regelung, die die Stabilität gewährleistet sowie Störungen und Modellungenauigkeiten ausregelt. Die Kommutierungssteuerung berechnet aus der Sollkraft u und der Position des Motors x die Stellgrößen der Phasen u_A und u_B. Bei Anwendung der optimierten Kommutierungsfunktionen wird der Schleppfehler gegenüber einer reinen Sinuskommutierung signifikant verringert. Für den quantitativen Vergleich wird auf [2] verwiesen.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Eine wesentliche Ursache der Kraftwelligkeit ist die fehlerhafte Anpassung der Kommutierung der Phasenströme an die Gegen-EMK des Motors. Bei der heutzutage üblicherweise eingesetzten sinusförmigen Bestromung kann die Kraftwelligkeit durch konstruktive

Mittel dadurch verringert werden, dass die Gegen-EMK durch Anordnung von Wicklung und Magneten möglichst genau sinusförmig ausgebildet wird. Nachteil von konstruktiven Maßnahmen ist eine Verringerung der Kraftdichte bei gleichzeitiger Erhöhung der Fertigungskosten des Motors. Das im Beitrag vorgestellte Verfahren reduziert die Kraftwelligkeit durch Optimierung der Kommutierung. Als Optimierungskriterium wird die Verlustleistung in der Wicklung minimiert und damit der Wirkungsgrad des Motors maximiert. Die Kommutierungssteuerung arbeitet mit Kommutierungsfunktionen welche direkt linear mit der Stellgröße skalieren und so für jede Sollkraft und beliebige Geschwindigkeiten gültig sind. Die Kommutierungsfunktionen werden direkt aus den Kraftfunktionen des Servosystems berechnet. Die Kraftfunktionen beschreiben die positionsabhängige Krafterzeugung des Servosystems bezogen auf die Eingänge der Stromregelung im Servoverstärker. Auf diese Weise werden die Einflüsse von Motor und Servoverstärker auf die Krafterzeugung berücksichtigt. Die Kraftfunktionen können punktweise identifiziert und abgespeichert werden. Es ist keine Periodizität notwendig, so dass auch der Einfluss von Fertigungstoleranzen einzelner Magneten berücksichtigt wird. Die optimierten Kommutierungsfunktionen werden sowohl für die unabhängige Bestromung der Phasen als auch für die Sternschaltung der Phasen entwickelt. Bei der Sternschaltung kann die Regelung der Ströme sowohl in α-β-Koordinaten als auch direkt in Phasengrößen erfolgen.

Die Kommutierungsfunktionen können mit dem vorgestellten Verfahren an beliebige Motorkonstruktionen angepasst werden. Die Konstruktion der Motoren ist nicht mehr auf eine sinusförmige Gegen-EMK festgelegt. Durch die gewonnene Freiheit in der Motorkonstruktion können Fertigungskosten verringert und Motoren mit höherer Kraftdichte produziert werden.

Die Leistungsfähigkeit des Verfahrens wurde an verschiedenen synchronen Lineardirektantrieben nachgewiesen. Das Verfahren ist jedoch nicht auf Lineardirektantriebe beschränkt, es kann prinzipiell auf alle dreiphasigen Synchronmotoren mit nicht eingebetteten Permanentmagneten angewendet werden. Die Implementierung der Lageregelung und der Kommutierungssteuerung erfolgte in einer Maschinensteuerung mittels Industrie-PC. Für den Serieneinsatz ist eine Implementierung direkt in einem digitalen Servoregler denkbar.

Literatur

[1] Röhrig, C: *Zur Lageregelung synchroner Linearmotoren für hochdynamische Anwendungen unter besonderer Berücksichtigung der Kraftwelligkeit*, Band 1016 der Reihe *8, Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Fortschritt-Berichte VDI*. VDI-Verlag, Düsseldorf, 2003.

[2] Röhrig, C.: *Force Ripple Compensation of Linear Synchronous Motors*. Asian Journal of Control, 7(1):1–11, März 2005.

[3] Röhrig, C.: *Identification of Force Functions for Permanent Magnet Linear Synchronous Motors*. In: *Proceedings of the 5th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications*, Seiten 536–539, Kobe-Awaji, Japan, September 2005.

[4] Sturtzer, G., D. Flieller und J.-P. Louis: *Reduction of torque undulation and extension of the Park's transformation applied to non-sinusoidal saturated synchronous motors*. Mathematics and Computers in Simulation, 63(3-5):297–305, November 2003.

[5] Wu, A.P. und P.L. Chapman: *Simple Expressions for Optimal Current Waveforms for Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 20(1):151–157, März 2005.