

Mehrphasiger lagerloser Motor zur aktiven Dämpfung von Ratterschwingungen in Frässpindeln

Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann
 TU Dresden
 Elektrotechnisches Institut,
 Elektrische Maschinen und Antriebe
 Dresden, Deutschland
wilfried.hofmann@tu-dresden.de

Dipl.-Ing. Dennis Guhl
 TU Dresden
 Elektrotechnisches Institut,
 Elektrische Maschinen und Antriebe
 Dresden, Deutschland
dennis.guhl@tu-dresden.de

Kurzfassung — Lagerlose Motoren können gleichzeitig Drehmomente und Kräfte erzeugen und auf den Rotor einwirken lassen. Berichtet wird von der Entwicklung eines mehrphasigen permanentmagneterregten Synchronmotors für eine konventionelle Frässpindel, welcher ausschließlich durch eine Neuwicklung des Stators zu einem lagerlosen Motor wurde und zur aktiven Dämpfung der Rotorschwingungen aufgrund des Fräsprozesses eingesetzt werden kann. Eine freie Verteilung der Motorleistung zum Drehmoment- und Kraftaufbau stellt eine optimale Ausnutzung über einen weiten Arbeitsbereich, vom Schruppen bis zum Schlichten, sicher. Zu ausgewählten Antriebsfunktionen werden Simulations- und Messergebnisse vorgestellt.

Schlüsselworte—lagerloser Motor, mehrphasig, Permanentmagnet, Dämpfung, Ratterschwingungen.

Keywords—bearingless motor, multiphase, permanent magnet, damping, chatter vibrations.

I. EINLEITUNG

Spindelantriebe für Werkzeugmaschinen zum Fräsen, Drehen oder Schlichten sind heutzutage in einem weiten Anwendungsfeld mit breitem Leistungsbedarf (1 ... 50 kW) anzutreffen. Sie sind schnelllaufend, um eine energiearme Hochgeschwindigkeitsbearbeitung realisieren zu können und erfordern einen guten Rundlauf. Allerdings treten beim Fräsprozess systemimmanent unerwünschte Schwingungen auf. Während freie und fremderregte Schwingungen z.B. durch eine verbesserte Konstruktion gut reduziert werden können, sind selbsterregte Schwingungen/Ratterschwingungen deutlich schwieriger zu behandeln. Ebenso wie bei den fremderregten Schwingungen liegt eine Erregung vor, allerdings wird der Takt der Energiezufuhr durch den Vorgang selbst bestimmt. Die Schwingfrequenz folgt aus den dynamischen Eigenschaften des Prozesses (Analogie: LC-Schwingkreis). Ursachen für Ratterschwingungen sind zu finden in:

- Einer fallenden Schnittkraftcharakteristik
- Lagekopplungen
- Dem Regenerativeffekt (s. Abb. 1)

Die Schneide hinterlässt beim Eingriff keine glatte Oberfläche, sodass die nachfolgende Schneide in diese wellige Oberfläche eingreift und dort ebenfalls eine Welligkeit hinterlässt. Die Modulation der Spanungsdicke geht dadurch mit einer Modulation der Prozesskräfte einher. Instabilität droht dann, wenn von nacheinander wirkenden Schneiden Schwingungen

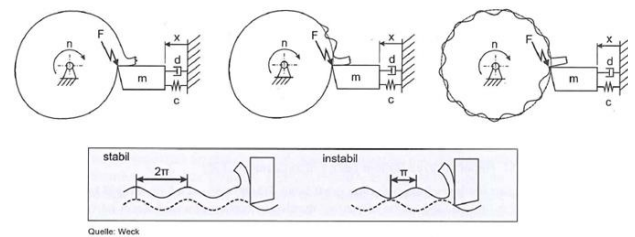


Abb. 1: Entstehung von Ratterschwingungen bei spanender Bearbeitung nach [1]

mit Phasenverschiebung von π entstehen. Die Schwingungsamplituden der Ratterschwingungen sind in der Regel so hoch, dass bereits ihre Entstehung zu vermeiden ist. Gegenmaßnahmen in der Praxis sind die Reduzierung der Schnitttiefe oder der Geschwindigkeit, in beiden Fällen führt das zu geringerem Zeitspannvolumen und damit Produktivitätsverlusten.

Zur Vermeidung prozesstechnischer Eingriffe bieten sich aktive Dämpfungsmaßnahmen an, wie sie in Abb. 2a schematisch skizziert sind. Bisherige Lösungen fügen zusätzliche Aktoren ein, wie in Abb. 2b gezeigt, die nur radiale Kraftwirkungen generieren. Sie stellen damit einen massiven Eingriff in die Spindelkonstruktion dar und erfordern zusätzlichen Bauraum, was sich mindernd auf die Steifigkeit auswirkt. Bei gleichem Bauraum wären Leistungseinbußen von bis zu 60% unvermeidbar. Außerdem verliert man den Freiheitsgrad variabler Leistungsaufteilung zwischen Motor und Aktor.

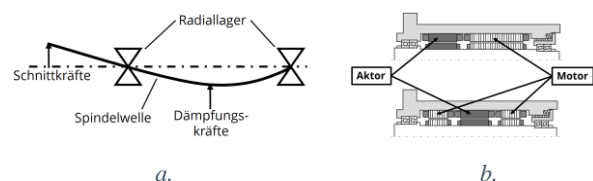


Abb. 2: Dämpfung von Ratterschwingungen. a. Balkenplan [2] b. Zusätzliche Aktoren [3]

Durch den Einsatz eines lagerlosen Motors nach Abb. 3 wird:

- ein minimaler Eingriff in die Spindelkonstruktion erreicht,
- Drehmoment und Radialkraft von einem Aktivteil realisiert,
- die Gesamtleistung variabel aufteilbar,
- eine kompakte Bauweise bleibt erhalten und
- bei geringer Gesamtlänge werden eine hohe Steifigkeit und hohe Eigenfrequenzen erzielt.

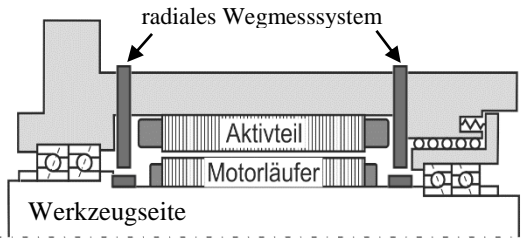


Abb. 3: Lagerloser Antriebsmotor mit integrierter Dämpfung

Weitere Vorteile werden aus Abb. 3 deutlich. Die Einprägung der Radialkraft wird über die gesamte Aktiveillänge vorgenommen, indem Motor und Aktor kombiniert werden. Zusätzlich existiert eine herkömmliche mechanische Lagerung mit einem Festlager (A-Seite) und einem Loslager (B-Seite).

Ausgangspunkt für die Weiterentwicklung ist ein industriell verfügbarer permanentmagneterregter Spindelmotor mit den in Tab. 1 angegebenen Bemessungsdaten. Diese sollen weitestgehend für den lagerlosen Motor übernommen werden.

Tab. 1: Daten der Motorspindel

Symbol	Größe	Wert
U_N	Bemessungsspannung	308 V
I_N	Bemessungsstrom	55 A
P_N	Bemessungsleistung	25 kW
M_N	Bemessungsmoment	23,9 Nm
n_N	Bemessungsdrehzahl	10.000 min ⁻¹
n_{Eck}	Eckdrehzahl	14.500 min ⁻¹
p	Polpaare	2

Der 4-polige Rotor mit Oberflächenmagneten soll ebenso weiterverwendet und die Luftspaltmaße von 2,5 mm (mechanisch) bzw. 6 mm (magnetisch) übernommen werden. Die Funktionalitätserweiterung geschieht ausschließlich auf Basis einer Neuwicklung des Stators.

Im Folgenden werden Varianten von lagerlosen Motoren für die angegebene Anwendung diskutiert, für die Vorzugsvariante die Speisung der Wicklungen vorgestellt und die notwendigen Regelungen erläutert.

II. LAGERLOSE MOTOREN

Lagerlose oder besser selbstlagernde Motoren sind eine Spezialform magnetgelagerter rotierender Antriebe, die in der Lage sind, über ihre aktiven Bauteile sowohl Tangentialkräfte zur Drehmomentbildung als auch Radialkräfte zur Tragkraft-erzeugung aufzubauen. Erste Funktionsmuster sind seit Ende der 1980er Jahre bekannt und wurden seither für alle bekannten Motorarten entwickelt und untersucht [3]. Dabei beruhen sie auf einer Wicklungskombination von zwei Drehstromwicklungen, deren Polpaarzahlen sich um ± 1 unterscheiden, s. [4]. Für das Verständnis des Grundprinzips sei auf Abb. 4 verwiesen. Verwendet wird ein 4-poliger Rotor, der mit den Flüssen einer 2- und 4-poligen Statorwicklung interagiert. Während sich die Feldlinien in x-Richtung auf der rechten Seite verdichten, werden sie links fast ausgelöscht. In y-Richtung herrscht wegen betragsgleicher aber gegenüberliegenden Luftspaltflüssen ein Kräftegleichgewicht. Die permanentmagnetisch synchrone Bauart wird deshalb bevorzugt, da es nur eine vernachlässigbar geringe Rückwirkung des Rotors auf den Stator gibt und höher Drehzahlen erreichbar sind als bei anderen Ausführungen.

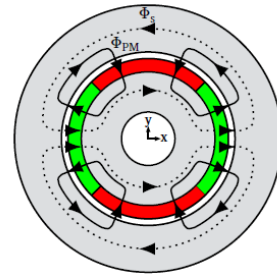


Abb. 4: Prinzip des lagerlosen Motors

A. Drehmoment- und Tragkraftberechnung

Das Luftspaltfeld setzt sich zusammen aus dem Permanentmagnetfeld

$$\mathbf{B}_{PM} = \begin{bmatrix} B_{PMr1} + B_{PMr\chi} \\ B_{PMt1} + B_{PMt\chi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{PMr1} \cos(p\alpha - \omega t - \varphi_{BPM1}) + \hat{B}_{PMr\chi} \cos(\chi p\alpha - \chi\omega t - \varphi_{BPM\chi}) \\ \hat{B}_{PMt1} \sin(p\alpha - \omega t - \varphi_{BPM1}) + \hat{B}_{PMt\chi} \sin(\chi p\alpha - \chi\omega t - \varphi_{BPM\chi}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

dem drehkraftbildenden Ankerfeld

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} B_{mr1} + B_{mr\zeta} \\ B_{mt1} + B_{mt\zeta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{mr1} \sin(p\alpha - \omega t - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{mr\zeta} \sin(\zeta p\alpha - \omega t - \varphi_{Bm\zeta}) \\ \hat{B}_{mt1} \cos(p\alpha - \omega t - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{mt\zeta} \sin(\zeta p\alpha - \omega t - \varphi_{Bm\zeta}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

und dem tragkraftbildenden Ankerfeld

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} B_{sr1} + B_{sr\xi} \\ B_{st1} + B_{st\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{sr1} \sin(p_s\alpha - \omega t - \varphi_{Bs1}) + \hat{B}_{sr\xi} \sin(\xi p_s\alpha - \omega t - \varphi_{Bs\xi}) \\ \hat{B}_{st1} \cos(p_s\alpha - \omega t - \varphi_{Bs1}) + \hat{B}_{st\xi} \sin(\xi p_s\alpha - \omega t - \varphi_{Bs\xi}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

die sich in einen Radial- und Tangentialanteil aufspalten

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_{PM} + \mathbf{B}_m + \mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} B_r \\ B_t \end{bmatrix} \quad (4)$$

wobei für $B_r^2 \gg B_t^2$ der mechanische Spannungsvektor

$$\boldsymbol{\sigma}_{rt} = \begin{bmatrix} \sigma_r \\ \sigma_t \end{bmatrix} = \mathbf{T}^T \mathbf{e}_r \approx \frac{1}{2\mu_0} \begin{bmatrix} B_r^2 \\ 2B_r B_t \end{bmatrix} \quad (5)$$

entsteht. Aus der tangentialen bzw. radialen Schubspannung lassen sich nun das Drehmoment bzw. die Tragkräfte ermitteln. Für das Grundwellen-Luftspaltmoment gewinnt man nach Integration der tangentialen Schubspannung über den Umfang

$$M_{i1} = l_{Fe} r_{Ra}^2 \int_0^{2\pi} \sigma_{t1}(\alpha, t) d\alpha = \frac{l_{Fe} r_{Ra}^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{r1}(\alpha, t) B_{t1}(\alpha, t) d\alpha = \frac{\pi l_{Fe} r_{Ra}^2}{\mu_0} (\hat{B}_{PMr1} \hat{B}_{mt1} + \hat{B}_{mr1} \hat{B}_{PMt1}) \cos(\varphi_{BPM1} - \varphi_{Bm1}) \quad (6)$$

zu dem das Tragkraftfeld wegen der abweichenden Polzahl keinen Beitrag liefern kann. Oberwellenfelder können untereinander ebenfalls eine Drehmomentwirkung hervorrufen, wenn sie die gleiche Periodizität aufweisen, sodass das Gesamtmoment entsteht mit:

$$M_i = M_{i1} + \frac{\pi l_{Fe} r_{Ra}^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_{PMr\chi} B_{mt\zeta} + B_{PMr\chi} B_{st\xi} + B_{mr\zeta} B_{PMt\chi} + B_{mr\zeta} B_{st\xi} + B_{sr\xi} B_{PMt\chi} + B_{sr\xi} B_{mt\zeta}) d\alpha \quad (7)$$

Für die Ermittlung der Tragkräfte wird der Spannungsvektor ins kartesische Koordinatensystem transformiert mit

$$\boldsymbol{\sigma}_{xy} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_r \\ \sigma_t \end{bmatrix} = \frac{1}{2\mu_0} \begin{bmatrix} B_r^2 \cos(\alpha) - 2B_r B_t \sin(\alpha) \\ B_r^2 \sin(\alpha) + 2B_r B_t \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (8)$$

und dann für die Grundwellen durch Integration über den Umfang die Tragkräfte bestimmt

$$F_{xy} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = l_{Fe} r_{Ra} \int_0^{2\pi} \sigma_{xy} d\alpha = \frac{l_{Fe} r_{Ra}}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} \begin{bmatrix} B_r^2 \cos(\alpha) - 2B_r B_t \sin(\alpha) \\ B_r^2 \sin(\alpha) + 2B_r B_t \cos(\alpha) \end{bmatrix} d\alpha \quad (9)$$

$$F_{xy1} = \frac{l_{Fe} r_{Ra}}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} \left[(B_{PMr1} + B_{mr1} + B_{sr1})^2 \cos(\alpha) - (B_{PMr1} + B_{mr1} + B_{sr1})^2 \sin(\alpha) - 2(B_{PMr1} + B_{mr1} + B_{sr1})(B_{PMt1} + B_{mt1} + B_{st1}) \sin(\alpha) + 2(B_{PMr1} + B_{mr1} + B_{sr1})(B_{PMt1} + B_{mt1} + B_{st1}) \cos(\alpha) \right] d\alpha \quad (10)$$

Für die Polpaarzahlbedingung $p_s = p \pm 1$ erhält man nach längerer Zwischenrechnung allgemein:

$$F_{x1} = \frac{l_{Fe} r_{Ra}}{2\mu_0} \left[-\hat{B}_{PMr1} \hat{B}_{sr1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{mr1} \hat{B}_{sr1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \mp \hat{B}_{PMr1} \hat{B}_{st1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \pm \hat{B}_{mr1} \hat{B}_{st1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \mp \hat{B}_{sr1} \hat{B}_{PMt1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \mp \hat{B}_{sr1} \hat{B}_{mt1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \right] \quad (11a)$$

$$F_{y1} = \frac{l_{Fe} r_{Ra}}{2\mu_0} \left[\pm \hat{B}_{PMr1} \hat{B}_{sr1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \pm \hat{B}_{mr1} \hat{B}_{sr1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{PMr1} \hat{B}_{st1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{mr1} \hat{B}_{st1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) + \hat{B}_{sr1} \hat{B}_{PMt1} \cos(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) - \hat{B}_{sr1} \hat{B}_{mt1} \sin(\varphi_{Bs1} - \varphi_{Bm1}) \right] \quad (11b)$$

Auf eine Einbeziehung der Oberwellen wird aus Übersichtsgründen an dieser Stelle verzichtet.

Zusammenfassen lässt sich, dass zwei magnetische Feldwellen im Luftspalt, deren Periodizitäten sich um eins unterscheiden, zu einer Kraftwirkung führen. Im Gegensatz zur Drehmomentbildung können neben den Grundwellen unter den Umständen, $\zeta p = \zeta p_s \pm 1$, auch die Feldoberwellen der beiden Statorwicklungen eine nutzbare Kraftwirkung entfalten.

Stand der Technik bei lagerlosen Motoren sind nachfolgend diskutierte Bauvarianten:

B. Getrennte Drehstromwicklungen für Trag- und Drehkräfte, vgl. [4]

Die zwei Drehstromwicklungen sind galvanisch getrennt und werden regelungstechnisch zum Aufbau der Steuerströme für die Dreh- und Tragkraftbildung zusammengeführt. Entwurfsparameter für getrennte Mehrphasenwicklungen sind Phasenzahl, die Polpaarzahl des Dämpfungsfeld p_s , $p = 2$ und die Sehnung. Der gesamt verfügbare Nutquerschnitt wurde je zur Hälfte einer Wicklung zugesprochen. Ein Vergleich möglicher Dämpferfeld-Polpaarzahlen in Abb. 5 zeigt für

$p_s = 1$: höchster Tragkraftmittelwert, kleinster Drehmomentmittelwert

höhere Tragkraftwelligkeit durch Sättigung im Stator und „ungleichmäßigere“ Überlagerung als bei $p_s = 3$

$p_s = 3$: geringste Tragkraftwelligkeit und höchster Drehmomentmittelwert

vergleichbare Drehmomentwelligkeiten

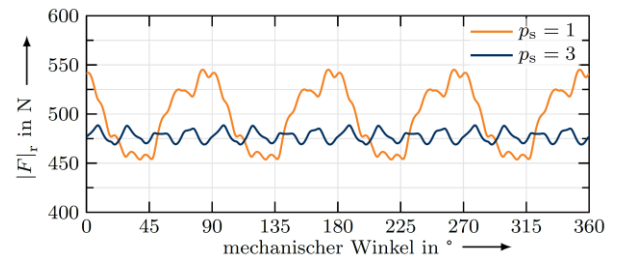
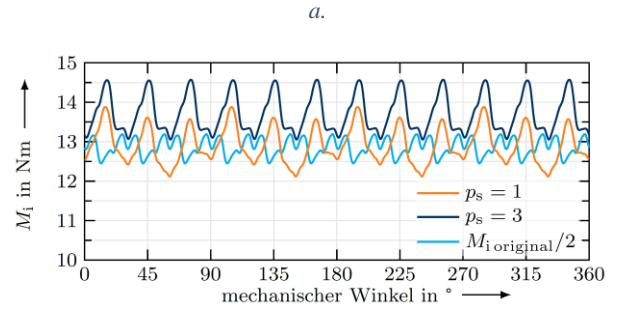
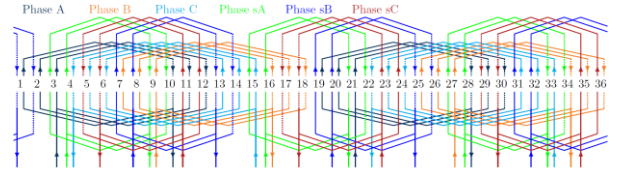
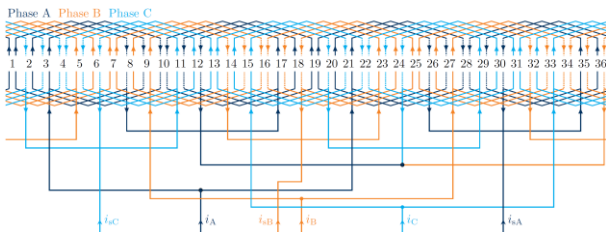


Abb. 5: Zwei Drehstromwicklungen mit Polpaardifferenz ± 1 . a. Wicklungsschema, b. Drehmomentrippe, c. Tragkraftrippe

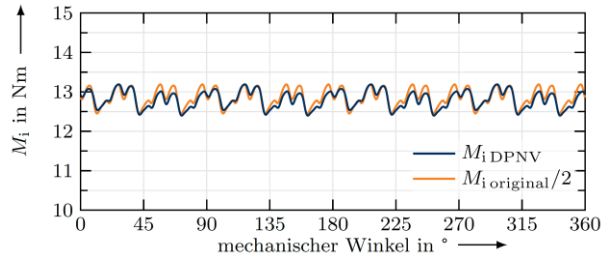
C. Doppelfunktionale Kombinationswicklung ohne Gegenspannung für den Dämpfungsteil (DPNV)

Von der doppelfunktionalen Kombinationswicklung sind zwei Ausführungen bekannt, zum einen eine stern- und brückengeschaltete Spannungsversorgung von Spulen [5] und zum anderen eine 6-Phasen in Stern-Dreieck geschaltete Spulenanordnung [6].

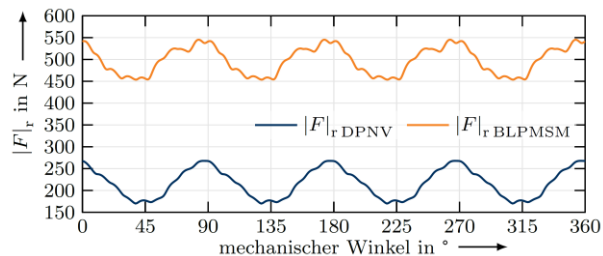
Entwurfsparameter für die Kombinationsschaltung sind die Sehnung zur Oberwellenunterdrückung, die parallele Spulengruppenverschaltung und die Polpaarzahlen. Bei einer Polpaarzahl von $p = 2$ ist für die Dämpfung nur $p_s = 1$ möglich, sonst muss man zu einer asymmetrischen Wicklung übergehen. Abb. 6 zeigt das Wicklungsschema sowie die Drehmoment- und Tragkraftverläufe bei einer gleichteiligen Aufteilung des Bemessungsstroms aus Tab. 1. Der Drehmomentverlauf ist nahezu identisch zum ursprünglichen Spindelmotor, da sich bezüglich der Drehmomentwirkung einzig die Anordnung der Spulengruppen in einer Phase verändert hat. Die erreichbaren Tragkräfte sind relativ klein, da die Hälfte der Durchflutung „verschwendet“ wird, um aus einem eigentlich 4-poligen Feld ein 2-poliges zu machen. Die Tragkraftverläufe sind denen für einen Motor mit getrennter zweipoliger Tragkraftwicklung aus Abschnitt B sehr ähnlich. Für die Auslegung des Dämpfungsstromrichters wirkt sich positiv aus, dass durch die gegenseitige Spulengruppenverschaltung keine resultierende Gegen-EMK entsteht.



a.



b.



c.

Abb. 6: DPNV-Wicklung mit 7/9-Sehnung. a. Wicklungsschema, b. Drehmomenttriple, c. Tragkrafttriple

D. Multiphasenwicklungen [7]

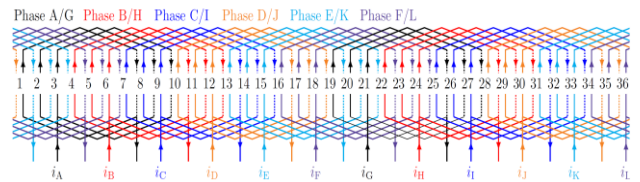
Die Multiphasenwicklung kann aus beliebigen Phasenzahlen zusammengesetzt werden, wenn die Nutzahl entsprechend passend ist. Bei Ganzlochwicklungen bestehen die Freiheitsgrade für den Fall einer Nutzahl von $N = 36$ in $m = 6, 9, 12, 18$ Phasen, vgl. Abb. 7a. Die Auswahl kann wieder nach Drehmoment- und/oder Krafttriple erfolgen. Für die Phasenzahl $m = 9$ existieren extrem hohe Kraft- und Drehmomentwelligkeiten durch Zusammenwirken bestimmter Oberwellen. Die Phasenzahl $m = 18$ dürfte wegen des hohen Stromrichter-aufwands auf wenig Interesse aus praktischer Sicht stoßen. Es verbleiben zwei Varianten mit den Phasenzahlen $m = 6, 12$. Erstere lässt nur ein Dämpfungsfeld mit $p_s = 1$ zu, letztere ein Dämpfungsfeld mit $p_s = 1$ und 3.

Der Vergleich zeigt für $m = 12$ Phasen die insgesamt besten Eigenschaften, weshalb diese Variante weiterverfolgt wurde.

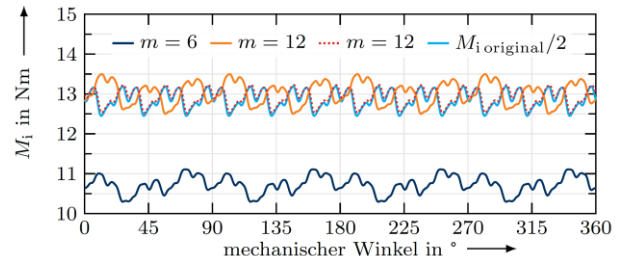
III. AUFBAU UND UNTERSUCHUNG MULTIPHASEN-MOTOR

Zunächst sollen die Simulationsergebnisse aus Abb. 7b und c gegenübergestellt und ausgewertet werden. Der Bemessungsstrom des ursprünglichen Motors wurde zu gleichen Teilen der Drehmoment- und Tragkraftwirkung zugesprochen. Danach ergibt sich für die Drehmomente:

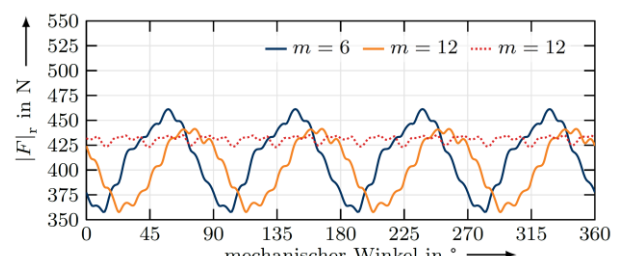
$$\begin{aligned}
 m = 6: \quad \bar{M} &= 10,7 \text{ Nm} & m = 12: \quad \bar{M} &= 12,9 \text{ Nm} \\
 p_s = 1 \quad \frac{\Delta M}{\bar{M}} &= 7,6 \% & p_s = 3 \quad \frac{\Delta M}{\bar{M}} &= 5,4 \%
 \end{aligned}$$



a.



b.



c.

Abb. 7: Multiphasenwicklung. a. Wicklungsschema, b. Drehmomenttriple, c. Krafttriple

und die Tragkräfte:

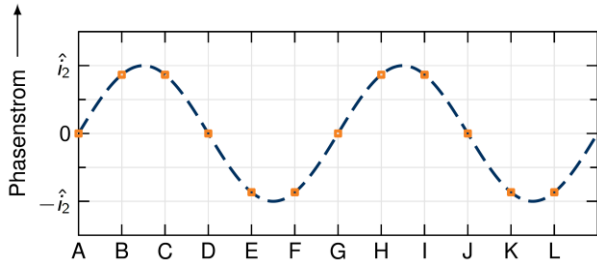
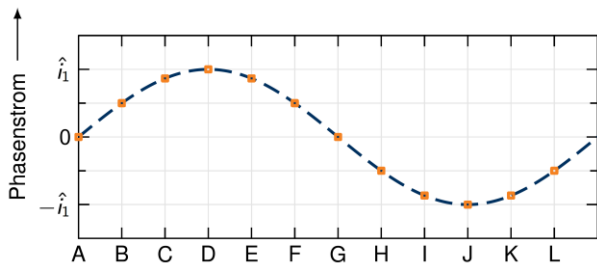
$$\begin{aligned}
 m = 6: \quad \overline{|F_r|} &= 413 \text{ N} & m = 12: \quad \overline{|F_r|} &= 431 \text{ N} \\
 p_s = 1 \quad \frac{\Delta |F_r|}{\overline{|F_r|}} &= 25,1 \% & p_s = 3 \quad \frac{\Delta |F_r|}{\overline{|F_r|}} &= 2,8 \%
 \end{aligned}$$

ein eindeutiges Resultat zugunsten der 12-Phasenwicklung mit sechspoligem Dämpfungsfeld, sowohl was die höchsten Mittelwerte als auch was die niedrigsten Welligkeiten betrifft. Minimale Unterschiede im Drehmomentenverlauf zum Originalmotor kommen nur durch das überlagerte Dämpfungsfeld und Sättigung zustande. Die vorgestellte 12-Phasenwicklung ist ähnlich zur ursprünglichen Motorwicklung, da parallele Spulengruppen nun als einzelne Phasen herausgeführt werden. Aufgrund der erreichten Kraftwelligkeit von unter 3% kann die Tragkraftwirkung als nahezu unabhängig vom Rotorwinkel angesehen werden.

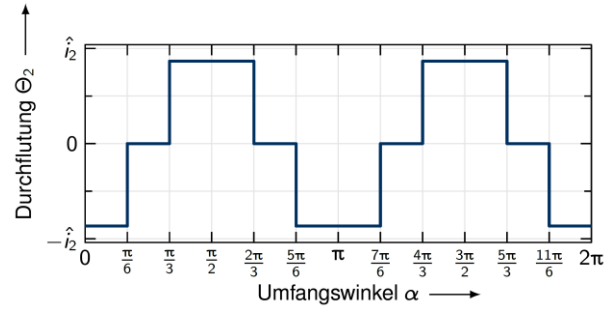
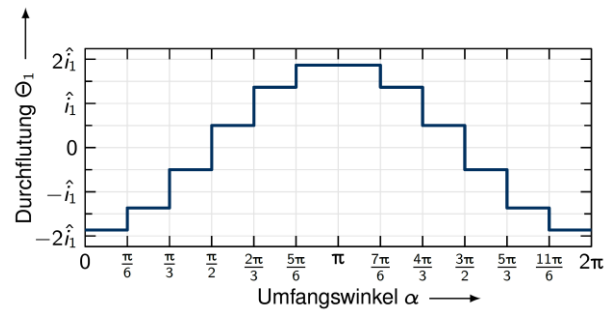
Neuartig ist bei dieser Multiphasenvariante gegenüber den hergebrachten lagerlosen Motoren, dass die Durchflutungswellen stückweise über die 12 Phasen zusammengesetzt werden. Abb. 8 zeigt dazu links die Stromsysteme und rechts die dazugehörige Durchflutungswellen, die nach der Beziehung

$$\mathbf{i}_k = \begin{bmatrix} i_{a k} \\ i_{b k} \\ \vdots \\ i_{m k} \end{bmatrix} = \hat{i}_k \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t + k \frac{2\pi}{m}\right) \\ \vdots \\ \sin\left(\omega t + (m-1)k \frac{2\pi}{m}\right) \end{bmatrix} \quad (12)$$

gebildet werden.



a.



b.

Abb. 8: Entstehung zweier Durchflutungswellen mittels Momentanbestromung einer 12-Phasemwicklung /A-L). a. Momentanstromwerte (rot) verteilt auf 12 Phasen. b. Durchflutungswellen der Polpaarzahlen $p_s = 1$ und $p = 2$

Mit einem Cosinusansatz für die Ströme i und die Wicklungsverteilung n ergibt sich die Durchflutung θ mit entsprechenden Oberwellenanteilen

$$\theta_k(\alpha, t) = \underbrace{\sum_{\xi=1}^m i_k \cos\left(\omega t + \varphi_{i_k} - (\xi - 1)k \frac{2\pi}{m}\right)}_{\text{Strom}} \cdot \underbrace{\sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{n}_\nu \cos\left(\nu\left(\alpha - (\xi - 1) \frac{2\pi}{m}\right) + \varphi_{n_\nu}\right)}_{\text{Wicklung}} \quad (13)$$

Für das k -te Stromsystem ergeben sich die ν -ten Durchflutungsharmonischen gemäß

$$\theta_{k\nu}(\alpha, t) = \begin{cases} \frac{i_k \hat{n}_\nu}{2} \cos(\omega t + \varphi_{i_k} + \nu\alpha + \varphi_{n_\nu}) & \text{für } k + \nu = \mu m; \mu \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{für } k \pm \nu \neq \mu m; \mu \in \mathbb{Z} \\ \frac{i_k \hat{n}_\nu}{2} \cos(\omega t + \varphi_{i_k} - \nu\alpha - \varphi_{n_\nu}) & \text{für } k - \nu = \mu m; \mu \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (14)$$

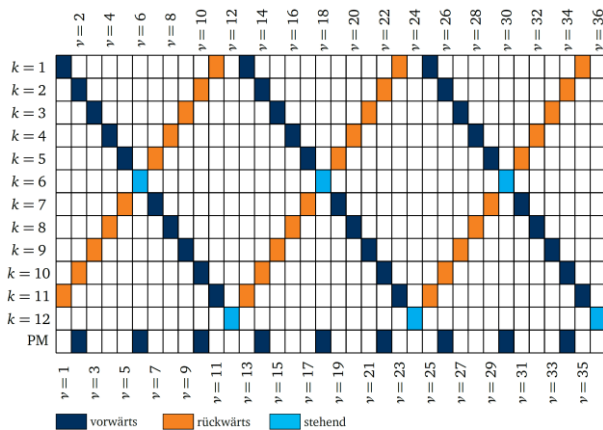


Abb. 9: Grund- und Oberwellen des Multiphasen-Motors

Die gezeigten Durchflutungswellen weisen vielfältige Oberwellen nach Abb. 9 auf, die sich durch ihre Bewegungsrichtung in vorwärts- und rückwärtslaufend sowie in stehende unterscheiden lassen. Abb. 10 zeigt die normierten Wicklungsfaktoren aus den Gleichungen (13) und (14) für die zwölfphasige Wicklung. Die vertikalen gestrichelten Linien kennzeichnen die gewählte Sehnung für die jeweilige Polpaarzahl, welche einen Kompromiss zwischen einer möglichst hohen Dreh- und Tragkraftwirkung darstellen.

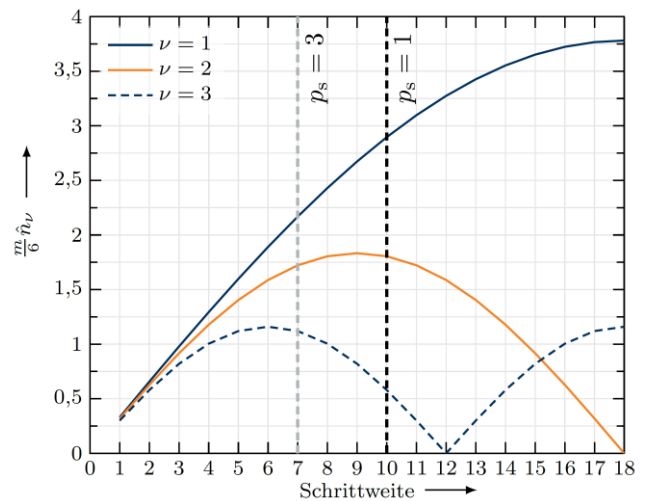


Abb. 10: Normierte Wicklungsfaktoren des Multiphasen-Motors

IV. LEISTUNGSELEKTRONIK ZUR MEHRPHASENSTEUERUNG

Durch die ausgewählte Mehrphasigkeit der Motorwicklung, ist ein alternativer Stromrichter erforderlich. Wurde der bisherige Spindelmotor mit seinen parallelen Spulengruppen aus einem Standard-Umrichter gemäß Abb. 11a gespeist, so erfolgt jetzt eine Einzelspeisung mittels eines Multiphasen-Wechselrichters (b), versorgt aus einem Gleichspannungskreis. Damit ist der neue selbstlagernde Spindelmotor auch anschlussfähig an Gleichspannungsnetze in der Industriefabrikation. Verwendung für die Einzelstromrichter finden 600-V-GaN-Vollbrücken mit den in Tab. 2 angegebenen Halbleiterparametern.

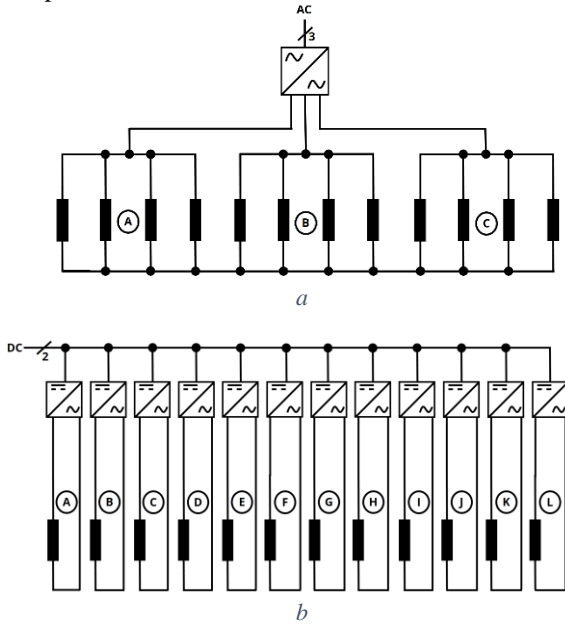


Abb. 11: Speisung des Spindelmotors. a. herkömmlich über Umrichtersteuerung. b. neu über Einzelphasensteuerung

Tab. 2: Daten der GaN-H-Brücken

Parameter	Wert	Einheit
Halbleitermodul	LMG3410-HB-EVM	
Zwischenkreisspannung	480	V
Drain-Source-Strom (maximal DC)	12	A
Maximale Schaltfrequenz	>200	kHz
Zwischenkreiskapazität pro H-Brücke	40,64	µF

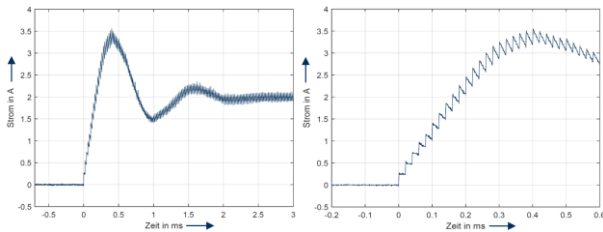


Abb. 12: Stromregelvorgang (links) und Stromripple (rechts)

V. REGELUNGSTECHNIK

Die Regelungstechnik wird nachfolgend beginnend mit den inneren Stromregelkreisen, fortgesetzt mit der überlagerten Drehzahlregelung für den Drehkraftanteil und abschließend mit der Lageregelung für den Tragkraft-/Dämpfungsanteil vorgestellt.

A. Stromregelung

Durch die schnellen Mehrphasen-Stromrichter, betrieben mit einer Pulsfrequenz von bis zu 50 kHz lassen sich sehr geringe Stromwelligkeiten erzielen nach Abb. 12, sodass negative Auswirkungen auf die Dreh- und Tragkräfte ausgeschlossen werden können. Das betrifft sowohl das stationäre Verhalten als auch die schnelle Reaktion auf dynamische Sollwertvorgaben, womit sich sehr kleine Summenzeitkonstanten ergeben, die sich positiv auf die Kompensation höherfrequenter Ratterschwingungen auswirken. Die Anforderungen bestehen darin für eine Erweiterung der dreiphasigen d,q-Transformation auf zwölf Phasen zu sorgen. Dabei ist eine getrennte Regelung der drehmoment- und kraftbildenden Ströme vorzusehen. Die Stromregelstrecke ergibt sich aus dem DGL-System:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dq1} \\ u_{dq1} \\ \vdots \\ u_{dq0} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{dq1} \\ i_{dq1} \\ \vdots \\ i_{dq0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega & \dots & 0 \\ \omega & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{d1d1} & L_{d1q1} & \dots & L_{d1q0} \\ L_{q1d1} & L_{q1q1} & \dots & L_{q1q0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{q0d1} & L_{q0q1} & \dots & L_{q0q0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq1} \\ i_{dq1} \\ \vdots \\ i_{dq0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM\,dq1} \\ \Psi_{PM\,dq1} \\ \vdots \\ \Psi_{PM\,dq0} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_{d1d1} & L_{d1q1} & \dots & L_{d1q0} \\ L_{q1d1} & L_{q1q1} & \dots & L_{q1q0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{q0d1} & L_{q0q1} & \dots & L_{q0q0} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq1} \\ i_{dq1} \\ \vdots \\ i_{dq0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{PM\,dq1} \\ \Psi_{PM\,dq1} \\ \vdots \\ \Psi_{PM\,dq0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

zusammengefasst in Matrixschreibweise

$$\mathbf{u}_{dq0} = R_s \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{W}(\mathbf{L}_{dq0} \mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\Psi}_{PM\,dq0}) + \mathbf{L}_{dq0} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{PM\,dq0} \quad (16)$$

Transformiert in den Laplace-Unterbereich erhält man

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{dq1} \\ \mathbf{u}_{dq2} \\ \mathbf{u}_{dq3} \\ \mathbf{u}_{dq4} \\ \mathbf{u}_{dq5} \\ \mathbf{u}_{dq0} \end{bmatrix} (s) = \text{diag}(\mathbf{Z}_{dqh}) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq1} \\ \mathbf{i}_{dq2} \\ \mathbf{i}_{dq3} \\ \mathbf{i}_{dq4} \\ \mathbf{i}_{dq5} \\ \mathbf{i}_{dq0} \end{bmatrix} (s) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ [0 \quad -\omega \Psi_{PM\,dq2}(s)]^T \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ [-\omega \Psi_{PM\,dq0}(s) \quad 0]^T \end{bmatrix} \quad (17)$$

Zusammengefasst

$$\mathbf{u}_{dq0} = R_s \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{W}(\mathbf{L}_{dq0} \mathbf{i}_{dq0} + \boldsymbol{\Psi}_{PM\,dq0}) + \mathbf{L}_{dq0} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{PM\,dq0} \quad (18)$$

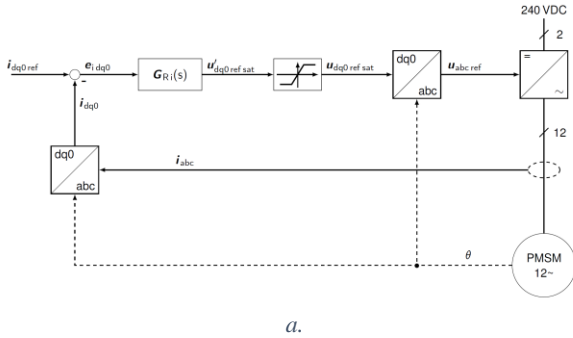
mit den Impedanzmatrizen:

$$\mathbf{Z}_{dqh} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{qh} & -\omega L_{qh} \\ \omega L_{qh} & R_s + sL_{qh} \end{bmatrix} \quad \text{für } h = 1,2,3,4,5 \quad (19)$$

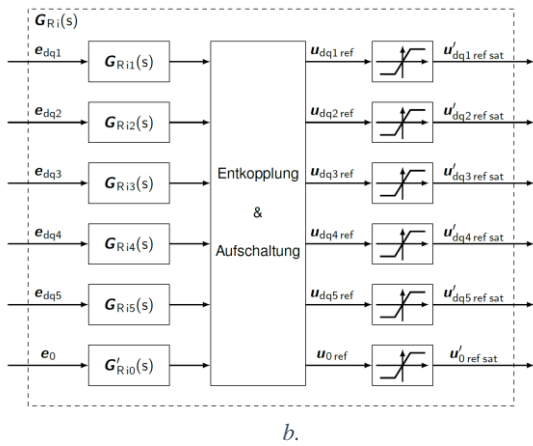
$$\mathbf{Z}_{dq0} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{d0} & -\omega L_{q0} \\ \omega L_{d0} & R_s + sL_{q0} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Als Lösung ergeben sich 5 rotierende Stromsysteme (dq1–dq5) und ein Stromnullsystem dq0. Die Stromsysteme sind aufgrund der Motorstruktur bereits weitestgehend entkoppelt. Das dq2-Stromsystem ist für die Drehmomentbildung verantwortlich, das dq3-System bestimmt die Tragkraft. Zur Anwendung kommen aus der Antriebstechnik bekannte Regelalgorithmen wie der PI-Regler mit Ausgangsbegrenzung sowie Entkoppelnetzwerke zwischen den Stromkomponenten. Den Vektorregelkreis zeigt Abb. 13a. Der Vektorregler ist in ausführlicher Darstellung aus Abb. 13b zu entnehmen, wo nach den eigentlichen PI-Reglern für die Einzelkomponenten die Entkopplung bzw. Aufschaltung erfolgt und danach die Begrenzungen eingebaut werden.

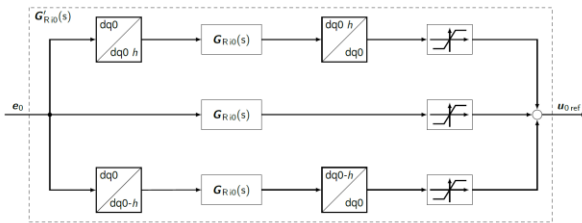
Die Auflösung des Sternpunkts führt zu Ausprägung 3., 9., 15., etc. Harmonischen. Mit dem Nullstromregler nach Abb. 13c ist verbunden, dass auch die Harmonischen im Nullsystem mit zu regeln sind. So zeigt Abb. 17 den Nullstromverlauf ohne Regelung (a), mit Regelung der 3. Harmonischen (b) bzw. der 3. und 9. Harmonischen (c). Dieser zusätzliche Aufwand ist vermeidbar, wenn eine Sehnung der Mehrphasenwicklung erfolgt, sodass die 3. Harmonische verschwindet.



a.



b.



c.

Abb. 13: Stromregelung. a. Stromvektorregelung. b. Stromvektorregler. c. Nullstromregler

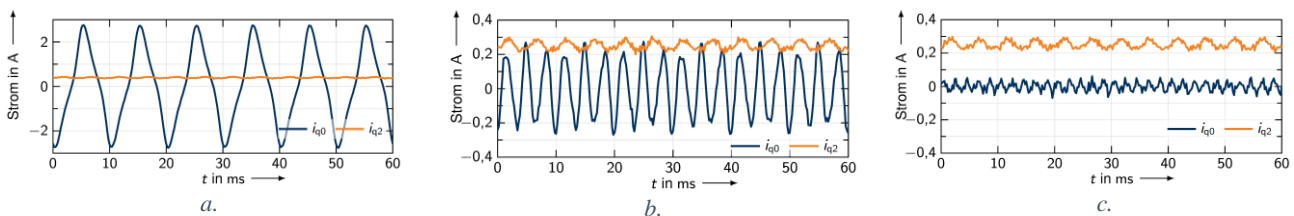


Abb. 17: Oberschwingungsregelung der Nullströme bei Leerlauf von 1000 min⁻¹. a. ohne OS-Regelung, b. mit Regelung der 3.OS. c. mit Regelung der 3. und 9. OS

Die Erprobung der Stromvektorregelung zeigt für die flussbildenden Stromkomponenten zur Drehkraft- und Tragkraftbildung ähnlich schnelle Anregelzeiten und ein sehr gutes Entkoppelverhalten zwischen den Stromkomponenten (s. Abb. 14), wobei die i_{d2} -Komponente etwas ungedämpft einschwingt.

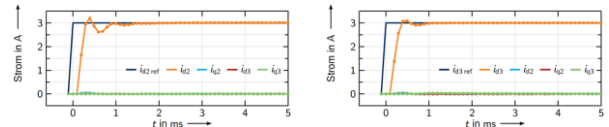


Abb. 14: Kleinsignalverhalten flussbildender Stromkomponenten im Dreh- und Tragkraftkanal

B. Drehzahlregelung

Zur Konstanthaltung der Fräsgeschwindigkeit muss die Motorspindel mit einem Drehzahlregelkreis ausgestattet sein. Aus dem Drehzahlregler heraus werden die Sollwerte des Drehmoment festlegen, s. Abb. 15. Der Drehzahlregler selbst wird nach dem Symmetrischen Optimum eingestellt, um bei der Festwertregelung die Störgrößen schnellstmöglich auszuregulieren.

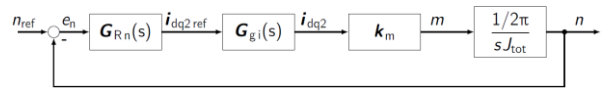


Abb. 15: Drehzahlregelkreis

C. Lageregelung

Die Lagesollwerte werden auf feste Positionen in x,y-Richtung vorgegeben. Die Lagereglerausgänge bestimmen die Tragkräfte in x,y-Richtung und übernehmen damit die Dämpfungsfunktion für das Rattern und werden über Proportionalverstärker in dq3-Stromsollwerte für die unterlagerten Stromregelkreise umgewandelt (s. Abb. 16).

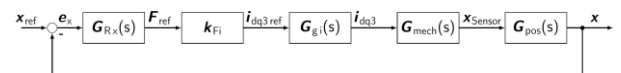


Abb. 16: Lageregelkreise

VI. MESSERGEBNISSE

A. Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau nach Abb. 18 enthält im Antriebsstrang den Frässpindelmotor (links), einen Störkraftgenerator (Mitte) in Form eines aktiven Radialmagnetlagers, eine Kupplung, eine Drehmomentmesswelle und eine hochtourige Lastmaschine (rechts).

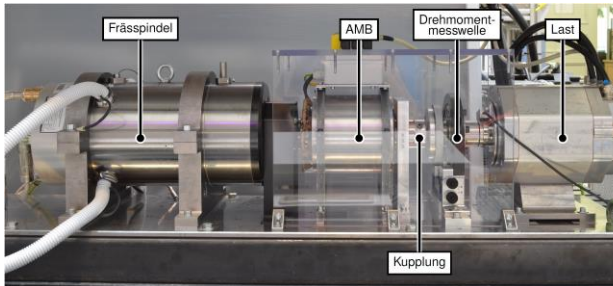


Abb. 18: Versuchsaufbau

Ferner gehören zum Versuchsaufbau: ein Echtzeitsystem der Firma dSPACE, ein Breakout-Board für die Konnektivität des Echtzeitsystems zu den zwölf H-Brücken, der Drehmomentmesswelle, dem Lastumrichter sowie den Lagesensoren. Die Programmierung des Echtzeitsystems erfolgt in MATLAB/Simulink.

Der Störkraftgenerator dient zur Einprägung der radialen Schnittkräfte aus den Schnittkraftmodellen. Zur Messung der Position wurden Wirbelstromsensoren (Messbereich 0,5 mm bis 100 kHz mit 0,2% Auflösung, 0,01% Auflösung bei 2,5 kHz) verwendet.

Alle nachfolgenden Messergebnisse wurden ohne Einwirkung des eigentlichen Fräswerkzeugs aufgenommen.

B. Erzeugung diskreter Lageschwingungen

Zunächst wurde die Funktionstüchtigkeit der Lagebeeinflussung über die Tragkraft mit Messung der Lageänderung (Verlagerung) an der Messstelle B (werkzeugseitig) in y-Richtung getestet, s. Abb. 19. Mit den Vorgaben:

- Links: $i_{d3} = 4 \text{ A}$, $i_{q3} = 0 \text{ A}$, 1-Hz-Sinusschwingung
- Rechts: $i_{d3} = 4 \text{ A}$, $i_{q3} = 0 \text{ A}$, 500-Hz-Sinusschwingung,

Ein gewisser Offset, sichtbar nach Zoom in Abb. 19b, ist noch optimierungsbedürftig. Dennoch konnte gezeigt werden, dass die konkreten Schwingungen über die tragkraftbildenden Stromkomponenten eingepreßt werden können.

C. Dämpfung externer Lageschwingungen

In einem weiteren Test (s. Abb. 20) wurden externe Lageschwingungen durch den Störkraftgenerator in den Antriebsstrang eingebracht. Die Amplitude von ca. $1 \mu\text{m}$ einer 10-Hz-Schwingung konnte danach bis auf 30% reduziert werden, ohne dass Auswirkungen in der Drehzahl entstanden sind.

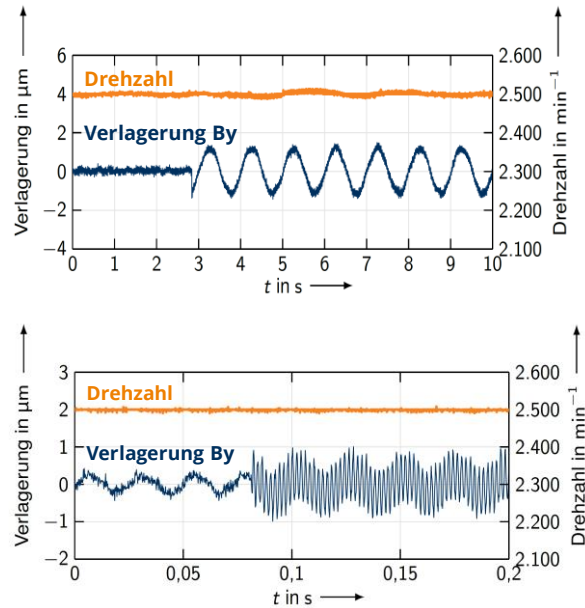
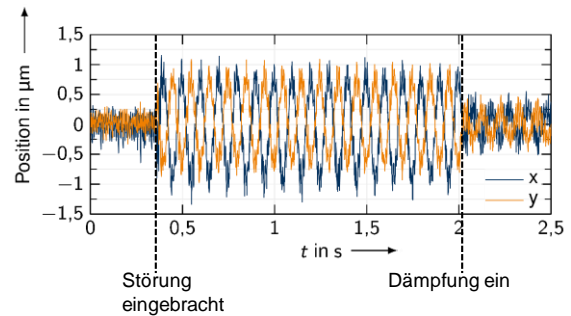
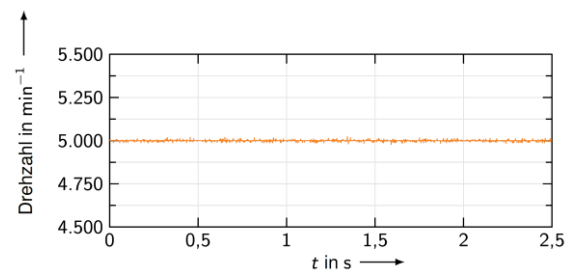


Abb. 19: Lageänderung durch Einprägung einer Tragkraftschwingung im Leerlauf bei 2500 min^{-1} . a. 1-Hz-Schwingung, b. 500-Hz-Schwingung



a.

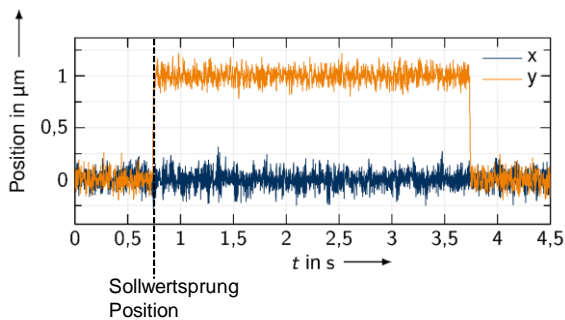


b.

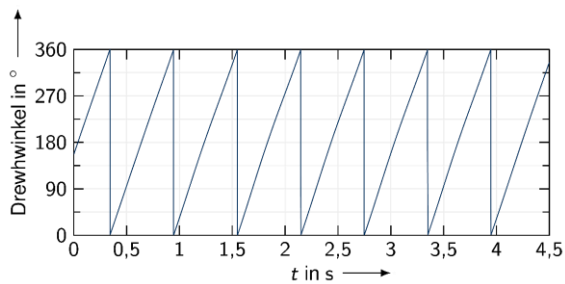
Abb. 20: Dämpfung externer Lageschwingungen. a. x,y-Position, b. Drehzahl (geregelt)

D. Regelverhalten nach Lagesollwertsprung

Getestet wurde schließlich noch die Unabhängigkeit des Lageregelverhaltens vom Drehwinkel. Weder die ausgelenkte y-Lage noch die konstant gehaltene x-Lage wiesen Beeinflussungen durch den Drehwinkel der Maschine auf, s. Abb. 21.



a.



b.

Abb. 21: Autonome Lageregelung im Leerlauf der Motor-spindel. a. x,y-Lage, b. Drehwinkel

VII. ZUSAMMENFASSUNG

Durch die Entwicklung und Untersuchung konnte die prinzipielle Funktionsweise lagerloser Spindelmotoren auf der Basis permanentmagneterregter Synchronmotoren zur aktiven Schwingungsdämpfung nachgewiesen werden. Die volle Leistungsfähigkeit an einer Werkzeugmaschine ist noch zu zeigen.

Aus den Arbeiten lassen sich folgende Erkenntnisse ableiten:

- Mehrphasenwicklungsanordnungen mit Einzelspeisung der Spulen gestatten eine variable Leistungsaufteilung zwischen Dreh- und Tragkraftteil
- Das Auflösen des Sternpunkts ist mit zahlreichen Komplikationen verbunden
- Oberschwingungsregler erweisen sich zur gezielten Reduktion einzelner Harmonischer als anwendbar
- Besser ist es, den Sternpunkt der Maschine zu erhalten und dafür entweder die Umrichtertopologie anzupassen oder eine spezielle 6/9-Sehnung der Maschine zur Oberwellenunterdrückung vorzunehmen.

Gewisse Nachteile der vorgestellten Lösung bestehen in der hohen Anzahl von Halbleiterschaltern, der großen Zahl von Sensoren, elektrisch und mechanisch sowie die hohe Regeltaktfrequenz, die eines leistungsfähigen Signalprozessors bedürfen. Weitere Entwicklungen setzen an dieser Stelle an.

DANKSAGUNG

Die Autoren danken der Sächsischen Aufbaubank für die finanzielle Unterstützung des Themas *Minimalinvasive Erweiterung der Antriebsfunktionalität zur aktiven Schwingungsdämpfung an Motorspindeln*.

REFERENCES

- [1] M. Weck, Werkzeugmaschinen. Berlin: Springer, 2006.
- [2] W. Bickel, Frässpindel mit motorintegrierter aktiver Dämpfung, München PZH Verlag, 2015
- [3] J. Bichsel, Beiträge zum lagerlosen Elektromotor. Diss. ETH Zürich 1990
- [4] A. Chiba, et al. Magnetic bearings and bearingless drives. Elsevier, 2005
- [5] W. Khoo, W. K. S., Kalita, K. und Garvey, S. D. „Practical implementation of the bridge configured winding for producing controllable transverse forces in electrical machines“. In: IEEE Transactions on Magnetics 47.6 (2011), S. 1712–1718
- [6] M. Ooshima, S. Kobayashi, M.N. Uddin, „Magnetic levitation tests of a bearingless motor based on dq axis current control“. In: 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE. 2012, S. 1–7.
- [7] D. Guhl, Wicklungsentwurf eines lagerlosen Frässpindel-motors, Technischer Bericht Nr. 12/2021, TU Dresden, ETI-EMA, 11.11.2021, 43 Seiten.