



TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN
TUM School of Engineering and Design

Einfluss strukturmechanischer Effekte von Servomotoren auf die Bandbreite von Servoantrieben

Johannes Hilverkus

Vollständiger Abdruck der von der TUM School of Engineering and Design der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

genehmigten Dissertation.

Vorsitz: Prof. Dr. rer. nat. Thomas Hamacher

Prüfer der Dissertation:

1. Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Ralph Kennel
2. Prof. Dr.-Ing. Rainer Hagl, TH Rosenheim

Die Dissertation wurde am 09.05.2022 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die TUM School of Engineering and Design am 02.11.2022 angenommen.

V. Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen einer Forschungskoope-
ration zwischen Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Ralph Kennel von der Technischen Universität München und Prof.
Dr.-Ing. Rainer Hagl von der Technischen Hochschule Rosenheim. An dieser Stelle sei
Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Ralph Kennel für die Betreuung der vorliegenden Arbeit und
die freundliche Aufnahme am Lehrstuhl für Elektrische Antriebstechnik und Leistungs-
elektronik gedankt. Für das intensive Mentoring und die fachlichen Diskussionen
möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Rainer Hagl ganz herzlich danken. Besonders geschätzt
habe ich, dass Herr Prof. Hagl seine langjährigen und vielfältigen Erfahrungen mit mir
geteilt hat – sei es in Gesprächen oder auf Reisen.

Für die Einführung in die Thematik der vorliegenden Arbeit und die Übergabe der Prüf-
stände im Labor für mechatronische Systeme danke ich Herrn Dr.-Ing. Josef Wittmann.
Bedanken möchte ich mich bei allen Kolleginnen und Kollegen sowie Studentinnen und
Studenten für das angenehme Laborklima und Zusammenarbeit. Besonderen Dank spre-
che ich Herrn Christian Brunner, Herrn Eduard Dechant und Frau Julia Höllthaler für die
Diskussionen und Unterstützungen im Prüfstands-aufbau aus. Vor allem habe ich den
fachlich-kritischen Austausch geschätzt, der dabei hilft, Probleme zu erkennen, zu hin-
terfragen und schlussendlich zu lösen. Für die Unterstützung im Rahmen von Projekt-
und Abschlussarbeiten möchte ich den Damen Oberhuber und Hauke, sowie den Herren
Planthaler, Lindinger, Eckart, Schmitt, Shukla, Bienemann und Krettek danken. Für die
Zusammenarbeit und das Vertrauen möchte ich mich ganz besonders auch bei Herrn Dr.
Rissing, Dr. Lücke, Dr. Schindler, Schiele, Dr. Handgruber, Kraller, Obermeier und Dr.
Eder bedanken. Ohne Ihre Hilfe wäre die vorliegende Forschungstätigkeit nicht möglich
gewesen.

Nicht zuletzt möchte ich meiner Frau Judith meine Anerkennung und meinen Dank aus-
sprechen, die mich in den ganzen Jahren unterstützt und Verständnis aufgebracht hat,
wenn die Arbeitstage sehr lang wurden. Auch meine Kinder Johann Alfred und Anna ha-
ben oftmals auf meine physische und geistige Anwesenheit verzichten müssen. Meinen
Eltern möchte ich danken, die mich in meinen Kindheits- und Jugendjahren gefördert
und mir geholfen haben, dass der Grundstein für diese Ausbildung gelegt wurde.

Dennoch sind eigene Bemühungen wichtig, wenn Gott seinen Segen nicht dazu gibt. Da-
her gilt der größte Dank und die Anbetung IHM, der alles in seinen Händen zusammen-
hält und die Tiefen der Wissenschaft allumfassend kennt.

Johannes Hilverkus

Kurzfassung

Die Dynamiksteigerung des Stromreglers einer kaskadierten Regelungsstruktur durch die Verwendung von Halbleitern mit großer Bandlückenenergie kann meist nicht in den Positions- oder Drehzahlregelkreis von Servoantrieben übertragen werden. Grund hierfür sind mechanische Eigenschwingungen des Servomotors, welcher aus dem Motor und dem Positionsmessgerät besteht. Die in den Servomotoren auftretenden torsionalen und translatorischen Schwingungen wurden unter anderem mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer analysiert. Aufbauend auf den Messergebnissen wurde ein allgemeingültiges strukturmechanisches Modell für Servomotoren abgeleitet und der Einfluss strukturmechanischer Schwingungen auf den Drehzahlregelkreis systematisch untersucht. Vor allem Torsionsmoden des Motors und Ankopplungsresonanzen des Positionsmessgerätes wirken auf die Regelkreise limitierend. Prinzipiell werden drei Arten von Positionsmessgeräten unterschieden, die sich aufgrund der Kopplungsmöglichkeiten an den Motor ergeben: Eigengelagerte Positionsmessgeräte mit Rotor- oder Statorkupplung, sowie modulare Positionsmessgeräte. Diese drei Arten sollen in der vorliegenden Arbeit analysiert und deren Einsatz in hochdynamischen Antrieben beurteilt werden. Die Analysen werden durch Untersuchungen am Prüfstand verifiziert. Abschließend wird der Einfluss der verschiedenen Kopplungsprinzipien unter Last auf den Regelkreis betrachtet. Hierzu dient ein Getriebeaufbau mit direkt auf der Welle verbauten Zahnrädern, sodass ein recht ungünstiger Betriebsfall gegeben ist. Die Untersuchungen zeigen das regelungstechnisch vorteilhafte Verhalten von modularen Positionsmessgeräten in Servoantrieben für hochdynamische Anwendungen.

Abstract

The dynamics improvement of the current control loop in a cascaded controller structure due to the usage of wide-bandgap semiconductors cannot be transferred to the position or speed control loop of servo drives. The reasons are mechanical resonances of the servo motor, which consist of the motor and the position measuring device. The torsional and translational oscillations of the servomotor are analyzed for example with a 3D-laser scanning vibrometer. Based on the measurement results a generalized structural mechanical model of servomotors is derived and the influence of structural mechanical resonances on the speed control loop is systematically studied. Most of all, torsional resonances of the motor and the coupling resonances of the position measuring device limit the bandwidth of the speed control loop. In general there are three coupling principles for the position measuring device mounted on the motor, which are analyzed in the following thesis: measuring devices with integrated bearings and rotor or stator coupling as well as the modular position measuring device. These three coupling principles will be analyzed in the present work and evaluated for high dynamic servo drive applications. The analyses are verified with studies at test stands. Finally the influence of the different coupling principles of the position measuring device on the control loop is analyzed under load. Therefore a transmission design with gears directly mounted on the motor shaft is used. This represents a worst case application. The investigations show the advantage of modular position measuring devices in servo drives for high dynamic application.

I. Inhaltsverzeichnis

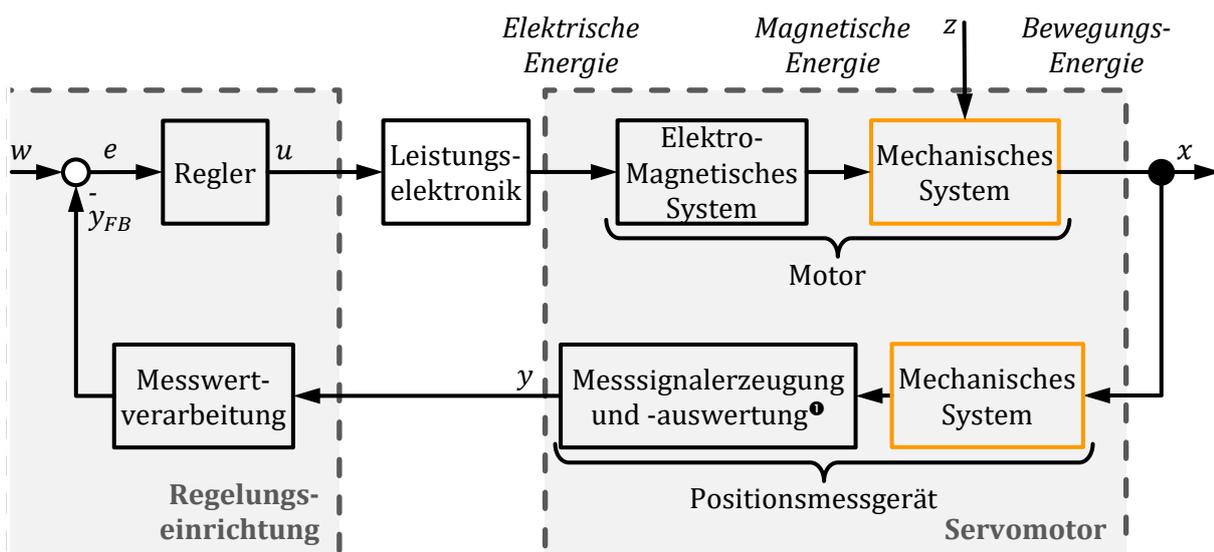
| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Einführung | 10 |
| 1.1 | Möglichkeiten durch Leistungshalbleiter mit großer Bandlückenenergie..... | 12 |
| 1.2 | Strukturmechanischer Aufbau eines Servomotors | 15 |
| 1.3 | Ziel der Arbeit..... | 20 |
| 1.4 | Struktur der Arbeit | 20 |
| 2 | Strukturmechanische Vermessung von Servomotoren | 22 |
| 2.1 | Messmethoden zur Ermittlung strukturmechanischer Schwingungen | 23 |
| 2.1.1 | Anregung | 23 |
| 2.1.2 | Aufnahme der Schwingungsantwort | 26 |
| 2.1.3 | Auswertung im Frequenzbereich | 31 |
| 2.2 | Stator-Schwingungen des Motors | 32 |
| 2.2.1 | Prüfstand | 32 |
| 2.2.2 | Messergebnisse | 33 |
| 2.3 | Rotor-Schwingungen des Motors..... | 36 |
| 2.3.1 | Prüfstand | 36 |
| 2.3.2 | Messergebnisse | 37 |
| 2.4 | Schwingungen der Messgeräteankopplung | 40 |
| 2.4.1 | Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung und Statorkupplung | 40 |
| 2.4.2 | Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung und Rotorkupplung..... | 42 |
| 2.4.3 | Modulares Messgerät..... | 44 |
| 2.5 | Einfluss strukturmechanischer Schwingungen auf den Regelkreis | 47 |
| 3 | Verallgemeinertes Modell für Servoantriebe | 50 |
| 3.1 | Strukturmechanisches Modell des Servomotors | 50 |
| 3.1.1 | Torsionsmoden | 51 |
| 3.1.2 | Moden mit vorwiegend translatorischer Bewegungsrichtung..... | 55 |
| 3.2 | Modell des elektrischen Teilsystems des Servomotors..... | 61 |
| 3.3 | Zeitdiskrete Reglerstruktur..... | 63 |
| 3.4 | Verifikation | 67 |
| 3.4.1 | Torsionsmoden für Servomotoren mit Rotorkupplung..... | 68 |

| | | |
|-----------|--|------------|
| 3.4.2 | Translatorische Moden für Servomotoren mit modularem Messgerät | 70 |
| 4 | Einfluss strukturmechanischer Effekte im Regelkreis | 72 |
| 4.1 | Auslegungskriterien für einen robusten Regler | 72 |
| 4.2 | Einfluss von Stator Torsionsfrequenzen des Motors | 74 |
| 4.3 | Einfluss der Torsionsfrequenz der Rotorkupplung | 75 |
| 4.4 | Charakterisierung von Rotorkupplungseigenschaften | 77 |
| 4.4.1 | Spielfreie Klauenkupplung | 79 |
| 4.4.2 | Oldham Kupplung | 82 |
| 4.4.3 | Dynamisches Verhalten | 83 |
| 4.4.4 | Analysen im Regelkreis | 84 |
| 4.5 | Einfluss der Torsionsfrequenz der Statorkupplung | 86 |
| 4.6 | Einfluss des Positionsmessortes | 87 |
| 4.6.1 | Versuchsstand für abtriebsseitige berührungslose Positionsmessung am Servomotor | 90 |
| 4.6.2 | Messtechnische Validierung des Servomotors mit abtriebsseitigem berührungslosen Positionsmessgerät | 93 |
| 4.7 | Anforderungen an einen Servomotor für hochdynamische Regelungsanwendungen | 96 |
| 4.8 | Umsetzung eines hochdynamischen Antriebes | 99 |
| 5 | Lasteinfluss bei Servomotoren | 105 |
| 5.1 | Prüfstand | 106 |
| 5.2 | Mechanisches Verhalten der Motoren bei externer Anregung | 109 |
| 5.3 | Optimierungsmöglichkeit durch diametral angeordnete Abtaststellen | 111 |
| 5.4 | Drehzahlregelkreis | 112 |
| 6 | Abschließende Betrachtung | 115 |
| A. | Anhang | 119 |
| A.1 | Berechnung der Dämpfung | 119 |
| A.1.1 | Hysterese | 120 |
| A.1.2 | Halbwertsbreite der Resonanzfrequenz | 121 |
| A.1.3 | Abklingzeit der freien Schwingung | 123 |
| A.2 | Zusammenhang Eigenfrequenz und Bauteilgeometrie | 124 |
| A.2.1 | Dehnung | 124 |
| A.2.2 | Biegung | 124 |

| | |
|---|------------|
| A.2.3 Torsion | 125 |
| A.3 Zustandsraummodell des Servoantriebes | 127 |
| L. Literaturverzeichnis..... | 131 |
| F. Formel- und Symbolverzeichnis..... | 138 |

1 Einführung

Elektrische Servoantriebe werden in weiten Bereichen der Automatisierungstechnik für Positionieraufgaben eingesetzt. Der Servoantrieb besteht aus der Regelung- und Steuerungseinrichtung, der Leistungselektronik, dem Servomotor und den mechanischen Übertragungselementen. Die Regelungseinrichtungen sind heutzutage meist digital realisiert und arbeiten zeit- und wertequantisiert. Anders als in Maschinen zur Halbleiter und Elektronikproduktion, in denen viele lineare Servomotoren eingesetzt werden, kommen ansonsten in der Industrieautomation Großteils rotatorische Servomotoren zum Einsatz. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich daher auf rotatorische Servomotoren, die als eine Einheit aus Motor und Positionsmessgerät verstanden werden. Neben dem im Servomotor verbauten Positionsmessgerät kann zusätzlich ein Positionsmessgerät näher am Bearbeitungs- oder Messpunkt der Maschine verbaut sein, das einen zusätzlichen Positionsmesswert für den Regler liefert, um höhere Genauigkeiten am Prozesspunkt zu erreichen. Der schematische Aufbau eines Servoantriebes ohne mechanische Übertragungselemente wird in Bild 1.1 gezeigt. Die Regelungseinrichtung sorgt dafür, dass die zu regelnde Größe x statisch und dynamisch mit der Sollgröße w möglichst genau übereinstimmt [1]. Mithilfe der Regeldifferenz $e = w - y$ berechnet der Regler die Stellgröße u , welche von der Leistungselektronik in die physikalische Größe der Spannung am ein- oder mehrphasigen Motor umgesetzt wird. Der Motor wandelt die elektrische Energie in mechanische Energie um, wodurch Bewegungen gesteuert werden. Die für die Arbeit relevanten Störgrößen z greifen an der Mechanik des Servomotors an. Die mechanischen Teilsysteme des Servomotors können nicht als mechanisch



❶ Beispielsweise optoelektronisches, magnetisches, induktives, ... System

Bild 1.1 Schematische Darstellung eines Servoantriebes (ohne mechanische Übertragungselemente)

steif betrachtet werden. Das Positionsmessgerät liefert die Messgröße y , welche die Basis für das Rückführungssignal y_{FB} des Reglers ist. Für Servoantriebe im Bereich der Automatisierungstechnik kommt meist eine kaskadierte Regelungsstruktur zum Einsatz. Der Kaskadenregler besteht entweder aus einem Positions-, Geschwindigkeits- und Stromregler oder aus einem Positions- und Stromregler (3- oder 2-Kaskaden Variante). Aufgrund der weiten Verbreitung der 3-Kaskaden Variante wird sich auf diese in der vorliegenden Arbeit beschränkt. Die getroffenen Aussagen sind auf die 2-Kaskaden Variante übertragbar. Die Dynamik des Servoantriebes ist stark abhängig von der Abtastzeit T_S des zeitdiskreten Reglers, welcher synchron zur Taktzeit der Leistungselektronik ist [2]. In der vorliegenden Arbeit wird in der Leistungselektronik eine Pulsweiten-Modulation (PWM) verwendet, für welche die Abtastzeit der PWM identisch zu Abtastzeit der innersten Kaskade des Regelkreises (Stromregler) ist.

$$T_S = T_{PWM} \text{ bzw. } f_S = f_{PWM} \quad (1.1)$$

Die Bandbreite und damit die Dynamik eines mechanisch steifen Antriebes kann mit der Abtastzeit linear erhöht werden und wird durch die Durchtrittsfrequenz des offenen Regelkreises f_{CO} charakterisiert [3, 4]. Um ein robustes Regelkreisverhalten sicher zu stellen, sind die Regelkreise für das in Bild 1.2 gezeigte Verhalten jeweils für eine vorgegebene Phasenreserve φ_{PM} ausgelegt. Für den Drehzahlregelkreis wurde die Rückführgröße mittels zeitdiskreter Differentiation aus den Positionsmesswerten ermittelt. Einen wesentlichen begrenzenden Einfluss auf die Dynamik des zeitdiskreten Regelkreises hat die Verarbeitungstotzeit T_P des Systems, wie es Bild 1.2 zeigt [5]. Diese setzt sich aus der Zeit zur Auswertung der Messwerte, der Zeit zur Berechnung des Regelalgorithmus und der Ausgabezeit der Stellsignale zusammen. Es ist hilfreich die Verarbeitungstotzeit T_P auf die Abtastzeit T_S zu beziehen und als relative Verarbeitungstotzeit χ_P des Systems anzugeben.

$$\chi_P = T_P/T_S \quad (1.2)$$

Typischerweise haben Servoantriebe eine relative Verarbeitungstotzeit von $\chi_P = 0,5 \dots 1,5$.

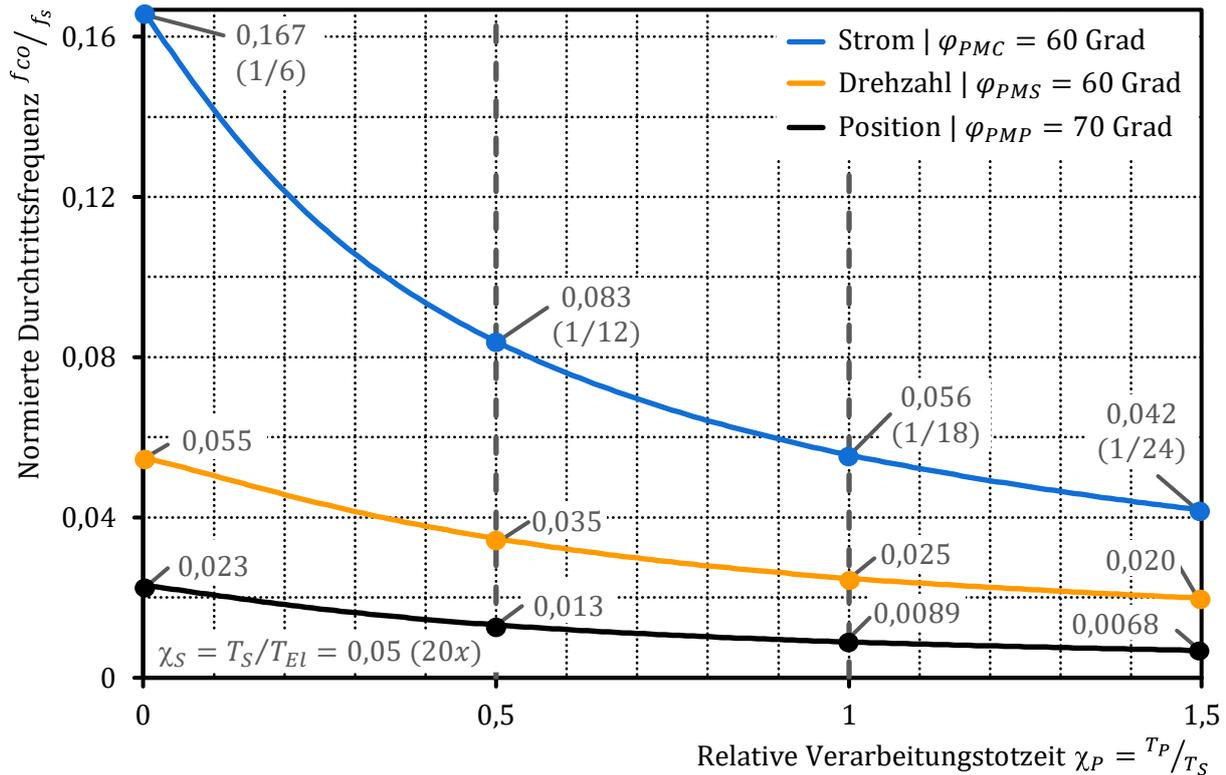


Bild 1.2 Maximal erreichbare normierte Durchtrittsfrequenz f_{co} in Abhängigkeit der relativen Verarbeitungstzeit χ_P eines mechanisch steifen Servoantriebes mit zeitdiskreter Differentiation für die Bestimmung der Rückführgröße des Drehzahlreglers y_{FBS}

1.1 Möglichkeiten durch Leistungshalbleiter mit großer Bandlückenenergie

Für elektrische Antriebe im Niederspannungsbereich bis 1000 V werden für die Leistungshalbleiter des Umrichters standardmäßig Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGBTs) verwendet [6]. Aufgrund der Schaltverluste ist die maximale Schaltfrequenz begrenzt. So werden Umrichter für dreiphasige Anwendungen mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} \approx 600$ V bei einer typischen Schaltfrequenz von $f_{PWM} = 4 \dots 16$ kHz betrieben [7, 8, S. 125, 9]. Zur Erhöhung der Dynamik der zeitdiskreten Regelkreise ist es zwingend notwendig die Schaltfrequenz des Umrichters zu erhöhen. Seit circa 2005 sind für den kommerziellen Bereichen der DC/DC Stromrichter, der Fahrzeugelektronik und der Leistungselektronik Halbleiter mit einer großen Bandlückenenergie verfügbar [6, 10, 11]. Der Technologiewandel wurde erst durch die Anforderung nach höherer Energieeffizienz der Leistungselektronik in elektrischen Fahrzeugen nach und nach vollzogen [12, 13]. Große Bedeutung in der Entwicklung haben dabei in den letzten Jahren vor allem Halbleiter mit Gallium Nitrid (GaN) oder Silizium Carbid (SiC) [14].

Diese Materialien zeichnen sich durch steile Schaltflanken und damit geringen Schaltverlusten aus. Unter Verwendung dieser Halbleitermaterialien ist es möglich, schnell-taktende und effiziente Umrichter mit einer Taktfrequenz von bis zu einigen hundert Kilohertz zu realisieren. Im Bereich der Motoransteuerung sind die Vorteile schnell-taktender Umrichter vor allem die Erhöhung der

- Dynamik der Regelkreise und
- Energieeffizienz.

Im Rahmen vorangegangener Forschungstätigkeiten hat Herr Stubenrauch [15, 16, 17] einen Umrichter mit GaN-Leistungshalbleitern aufgebaut und diesen für die Stromregelung eines permanenterregten Drehstrom-Synchronmotors erprobt. Bild 1.3 zeigt das Bodediagramm des geschlossenen Stromregelkreises desselben Servomotors bei unterschiedlichen Taktfrequenzen des Stromregelkreises. Mit einem typischen IGBT-Umrichter und einer Taktfrequenz von $f_{PWM} = 16$ kHz wurde für das Führungsverhalten des Stromreglers eine -3dB Grenzfrequenz von $f_{-3dB} = 1,1$ kHz erreicht. Durch den Einsatz schnell-taktender Leistungshalbleiter kann die Taktfrequenz des Umrichters auf $f_{PWM} = 200$ kHz erhöht werden. Dies ermöglicht eine Erhöhung der Bandbreite des Stromreglers um einen Faktor von 10 auf $f_{-3dB} = 11$ kHz. Bei den Untersuchungen mit einem GaN-basierten Umrichter wurde an der Leistungselektronik ein Sinus-Ausgangsfilter verbaut. Der Motor wird dadurch mit einer quasi-sinusförmigen Spannung gespeist.

Die Forschungsergebnisse zeigen, dass mithilfe von schnell-schaltenden Leistungshalbleitern großer Bandlückenenergie im Vergleich zu IGBT-Halbleitern der Gradient des Strom- und damit des Drehmomentenaufbaus im Motor deutlich erhöht werden kann. Wünschenswert ist eine Übertragung dieser Dynamikerhöhung auf den übergeordneten Geschwindigkeits- und Positionsregelkreis, um beispielsweise Bandbreiten des Positionsreglers im oberen Hunderthertz bis Kilohertz Bereich zu realisieren. Daraus ergeben sich unter anderem Vorteile in den Bereichen

- Erhöhte Bahngenaugigkeit bei gleichzeitig dynamischeren Bewegungen,
- Erhöhte Störsteifigkeit der Regelkreise,
- Aktive Schwingungsdämpfung.

In Abhängigkeit von der Abtastfrequenz zeigt Tabelle 1.1 basierend auf den in Bild 1.2 gezeigten Zusammenhängen die maximal erreichbaren Bandbreiten der einzelnen Regler in Abhängigkeit der Abtastzeit und Verarbeitungstotzeit eines mechanisch steifen Antriebes [5]. Mit schnell-schaltenden Halbleitern sind Bandbreiten des Positionsregelkreises im Kilohertz Bereich möglich (Spalte 3 und 4). Mit der bisherigen IGBT-Technik sind die Bandbreiten hingegen auf eine Durchtrittsfrequenzen des Positionsregelkreises von $f_{COP} \approx 100$ Hz begrenzt (Spalte 1 und 2).

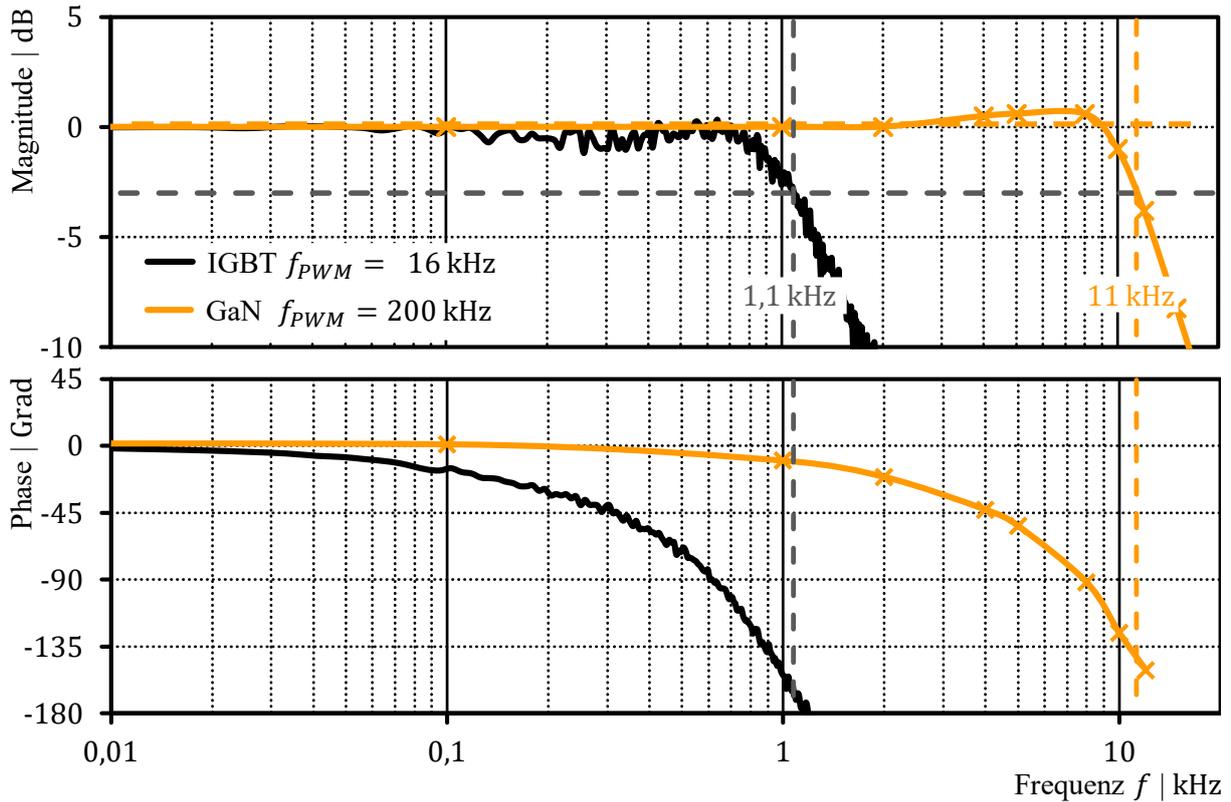


Bild 1.3 Bode Diagramm des geschlossenen Strom-Regelkreises für verschiedene Schaltfrequenzen des Umrichters (Messergebnisse mit dem GaN-Umrichter entstanden im Rahmen der Forschungstätigkeit von Herrn Stubenrauch [17])

Tabelle 1.1 Durchtrittsfrequenz f_{c0} der Regler für verschiedene Abtastfrequenzen f_s und relative Verarbeitungstzeiten χ_p eines mechanisch steifen Antriebes

| | $\chi_p = \frac{T_P}{T_S}$ | Abtastfrequenz $f_s (= f_{PWM})$ | | | |
|---------------------------|----------------------------|----------------------------------|---------|----------|-----------|
| | | 4 kHz | 16 kHz | 40 kHz | 200 kHz |
| Strom | 0,5 | 333 Hz | 1333 Hz | 3,33 kHz | 16,67 kHz |
| $\varphi_{PMC} = 60$ Grad | 1,0 | 222 Hz | 889 Hz | 2,22 kHz | 11,11 kHz |
| | 1,5 | 167 Hz | 667 Hz | 1,67 kHz | 8,33 kHz |
| | Drehzahl | 0,5 | 140 Hz | 560 Hz | 1,40 kHz |
| $\varphi_{PMS} = 60$ Grad | 1,0 | 100 Hz | 396 Hz | 989 Hz | 5,00 kHz |
| | 1,5 | 80 Hz | 320 Hz | 800 Hz | 4,00 kHz |
| | Position | 0,5 | 52 Hz | 208 Hz | 520 Hz |
| $\varphi_{PMP} = 70$ Grad | 1,0 | 36 Hz | 142 Hz | 354 Hz | 1,78 kHz |
| | 1,5 | 27 Hz | 109 Hz | 272 Hz | 1,36 kHz |

IGBT
schnell-schaltende Halbleiter

1.2 Strukturmechanischer Aufbau eines Servomotors

Durch den Einsatz von Leistungshalbleitern mit großer Bandlückenenergie in schnell-taktenden Umrichtern wird die Dynamik des Positions- oder Drehzahlregelkreises nicht durch das elektrische System oder die zeitdiskrete Regelung limitiert. Vielmehr werden durch die hohe Dynamik des Drehmomentaufbaus strukturmechanische Schwingungen im Servomotor angeregt, die zu bandbreitenlimitierenden Resonanzen im Positions- und Drehzahlregelkreis führen. Die strukturmechanischen Schwingungsmoden und deren Zusammenspiel resultieren aus dem Aufbau des Servomotors.

Ein rotatorischer Servomotor besteht aus dem Stator und dem Rotor. Bei den in dieser Arbeit untersuchten permanentenerregten Drehstrom-Synchronmotoren handelt es sich stets um Rotorläufer. Die Welle ist über zwei Kugellager im A-Schild (Abtriebsseite) und im B-Schild (lastfreies Ende) gelagert. Die Lager sind im Allgemeinen über eine Wellenscheibe axial vorgespannt. Zur Abdichtung der Abtriebsseite gegen beispielsweise Spritzwasser oder Verschmutzungen ist oftmals eine Wellendichtung verbaut, die einen Großteil des Reibmomentes verursacht. Das Schnittbild eines Servomotors mit Bremse zeigt exemplarisch Bild 1.4.

Im Allgemeinen besteht der Rotor aus einer Stahlwelle, auf die Blechpakete mit Permanentmagneten aufgeschoben werden. Bei einer Einzelzahnwicklung können die Permanentmagnete diskret geschrägt auf der Welle aufgebracht sein, um die Drehmomentenwelligkeit des Servomotors zu minimieren. Bei einer verteilten Statorwicklung sind oftmals die Nuten geschrägt und die Permanentmagnete gerade angeordnet. Im Stator sind

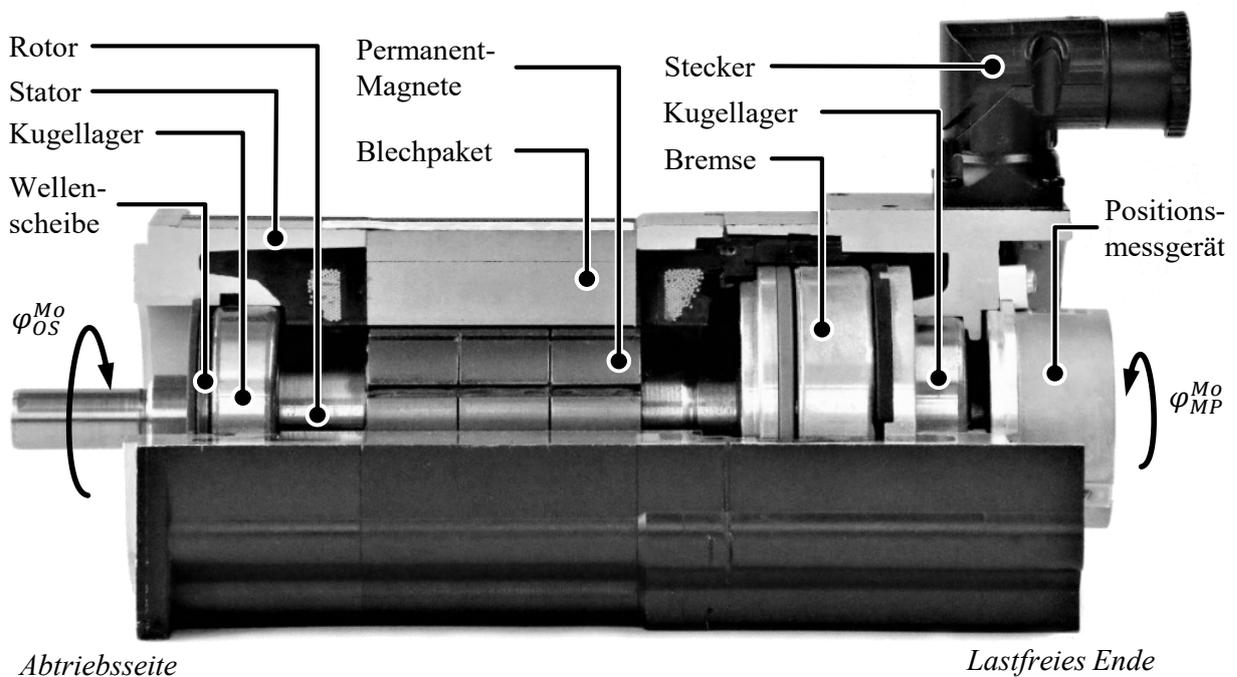


Bild 1.4 Schnittbild eines Servomotors

die Wicklungszähne und ein Großteil des Joches aus Elektroblech aufgebaut, um Wirbelströme zu reduzieren. Einige Hersteller pressen das Stator-Blechpaket in ein Aluminiumgehäuse ein, wohingegen andere Hersteller dazu übergehen, den gesamten Stator als Blechpaket auszuführen. A- und B-Schild bestehen aus Aluminium-Druckguss. Am A-Schild wird der Motor mit seiner Peripherie verbunden, wohingegen am B-Schild das Positionsmessgerät montiert ist. Messgeräte- und Leistungsstecker sind meist drehbar und an einer Seite des Motors montiert.

Für eine geringe statische und dynamische Positionsabweichung eines positionsgeregelten Antriebes ist ein Positionsmessgerät unerlässlich. Das Positionssignal wird benötigt für

- die Rückführgröße des Positionsregelkreises y_{FBP} ,
- die Berechnung der Rückführgröße des Drehzahlregelkreises y_{FBS} und
- die feldorientierte Regelung.

In Servomotoren kommen vorzugsweise Positionsmessgeräte nach dem optischen oder induktiven Messprinzip zum Einsatz. Auf das Messprinzip wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen, es sei auf einschlägige Literatur beziehungsweise Herstellerangaben verwiesen [18, 19]. Der prinzipielle Aufbau der beiden Messprinzipien ist in Bild 1.5 dargestellt. Gemeinsam ist die rotorseitige Maßverkörperung. Mithilfe einer optischen oder induktiven Signalempfangseinheit – auch Abtasteinheit genannt – wird die Positionsinformation gewonnen. Generell handelt es sich um eine relative Positionsmessung zwischen der Maßverkörperung und der Abtasteinheit (differentielles Messprinzip). Neben der Hauptbewegung im Rotor führen auch Verdrehungen des Stators zu einer Messwertänderung.

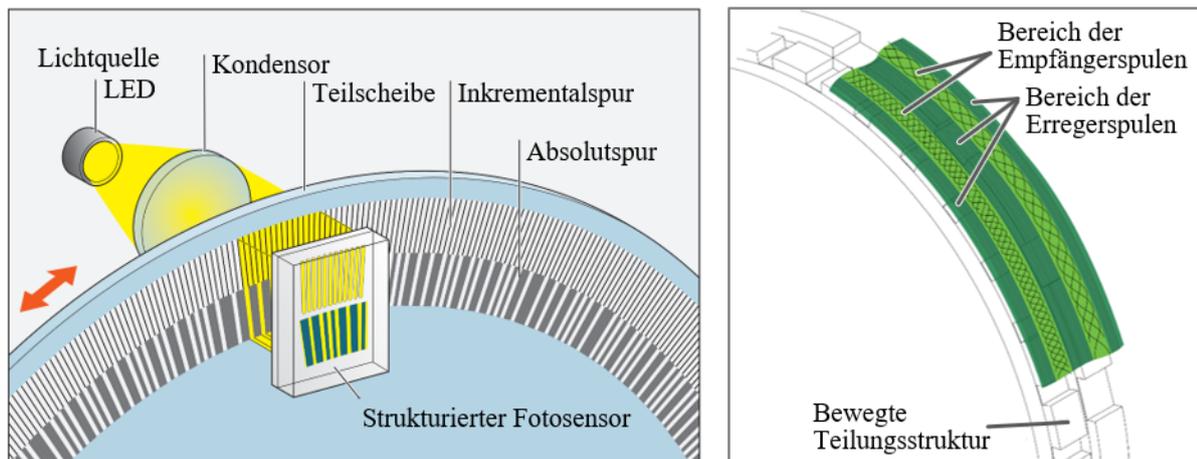


Bild 1.5 Prinzipieller Messaufbau für das abbildende optische Messprinzip (links) und das induktive Messprinzip (rechts) (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH, 2020)

Positionsmessgeräte werden nach den drei möglichen Ankopplungsprinzipien an den Motor unterschieden:

- Eigengelagert mit Rotorkupplung
- Eigengelagert mit Statorkupplung
- Modular

Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung stellen die Ausrichtung des Teilkreises zur Abtasteinheit über das im Gerät eingebaute Kugellager sicher. Damit die Ankopplung des Messgerätes an den Motor nicht überbestimmt ist, muss entweder zwischen den Rotoren oder den Statorn des Motors und des Positionsmessgerätes eine Elastizität in radialer und axialer Richtung eingefügt werden. In torsionaler Richtung muss die Ankopplung möglichst steif sein. Wird der Stator des Motors und der Stator des Positionsmessgerätes elastisch miteinander gekoppelt, wird das entsprechende Bauteil als Statorkupplung bezeichnet (Bild 1.6 links). Die Statorkupplung ist meist ein dünnwandiges Metallelement mit hoher Torsionssteifigkeit. Die Messwelle wird dabei mit der Motorwelle steif durch einer Schraubverbindung verkoppelt. Durch dieses Ankopplungsprinzip gibt es nahezu keinen bauartbedingten Positionsfehler im Betrieb, weil die Wellen quasi-steif miteinander verbunden sind. Bei einer Messgeräteankopplung mit Rotorkupplung werden die Statorn fest miteinander verschraubt und die Elastizität zwischen den Rotoren eingebracht (Bild 1.6 mitte). Eine Auslegung dieser Rotorkupplung auf eine hohe Torsionssteifigkeit ist zwingend erforderlich, damit die Verdrehung der beiden Wellen zueinander im Betrieb vernachlässigt werden kann.

Positionsmessgeräte ohne Eigenlagerung werden modulare Messgeräte genannt (Bild 1.6 rechts). Zwischen Rotor und Stator des modularen Positionsmessgerätes besteht keinerlei mechanische Verkopplung. Die Ausrichtung des Teilkreises zum Abtastkopf muss sowohl in axialer als auch in radialer Richtung bei der Montage abgestimmt werden. Für den Einsatz in Servomotoren muss das Messgerät über ein großes Toleranzfeld im Abtastspalt verfügen, da sich der Motor aufgrund thermischer Veränderungen in axialer Richtung in Stator und Rotor unterschiedlich weit ausdehnt. Bei einer typischen Übertemperatur von $\Delta T = 100 \text{ K}$ und einer Motorlänge von $l = 300 \text{ mm}$ beträgt die

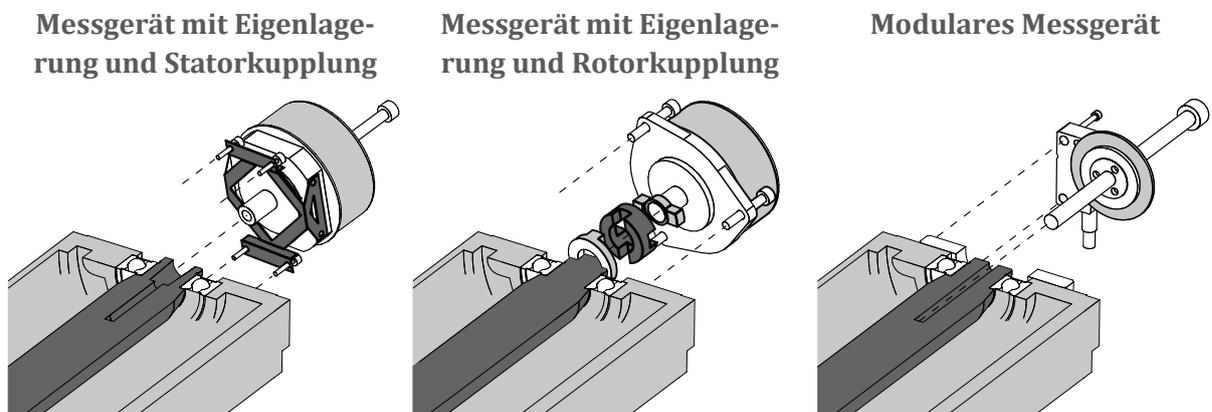


Bild 1.6 Prinzipien der Messgeräteankopplung in einem Servomotor

Ausdehnung des Rotors mit den dominierenden Eigenschaften von Stahl und seinem Längenausdehnungskoeffizienten $\alpha_{Th}^{Fe} = 11,8 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$

$$\Delta l_R = \alpha_{Th}^{Fe} l \Delta T = 11,8 \frac{10^{-6}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ mm} \cdot 100 \text{ K} = 0,354 \text{ mm} . \quad (1.3a)$$

Der Stator wird durch die Eigenschaften von Aluminium mit einem Längenausdehnungskoeffizienten von $\alpha_{Th}^{Al} = 23,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ dominiert.

$$\Delta l_S = \alpha_{Th}^{Al} l \Delta T = 23,1 \frac{10^{-6}}{\text{K}} \cdot 300 \text{ mm} \cdot 100 \text{ K} = 0,693 \text{ mm} \quad (1.3b)$$

Die Änderung des axialen Abstandes zwischen Teilkreis und Abtasteinheit ist demnach

$$\Delta l = |\Delta l_S - \Delta l_R| = 0,339 \text{ mm} . \quad (1.4)$$

Dieses vereinfachte Beispiel verdeutlicht die Notwendigkeit großer axialer Toleranzen für den Einsatz eines modularen Positionsmessgerätes in Servomotoren. Diese Problematik wird durch die bei den anderen Kupplungsprinzipien vorhandenen elastischen Kupplungen eliminiert.

Aus strukturdynamischer Sicht ist die Ankopplung des modularen Positionsmessgerätes jedoch vielversprechend, da sowohl die Statoren als auch die Rotoren fest miteinander verbunden sind. Im Messgerät selbst gibt es keine mechanische Verkopplung des Stators und des Rotors.

Im mechanischen Teil des Servomotors können sowohl rotor- als auch statorseitig Resonanzen auftreten. Über das Messgerät werden diese aufgrund des differentiellen Messprinzips in den Regelkreis zurückgeführt und können die maximal erreichbare Bandbreite limitieren. Die in Bild 1.7 gezeigte Messung des offenen Drehzahlregelkreises eines Servomotors wurde bei einer Schaltfrequenz des IGBT-Umrichters von $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ aufgenommen. Ein mechanisch steifer Antrieb könnte nach Bild 1.2 eine maximale Bandbreite des offenen Drehzahlregelkreises von $f_{COS} = 460 \text{ Hz}$ erreichen. Die Messungen an dem mechanisch elastischem Servomotor zeigen, dass die Bandbreite des vergleichsweise langsamen Stromreglers im Vergleich zu einem möglichen System mit $f_{PWM} = 200 \text{ kHz}$ bereits genügt, um verschiedene mechanische Resonanzen in dem Servomotor anzuregen. Da diese Resonanzamplituden nicht zu groß werden dürfen, kann die Bandbreite des Regelkreises nicht weiter erhöht werden. Als Grenze gilt die Amplitude der Resonanzunterdrückung $\|G_0\|_{RS}$, die in Abschnitt 4.1 genauer erläutert wird [5]. Der Regelkreis ist demnach durch die strukturmechanischen Resonanzen begrenzt. Eine Erhöhung der Dynamik des Stromreglers hat in diesem Fall keinen Mehrwert für den Positions- oder Drehzahlregelkreis, welche weiterhin strukturmechanisch limitiert sein werden.

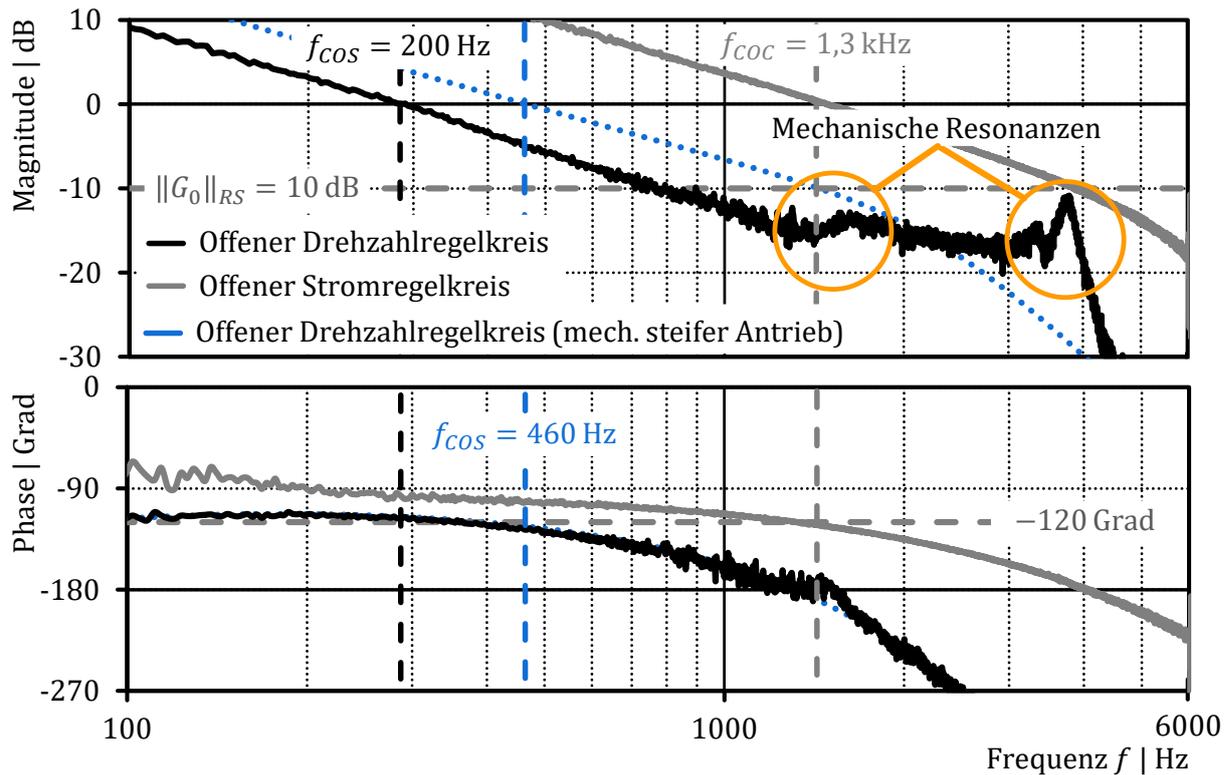


Bild 1.7 Strukturmechanisch limitierter Drehzahlregelkreis eines Servomotors ($f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$)

Mechanische Torsions- oder Biegeschwingungen in Servoantrieben sind bisher meist in vergleichsweise großen elektrischen Antrieben untersucht und modelliert worden. So untersucht [20] die strukturmechanischen Schwingungen von elektrischen Maschinen mit einer Leistung von einigen Megawatt. Sein Ziel ist es, Finite-Elemente-Modelle so anzupassen, dass das real auftretende Schwingungsverhalten der großen elektrischen Maschinen möglichst gut vorausgesagt werden kann. Besonderer Augenmerk wird bei einigen Untersuchungen auf die akustische Optimierung gelegt. [21] untersucht den Einfluss der PWM auf die Moden des Stators einer 250 kW Maschine, welche zu hörbaren Geräuschen führen. Ähnliche Untersuchungen werden an einer Maschine mit einem Luftspaltdurchmesser von über 3.5 m in [22] durchgeführt. Bei kleinen elektrischen Maschinen ist der Forschungsschwerpunkt bei mechanischen Untersuchungen nahezu ausschließlich darauf begrenzt, wie mechanische Schwingungen die Akustik eines Servomotors beeinflussen. Sowohl bei großen als auch bei den kleineren Maschinen hat das geblechte Statorpaket einen entscheidenden Einfluss auf die Schallabstrahlung und das vibroakustische Verhalten des Motors. Diese diskreten Blechpakete quasi-homogen zu beschreiben ist Inhalt der Forschungsarbeiten von [23, 24]. Allen Forschungsarbeiten gemeinsam ist, dass Komponenten des Motors untersucht werden, jedoch nicht der Einfluss auf den geregelten Antrieb selbst.

1.3 Ziel der Arbeit

Durch den Einsatz von Leistungshalbleitern mit großer Bandlückenenergie besteht die Möglichkeit die Dynamik des Stromregelkreises deutlich zu erhöhen. Dieser Mehrwert kann jedoch aufgrund von strukturmechanischen Schwingungen im Servomotor selbst nicht in den überlagerten Regelkreisen (Positions- und Drehzahlregelkreis) genutzt werden. Es besteht daher unter anderem Forschungsbedarf in folgenden Bereichen:

- Analyse und Charakterisierung der strukturmechanischen Schwingungen des Servomotors
- Anregungsmechanismen strukturmechanischer Schwingungen (Transferpfadanalyse)
- Einfluss mechanischer Schwingungen auf die Bandbreite zeitdiskreter Regelkreise
- Strukturmechanische Optimierungsansätze für Servomotoren zur Erreichung hoher Bandbreiten von Servoantrieben
- Einfluss der Lasteinwirkung von außen

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es in den genannten Bereichen einen Beitrag zur Forschung zu leisten. Basierend auf strukturmechanischen Messungen von Servomotoren in einem Leistungsbereich von $P = 0,75 \dots 6 \text{ kW}$ sollen allgemeingültige mathematische Modelle erarbeitet werden, anhand derer die Einflüsse von strukturmechanischen Schwingungen auf die Regelung von Servomotoren analysiert werden können. Dabei gilt es auch die drei Ankopplungsarten des Positionsmessgerätes

- Eigengelagert mit Rotorkupplung
- Eigengelagert mit Statorcupplung
- Modular

und deren Einfluss auf die Regelung zu untersuchen und zu bewerten. Die Regelung wird in allen Untersuchungen als zeitdiskretes System betrachtet, sodass die Ergebnisse direkt mit Messungen an Prüfständen verglichen werden können. Anhand der Analysen des Regelkreises sollen strukturmechanische Optimierungsansätze für Servomotoren ausgearbeitet und bewertet werden.

Die Arbeit beschränkt sich im Themengebiet der hochdynamischen Servoantriebe ausschließlich auf die strukturmechanische Betrachtung des Servomotors. Die Einflüsse auf die angekoppelte Mechanik werden nicht betrachtet.

1.4 Struktur der Arbeit

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit den Ursachen und Einflüssen mechanischer Schwingungen im Servomotor unter regelungstechnischen Gesichtspunkten. Das folgende Kapitel 2 beschreibt die messtechnische Analyse der Mechanik von Servomotoren. Für eine verbesserte Allgemeingültigkeit der Messergebnisse sind mehr als zehn verschiedenen Motoren vermessen worden, die sich in der Baugröße und aufgrund verschiedener Hersteller in der Bauart unterscheiden. Kurz zusammengefasst werden die

verwendeten Messmethoden vorgestellt und deren Vor- und Nachteile bezüglich Anregung und Auswertung aufgezeigt. Im Motor selbst werden die mechanischen Resonanzen im Rotor und Stator getrennt untersucht. Die Schwingungen aufgrund des angekoppelten Positionsmessgerätes werden separat behandelt. Ein Vergleich der drei möglichen Arten von Positionsmessgeräten, wie sie in Abschnitt 1.3 genannt werden, rundet das Kapitel ab.

Kapitel 3 führt auf Basis der umfangreichen Messergebnisse ein allgemeingültiges strukturmechanisches Modell mit konzentrierten Massen des Servomotors ein. Dabei werden sowohl Torsionsmoden als auch Moden mit vorwiegend translatorischer Bewegungsrichtung – im Folgenden als translatorische Moden bezeichnet – berücksichtigt. Die zugehörigen Schwingrichtungen zeigt schematisch Bild 1.8. Eine Erweiterung des Modells um den zeitdiskreten kaskadierten Regler – bestehend aus Positions-, Drehzahl- und Stromregler – ermöglicht die systematische Analyse der Einflüsse mechanischer Schwingungen auf die regelungstechnischen Eigenschaften von Servoantrieben. Am Teststand ermittelte Übertragungsfunktionen des Servomotors validieren das Modell unabhängig von den Messungen des vorangegangenen Kapitels.

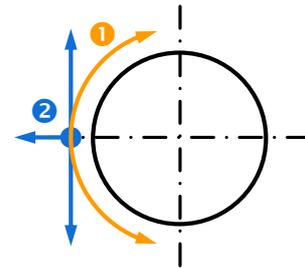


Bild 1.8 Schwingungsrichtungen
① Rotatorisch ② Translatorisch

Ausgehend von dem erarbeiteten Modell wird in Kapitel 4 systematisch der Einfluss einiger dominanter mechanischer Schwingungen des Servomotors auf die Bandbreite des Drehzahlregelkreises untersucht und an Prüfständen verifiziert. Unter anderem widmet sich das Kapitel 4 Untersuchungen und Vergleichen verschiedener Rotorkupplungen und dem Einfluss des Messortes. Aus den Erkenntnissen der Untersuchungen und Simulationen können Anforderungen an einen hochdynamischen Antrieb abgeleitet werden. Einige messtechnische Untersuchungen am Ende des Kapitels bilden einen Ausblick und eine Verifikation der vorangegangenen Überlegungen.

Da sich die bisherigen Untersuchungen auf den lastfreien Motor bezogen haben, folgt als letztes Kapitel die Untersuchung des Servomotors unter Last. Hierbei ist mit Blick auf das modulare Positionsmessgerät ein Prüfstand entwickelt worden, der neben rotatorischen Lasten auch radiale und axiale Lasten, beziehungsweise Schwingungsanregungen, erfährt. Dies wird durch ein Getriebe zwischen dem Antriebsmotor und dem Lastmotor erreicht, wobei die Zahnräder zur maximalen Anregung direkt auf dem Wellenende der Servomotoren befestigt sind. Der Prüfstandsaufbau stellt aus mechanischer Sicht einen recht ungünstigen Betriebsfall für einen Servomotor dar.

Die Arbeit beinhaltet somit strukturmechanische Analysen am lastfreien und am nicht lastfreien Servomotor. Der Vergleich zwischen den Ankopplungsprinzipien des Positionsmessgerätes stellt den Kern der Arbeit dar.

2 Strukturmechanische Vermessung von Servomotoren

Basis für die Analyse und Optimierung von Servomotoren für hochdynamische Antriebe ist die strukturmechanische Vermessung unterschiedlicher Servomotoren. Für strukturmechanische Analysen gibt es verschiedene Anregungsmöglichkeiten und unterschiedliche Sensoren zur Aufnahme der Schwingungsantworten. Das folgende Kapitel stellt einige Anregungsmechanismen vor und vergleicht deren Ergebnisse mit Bezug auf die Messaufnehmer. Mithilfe geeigneter Messverfahren und Prüfstände werden die dominanten strukturmechanischen Schwingungen repräsentativer Servomotoren ermittelt und ausgewertet. Es werden Servomotoren vermessen, die sich in Bauart, Baulänge und Baugröße unterscheiden. Sie decken einen Leistungsbereich von $P = 0,75 \dots 6 \text{ kW}$ ab. Hierdurch soll eine Allgemeingültigkeit bezüglich der Aussagen für spätere strukturmechanische Modelle sichergestellt werden. Bezüglich der Baugröße sind die Messungen auf die zwei Zentrierflanschdurchmesser 80 mm und 130 mm beschränkt, wobei die Motorenlänge variiert. Meist wurde der längste und der kürzeste Servomotor eines Herstellers in der entsprechenden Baugröße untersucht. Einige Servomotoren sind mit einer Polzahnwicklung realisiert, wohingegen andere Servomotoren eine verteilte Wicklung aufweisen. Eingesetzt werden die Motoren typischerweise, wenn dynamische und präzise Bewegungen realisiert werden müssen, wie es beispielsweise bei Werkzeug-, Druck- oder Textilmaschinen der Fall ist. Einige der untersuchten Servomotoren zeigt Bild 2.1.



Bild 2.1 Auszug der untersuchten Servomotoren

2.1 Messmethoden zur Ermittlung strukturmechanischer Schwingungen

Eine Messmethode wird im Allgemeinen durch drei Faktoren definiert:

- Anregung
- Messsensor
- Auswerteverfahren

Die für die strukturmechanische Analyse von Servomotoren im Rahmen der Forschungstätigkeit als sinnvoll erwiesenen Möglichkeiten sollen im Folgenden beschrieben werden. Bei der Auswahl ist vor allem auf die Möglichkeit der Automatisierbarkeit und Reproduzierbarkeit der Messung Wert gelegt worden.

2.1.1 Anregung

Für eine zeiteffiziente Messung eignen sich breitbandige Anregungssignale, wie der im folgenden beschriebene Impuls und der Gleitsinus. Eine impulsförmige Anregung ist vor allem in der experimentellen Modalanalyse mittels Hammeranregung bekannt, kann aber auch im Servomotor über das Motordrehmoment realisiert werden. Das Gleitsinussignal kann über einen Shaker oder das Motordrehmoment in den Motor eingeleitet werden.

Da die Anregungs- und Messsignale stets von einem nicht weiter bekannten Rauschen überlagert sind, kann das Übertragungsverhalten der zu untersuchenden Struktur aus den gemessenen Signalen nur geschätzt werden. Zur Reduzierung der Schätzfehler sind verschiedene Ansätze möglich. Zum einen sollten die Anregungssignale periodisch oder definiert wiederholbar sein. Beides trifft auf die gewählten Signale zu. Zufallsanregungen haben den Nachteil, dass verlustbehaftete Schätzfehler nie entfallen [25, S. 59,68]. Zusätzlich kann das Rauschlevel durch die Mittelung von Signalen verringert werden.

Um die Qualität des geschätzten Systemverhaltens im Frequenzbereich beurteilen zu können – vor allem bezüglich der Linearität – kann die Kohärenz zwischen dem Anregungssignal und der Antwort der untersuchten Struktur betrachtet werden. Zeigt ein System in einem Frequenzbereich eine geringe Kohärenz, so kann dies auf folgende Ursachen hindeuten [25, S. 53, 26, S. 102]:

- Stark verrauschte Signale
- Signale im Überlastbereich
- Verlustfehler in der diskreten Fouriertransformation
- Nichtlineare Verzerrung (bei Zufallsanregung)
- Fremdanregung des Systems

2.1.1.1 Impuls

Eine konstante Anregung über dem gesamten Frequenzbereich liefert der Dirac-Impuls δ_0 , welcher durch eine unendliche Amplitude und eine infinitesimal schmale Breite definiert ist. Das Integral des Dirac-Impulses über der Zeit ist immer eins. Dieser ideale Puls ist am Prüfstand nur bedingt realisierbar. Zum einen ist die Amplitude A der Anregung limitiert und zum anderen ist die Impulsdauer T_{Impuls} nicht beliebig klein. Bei einem Hammerimpuls wird die Breite des Impulses maßgeblich durch die Materialkombination der Hammerspitze und des Prüfobjekts definiert [20]. Vereinfacht kann der realisierbare Impuls γ_0 mit der Impulshöhe A_{Impuls} beschrieben werden als

$$\gamma_0(t) = \begin{cases} A_{Impuls} & 0 \leq t < T_{Impuls} \\ 0 & T_{Impuls} \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.1)$$

Bei einer Anregung mittels digital erzeugter Signale kann die Impulsdauer maximal auf eine Abtastzeit T_s des digitalen Systems reduziert werden. Die Frequenzauflösung Δf der diskreten Fourier-Transformation kann durch die Länge der Messzeit T beeinflusst werden.

$$\Delta f = \frac{f_s}{T/T_s} = \frac{1}{T} \quad (2.2)$$

Der Impuls regt im Gegensatz zum Dirac-Impuls nicht alle Frequenzen gleichermaßen an. Die durch den Impuls eingebrachte Leistung nimmt bei hohen Frequenzen ab. Je kürzer die Impulsdauer, desto größer das angeregte Frequenzspektrum. In Abhängigkeit des Anregungsspektrums muss entschieden werden, bis zu welcher Bandbreite die Amplitude der Strukturantwort für eine zuverlässige Auswertung groß genug ist. Diese Frage ist nicht eindeutig zu beantworten. So gibt [25, S. 160] für die maximal auszuwertende Frequenz f_{max} folgende Empfehlung an:

$$f_{max} = \frac{1}{2,5 T_{Impuls}} \quad (2.3)$$

Darüber hinaus wird in der Literatur die Grenze bei 3 dB oder auch im Bereich von 10 ... 20 dB Abfall des Anregungsspektrums angegeben [27, S. 136]. Es empfiehlt sich die Grenze mit Blick auf das Anregungsspektrum und die Kohärenz je nach Struktur sinnvoll abzuwägen.

Für die Analyse von Servomotoren hat sich eine Grenze im Bereich von 8 ... 10 dB bei Hammeranregung als praktikabel erwiesen. Die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit haben gezeigt, dass bei einer Anregung des Servomotors mittels Strom- beziehungsweise Motordrehmoment auch Torsionsschwingungen angeregt werden können, die eine Grenze von 15 ... 20 dB erlauben. Dies ist zulässig, da die Struktur in Rotationsrichtung auch bei geringer Anregungsleistung deutlich antwortet. Das Anregungsspektrum bei einer Stromimpulsanregung des Servomotors zeigt Bild 2.2. Mit der begrenzten Dynamik des Stromregelkreises hat sich bei einer PWM-Frequenz von $f_{PWM} = 16$ kHz eine zuverlässige Auswertung bis $f_{max} \approx 3,5$ kHz als möglich erwiesen. Die Verwendung von

GaN-basierten Umrichtern hat den Vorteil, deutlich höhere Frequenzen anzuregen. Jedoch hat sich gezeigt, dass die für den Regelkreis relevanten Schwingungen schon mit Umrichtern einer typischen Frequenz von $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ angeregt werden.

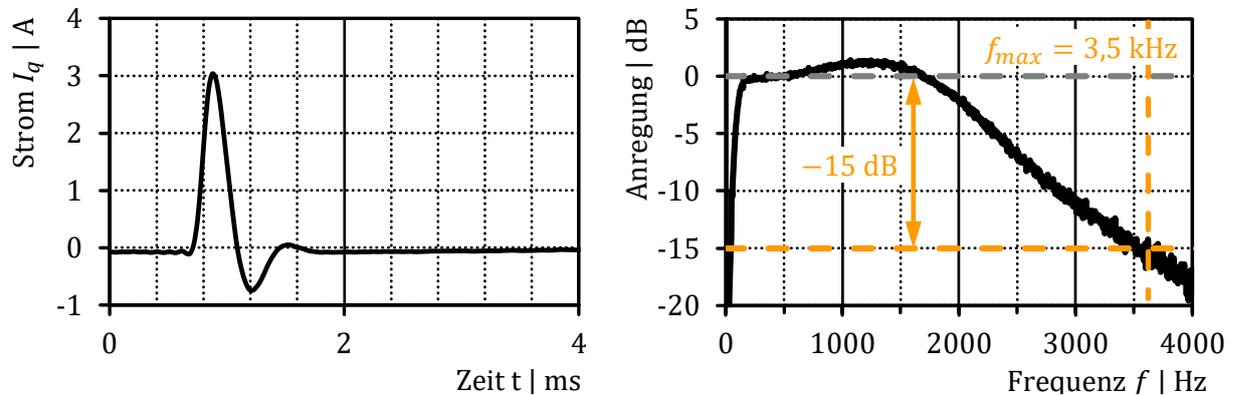


Bild 2.2 Stromimpuls zur Anregung mechanischer Schwingungen im Servomotor bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 16 \text{ kHz}$ **links:** Zeitlicher Verlauf des Impulses **rechts:** Frequenzspektrum des Impulses

2.1.1.2 Gleitsinus

Ein weiteres breitbandiges und definiert wiederholbares Anregungssignal ist der Gleitsinus. Das Sinussignal zeichnet sich durch eine kontinuierliche Erhöhung seiner Frequenz aus, die je nach Implementierung linear oder logarithmisch sein kann. Das lineare Gleitsinussignal berechnet sich zu

$$x(t) = A \sin[2\pi \int f(t) dt] = A \sin \left[2\pi \left(f_1 + \frac{f_2}{2T} t \right) t \right] \quad \text{mit } 0 \leq t \leq T, \quad (2.4)$$

wobei f_1 die Startfrequenz und f_2 die Endfrequenz beschreibt. Die Eigenschaften lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Frequenzauflösung bei zeitdiskreter Messdatenaufnahme $\Delta f = 1/T$
- Ein Großteil der Frequenz ist im definiertem Frequenzbereich $[f_1, f_2]$ unter der Bedingung $f_2 = n f_1$ mit $n \in \mathbb{N}$ gleichverteilt

Aufgrund dieser Eigenschaft eignet es sich zur experimentellen Bestimmung von Übertragungsfunktionen [25, 28]. Für die Analyse der Servomotoren kommt dieses Signal vor allem dann zum Einsatz, wenn der Einfluss der mechanischen Schwingungen auf den Regelkreis oder das Messergebnis des im Servomotor integrierten Positionsmessgerätes beurteilt werden soll. Für Messungen mit Schwingungssensoren, wie zum Beispiel 3D-Laser Scanning Vibrometer oder Beschleunigungssensoren, ist es eher ungeeignet, weil die Periodenzeit des Signals oftmals im Bereich von $T > 5 \text{ s}$ liegt und somit die Messdauer bei aufwendigen Messungen unverhältnismäßig lang wird (200 Messpunkte mit je 10 Mittelungen ergeben eine Messzeit von mindestens 2,5 Stunden).

2.1.2 Aufnahme der Schwingungsantwort

Eine mechanische Struktur antwortet auf eine Anregung mit einer Schwingung, die von den charakteristischen Systemeigenschaften geprägt ist. Diese strukturmechanischen Schwingungen können mit Sensoren erfasst werden, die eine Positionsverschiebung oder deren Ableitungen messen. Sind die Verschiebungen gering oder in höheren Frequenzbereichen, wie es bei Servomotoren der Fall ist, sind die Schwingungsamplituden im Geschwindigkeits- beziehungsweise Beschleunigungssignal größer.

$$\underbrace{A \sin(\omega t)}_{\text{Verschiebung}} = \int \underbrace{A\omega \cos(\omega t)}_{\text{Geschwindigkeit}} dt = \iint \underbrace{-A\omega^2 \sin(\omega t)}_{\text{Beschleunigung}} dt \quad \text{mit } \omega > 1 \quad (2.5)$$

Im Bereich der experimentellen Modalanalyse und Schwingungsmesstechnik kommen vor allem Beschleunigungssensoren und Laser Scanning Vibrometer, die die Schwinggeschwindigkeit detektieren, zum Einsatz. Da im Servomotor selbst ein Positionsmessgerät verbaut ist, kann auch dieses zur Ermittlung von strukturmechanischen Schwingungen verwendet werden. Das im Servomotor eingebaute Positionsmessgerät hilft vor allem bei der Beurteilung, wie stark die strukturmechanischen Schwingungen in den Regelkreis rückwirken.

Bei der Verwendung von Beschleunigungssensoren oder Laser Scanning Vibrometern ist darauf zu achten, dass dreidimensionale Schwingungen im Raum aufgenommen werden können. Die Servomotoren zeigen ausgeprägte Atmungsmoden, aber auch Torsionsmoden des Stators. Bei den Messungen ist aufgefallen, dass sich die Atmungsmode vor allem über der Diagonalen des Motorquerschnittes ausbildet. Diese beiden Moden lassen sich nicht eindeutig unterscheiden, wenn eindimensionale Sensoren ausschließlich Schwingungen senkrecht zur Oberfläche (Out-of-plane) messen. Bild 2.3 zeigt die Moden in der Schnittansicht des Servomotors mit den entsprechenden Out-of-plane Verschiebungsvektoren, deren Amplituden für beide Moden identisch gewählt wurden. Wie Bild 2.4 links veranschaulicht, wird eine Torsionsschwingung bei einer 1D-Out-of-plane Messung als Verdrehung des Motorgehäuses um die Längsachse dargestellt. Dieses Schwingungsbild ist identisch zu der beschriebenen Atmungsmode. Tatsächlich sind beide Moden jedoch eine Überlagerung aus Schwingungen senkrecht (Out-of-plane) und längs (In-plane) zur Oberfläche. Dafür ist eine dreidimensionale Messung zwingend notwendig und nur so können beide Moden fehlerfrei und eindeutig voneinander unterschieden werden. In Bild 2.4 ist neben dem eindimensionalen Schwingungsbild auch das Schwingungsbild der dreidimensionalen Messung derselben Torsionsmode dargestellt. Bei der Auswertung der Messergebnisse auf Grundlage der Schwingungsbilder kann bei der eindimensionalen Messung nicht eindeutig

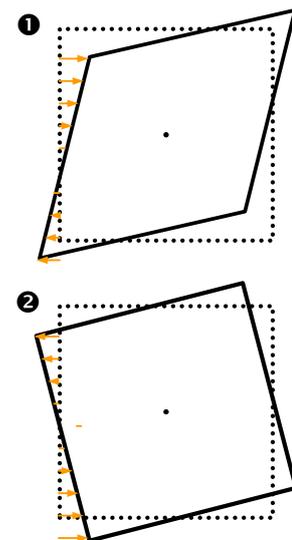


Bild 2.3 Ansicht der Atmungsmode ❶ und Torsionsmode ❷ im Querschnitt des Servomotors mit eingezeichneten Out-of-plane Verschiebungsvektoren

unterschieden werden, ob es sich um eine Atmungs- oder Torsionsmode handelt. Durch die dreidimensionale Messung wird die In-plane Schwingung mit dargestellt und ermöglicht die korrekte Zuordnung der Schwingungsmode.

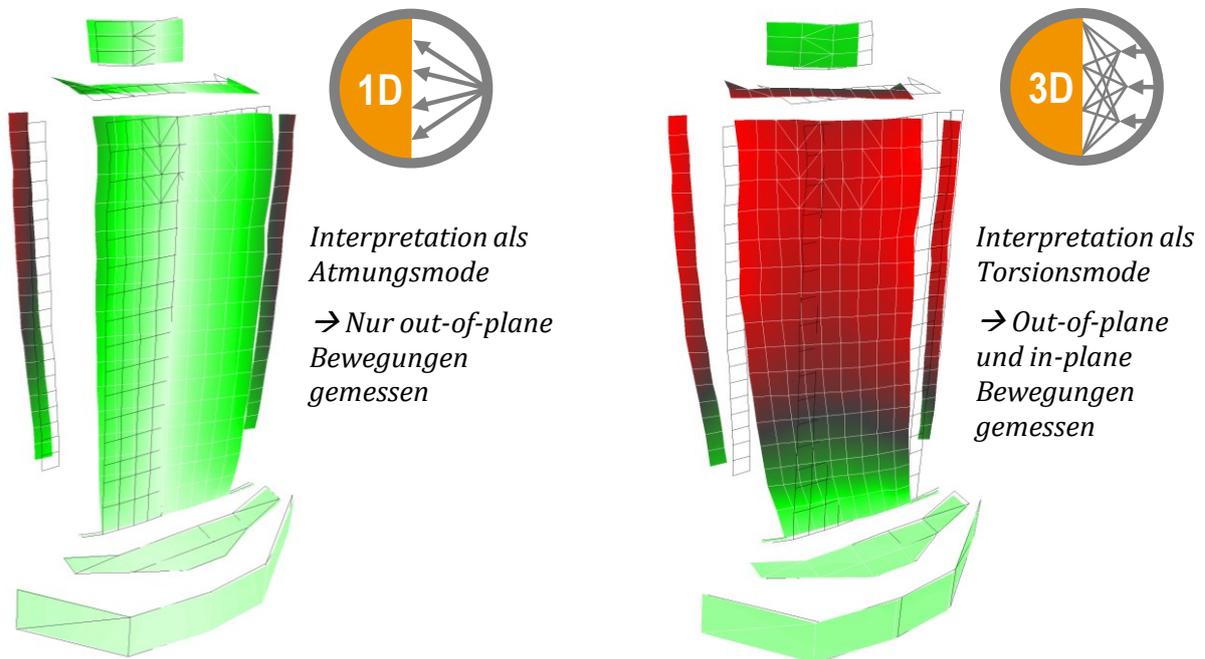


Bild 2.4 Schwingungsbild einer Torsionsmode eines Servomotors bei einer 1D-Messung (links) und einer 3D-Messung (rechts). Aufgrund der dargestellten Schwingungsform kommt es zu einer Fehlinterpretation der Mode.

2.1.2.1 Beschleunigungssensoren

Beschleunigungssensoren gehören zu den Inertialsensoren, die die Kraft F auf eine seismische Masse m durch eine Beschleunigung a messen. Die seismische Masse ist über eine Feder mit der Federkonstante c_x am Sensorgehäuse verbunden und wird bei einer dynamischen Beschleunigung um den Weg x verschoben [29, 30].

$$F = m a = c_x x \quad (2.6)$$

Um die Bewegung der seismischen Masse zu ermitteln, gibt es eine Vielzahl von physikalischen Messprinzipien, die verwendet werden können:

- kapazitiv
- induktiv
- piezoresistiv
- piezoelektrisch
- thermisch
- optisch

Im Bereich der Beschleunigungssensoren für die experimentelle Schwingungsmessung wird vor allem das kapazitive und das piezoelektrische Messprinzip verwendet [31]. Die piezoelektrischen Beschleunigungssensoren nutzen den piezoelektrischen Effekt von Quarzkristallen oder keramischen Werkstoffen. Im Sensor ist das schwingungsfähige System durch die seismische Masse und die Steifigkeit des piezoelektrischen Materials realisiert. Wird die Referenzmasse beschleunigt, resultiert daraus einer Krafteinwirkung auf das piezoelektrische Material, sodass sich das elektrische Ausgangssignal verändert. Aufgrund des physikalischen Prinzips messen diese Sensoren nur dynamische Beschleunigungen. Das Übertragungsverhalten ist in Bild 2.5 dargestellt, wobei f_0^{Acc} die Resonanzfrequenz des Beschleunigungssensors ist. Das nutzbare Frequenzband des Sensors wird durch die maximal erlaubte Amplitudenverfälschung definiert.

Beschleunigungssensoren nach dem kapazitiven Prinzip werden meist in der MEMS (mikro-elektro-mechanisches System) Technologie hergestellt [29]. Bei dieser am häufigsten verbreiteten Technologie wird die Verschiebung der seismischen Masse mithilfe der Änderung der Kapazität bestimmt. Dabei ist die elastisch gelagerte Masse als Elektrode von einem oder mehreren Kondensatoren im Sensor verbaut. Durch eine Änderung der Beschleunigung auf die seismische Masse ändert sich der Abstand zwischen den Kondensatorplatten, was zu einer linearen Änderung der Kapazität führt. Das Messprinzip eignet sich für die Messung sehr niederfrequenter Schwingungen bis $f = 0$ Hz.

Im Bereich der experimentellen Schwingungsanalyse von Servomotoren sind vor allem piezoelektrische Beschleunigungssensoren sinnvoll, da diese auch Frequenzen im Bereich von einigen Kilohertz zuverlässig messen können. Für eine dreidimensionale Beschleunigungsmessung sind die piezoelektrischen Materialien in unterschiedlichen Raumrichtungen angeordnet, sodass dreidimensionale Schwingungen erfasst werden.

Die Beschleunigungssensoren müssen direkt auf der Oberfläche befestigt werden. Meist wird dazu Wachs verwendet, damit die Sensoren einfach an andere Messstellen platziert werden können. Die Qualität des Messergebnisses hängt davon ab, wie gut die Sensoren

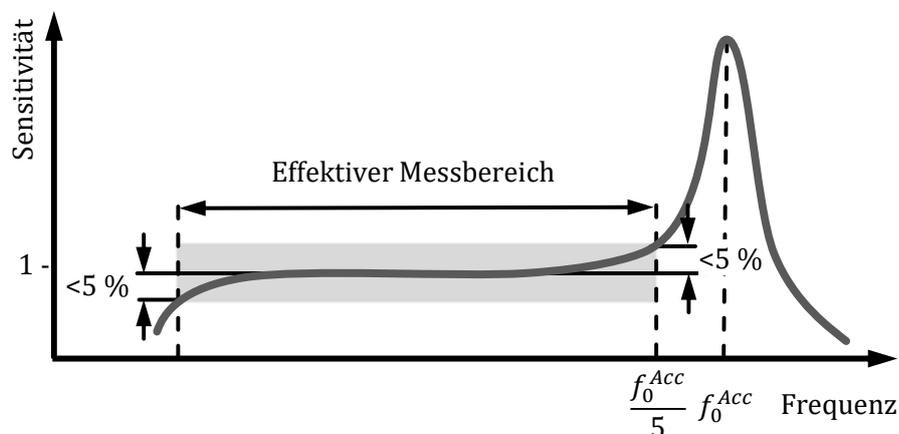


Bild 2.5 Prinzipieller Verlauf der Sensitivität eines piezoelektrischen Beschleunigungssensors

an der Oberfläche befestigt worden sind. Das Wachs an sich stellt eine elastische Ankopplung des Sensors an das Prüfobjekt dar und bildet mit der Sensormasse ein resonantes System. Es muss sichergestellt werden, dass dieses zusätzliche System das Messergebnis nicht signifikant ändert. Zudem wird durch die Sensoren die Masse des Prüfobjektes beeinflusst, weshalb Beschleunigungssensoren sich nicht für kleine beziehungsweise leichte Prüfobjekte eignen.

Aufgrund der aufwendigen Messvorbereitung und in der Regel aus Kostengründen begrenzten Anzahl an Sensoren dauert die Vermessung von Servomotoren verhältnismäßig lange, wobei die Messpunktauflösung relativ gering ist. Die Messung mit Beschleunigungssensoren ist vor allem dann sinnvoll und effizient, wenn das Messobjekt größere Starrkörperbewegungen macht. Das kann beispielsweise bei einer Modalanalyse von Komponenten der Fall sein, die an Gummibändern für eine freie Lagerung befestigt sind, wie es Bild 2.6 zeigt. Der Rotor wurde dabei mit einem einzelnen triaxialen Miniaturbeschleunigungssensor vermessen, um das Ergebnis nicht durch die Sensormasse zu verfälschen. Bei der Messung wurde der Sensor nacheinander an den Messpositionen befestigt, während der Rotor immer am gleichen Ort angeregt wurde (Prinzip des wandernden Messpunktes). Bei der Anregung mithilfe eines Impulshammers ergibt sich zwangsläufig eine Starrkörperbewegung. Bei optische Messprinzipien führt das zu erheblichen Problemen und Messfehlern, weshalb hierbei die Vorteile der Beschleunigungssensoren überwiegen.



Bild 2.6 Modalanalyse an einem Rotor

2.1.2.2 3D-Laser Scanning Vibrometrie

Um strukturmechanische Schwingungen berührungsfrei zu vermessen eignen sich Laser-Doppler-Vibrometer (Bild 2.7). Das Messprinzip beruht auf dem Doppler-Effekt. Bei der Laser Vibrometrie wird ein monochromer Laserstrahl an dem schwingenden Messobjekt diffus reflektiert, wodurch sich dessen Frequenz und Phasenlage relativ zum ursprünglichen Strahl verändert. Für eine eindeutige Schwingrichtungserkennung wird die Frequenz des Referenzstrahls mittels Bragg-Zelle um typischerweise 40 MHz angehoben, bevor der Messstrahl und der Referenzstrahl in einem optischen Strahlteiler überlagert werden. Der resultierende frequenzverschobene Laserstrahl wird im Scankopf mittels Fotodiode detektiert und in die Schwinggeschwindigkeit der streuenden Oberfläche umgerechnet [32, 33]. Die Messung der Schwinggeschwindigkeit erfolgt ausschließlich in Laserstrahlrichtung. Durch zwei verstellbare Spiegel kann der Laserstrahl in zwei orthogonalen Achsen umgelenkt werden und so die Messpunkte des Messobjektes abgescannt werden. Durch die Verwendung von drei Laserscanköpfen, die aus

unterschiedlichen Raumrichtungen zur gleichen Zeit den gleichen Messpunkt fokussieren, kann eine räumliche Schwinginformation gewonnen werden. Ein 3D-Laser Scanning Vibrometer ist exemplarisch in Bild 2.7 gezeigt. Im Vergleich zu Beschleunigungssensoren ergeben sich folgende Vorteile:

- Geringerer Zeitbedarf für Vorbereitung, Ausführung und Auswertung der Messungen
- Höhere Bandbreite (0 Hz bis 100 kHz) im Vergleich zu Beschleunigungssensoren (typischerweise 0 Hz bis 10 kHz) bei ausreichender Beschleunigungsaufösung
- Großer anpassbarer Messbereich
- Rückwirkungsfreie Messmethode über diffuse Reflexion (Keine Verfälschung der Messergebnisse, da keine Sensoren oder andere Hilfsmittel auf dem Messobjekt angebracht werden müssen)
- Vermessung kleinster Bauteile und Strukturen mit hoher Messpunktdichte möglich
- Messung auf rotierenden und bewegten Teilen
- Automatische Erzeugung eines 3D-Modells des Messobjekts für die Animation durch Geometriescan möglich

Nachteile gibt es in der Hinsicht, dass verdeckte Flächen wie Hinterschneidungen nicht direkt vermessen werden können. Durch Umsetzen der Scanköpfe oder Verwendung von Spiegeln ist es jedoch meist möglich auch diese Flächen zu vermessen. Teilweise müssen mehrere Messungen anschließend zusammengeführt werden, um ein gesamtseitliches Ergebnis zu bekommen. Ein Laser-Doppler-Vibrometer misst aufgrund des physikalischen Prinzips grundsätzlich relative Schwinggeschwindigkeiten zwischen dem Messobjekt und dem Scankopf. Es ist daher zwingend erforderlich, dass die Scanköpfe und die Aufnahme derselben möglichst nicht zum Schwingen angeregt werden. Aus diesem Grund werden die Scanköpfe vom Messobjekt entkoppelt aufgebaut oder beide Bezugspunkt auf dasselbe Inertialsystem gelegt.



Bild 2.7 3D-Laser Scanning Vibrometer (© Polytec GmbH, 2020)

2.1.2.3 Im Servomotor integriertes Positionsmessgerät

Da in einem Servomotor ein Positionsmessgerät integriert ist, kann auch dieses verwendet werden, um strukturmechanische Schwingungen zu detektieren. Voraussetzung dafür ist die Verwendung eines relativ hochauflösenden Messgerätes mit geringer Rauschamplitude, sodass die Verschiebungen vermessen werden können. Wie es sich in den nachfolgenden Abschnitten zeigen wird, liegen die geringen Verformungen der Statortorsion des Motors bei Impulsanregung im Bereich von $\varphi \approx 0,1''$. Bei einer Gleitsinusanregung wird deutlich mehr Energie über dem gesamten Frequenzbereich in das System eingebracht, wodurch die Verformungen größer werden, sodass die Statorverformungen im Bereich von einigen $10''$ liegen. Daher ist es möglich bei einer Gleitsinusanregung und einer Positionsauflösung des Messgerätes von $q_\varphi < 0,2''$ gute Ergebnisse zu erzielen (siehe Bild 1.7). Dies ist zum Beispiel erreichbar bei einer Anzahl der Signalperioden pro Umdrehung von $z_{SP} = 2048$ und einer Unterteilung der sinusförmigen Messsignale von 12 bit (siehe Gleichung (2.10)).

Vorteil dieses Messaufbaus ist es, dass sich damit der Einfluss von strukturmechanischen Resonanzen auf den Regelkreis bewerten und vergleichen lässt. Vor allem das Zusammenspiel von stator- und rotorseitigen Resonanzen auf das Messergebnis werden ersichtlich. Die Zuordnung einzelner Resonanzfrequenzen zu bestimmten Schwingungsmoden kann mit diesem Messaufbau nicht eindeutig erfolgen. Prinzipiell sollte aufgrund von vorausgegangenen strukturmechanischen Messungen bekannt sein, welcher Mode eine bestimmte Resonanzfrequenz zugeordnet wird. Mit diesem Wissen kann eine gezielte Auswertung des Einflusses auf den Regelkreis erfolgen.

2.1.3 Auswertung im Frequenzbereich

In den meisten Fällen ist eine Auswertung der Messergebnisse im Frequenzbereich zielführend. Hierzu eignet sich die Darstellung im Bode-Diagramm. Wird ein lineares zeitinvariantes System S mit einem Impuls $\gamma_0(t)$ angeregt, so antwortet dieses System mit der sogenannten Impulsantwort $h_0(t)$. Die Übertragungsfunktion einer Struktur $V(j\omega)$ zwischen dem Eingang und dem Ausgang ist die Fourier-Transformation der Impulsantwort $H_0(j\omega)$. Die Impulsantwort beschreibt direkt das Systemverhalten.

$$y(t) = S\{\gamma_0(t)\} = h_0(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ} H_0(j\omega) = V(j\omega) \quad (2.7)$$

Am Prüfstand ist praktisch kein idealer Impuls realisierbar, weshalb die gemessene Impulsantwort nicht identisch mit dem Systemverhalten ist. Darüber hinaus sind die gemessenen Signale überlagert von Rauschen. Um das Systemverhalten zuverlässig zu ermitteln, ist daher stets die Übertragungsfunktion zu berechnen. Auch bei dem oft verwendeten Gleitsinussignal ist die Berechnung der Übertragungsfunktion zwingend notwendig. Für eine weitere Reduzierung des Rauschanteils können mehrere Messergebnisse gemittelt werden.

Aus dem Bode-Diagramm können sowohl die Resonanzfrequenzen als auch die dazugehörigen Dämpfungsgrade bestimmt werden. Eine Resonanz wird durch eine Amplitudenüberhöhung und/ oder eine große Phasenänderung erkannt. Die Dämpfung kann mithilfe der Halbwertsbreite der Resonanzfrequenz näherungsweise bestimmt werden. Die Zusammenhänge zur Berechnung und Messung der Dämpfung sind im Anhang A.1 dargelegt.

2.2 Stator-Schwingungen des Motors

Für die strukturmechanische Schwingungsmessung des Stators des Servomotors eignet sich die Messung mit dem 3D-Laser Scanning Vibrometer aufgrund der kurzen Messzeit und der Messpunktauflösung am besten. Die Motoren werden über einen Stromimpuls beziehungsweise Drehmoment-Impuls angeregt. Aufgrund des Reaktionsdrehmomentes im Luftspalt wird neben dem Rotor auch der Stator angeregt.

2.2.1 Prüfstand

Der Prüfstand zur Vermessung der Servomotoren ist in Bild 2.8 gezeigt. Der Servomotor ist senkrecht über einen Montageadapter auf einer Stahlguss-Nutenplatte befestigt. Durch die senkrechte Anordnung ist es möglich, eine torsions- und biegesteife Aufnahme für den Motor zu realisieren. Das Massenverhältnis von Prüfobjekt zu Teststand liegt bei $\chi_m \geq 1/15$. Somit ist sichergestellt, dass bei der Vermessung der Servomotoren die Anregung des Teststandes vernachlässigt werden kann und die Schwingformen ausschließlich durch die Mechanik des Prüfobjektes bedingt sind. Der vernachlässigbare Fehlereinfluss durch den Teststand wird bei den Messungen durch mindestens drei zusätzliche Messpunkte auf dem Prüfstand stets überprüft. Das 3D-Laser Scanning Vibrometer ist von der Stahlplatte entkoppelt aufgebaut. Die Scanköpfe sind in einem eigens hierfür vorgesehenem Gestell zueinander ausgerichtet, um Kriechbewegungen zwischen den Scanköpfen zu unterdrücken. Das globale Koordinatensystem ist so angeordnet, dass die z-Achse koaxial zur Motorachse verläuft.



Bild 2.8 Prinzipieller Messaufbau mit 3D-Laser Scanning Vibrometer

2.2.2 Messergebnisse

Die Auswertesoftware des 3D-Laser Scanning Vibrometers liefert die Frequenzantwort der Messpunkte. In Bild 2.9 ist das gemittelte Amplitudenspektrum aller Messpunkte in den 3 Raumrichtungen des globalen Koordinatensystems dargestellt (Bild 2.8). Die Vielzahl an Resonanzen im analysierten Frequenzbereich ist auffallend und teilweise dadurch bedingt, dass gewisse Moden, wie beispielweise die Biegemoden, zwar die gleiche Schwingform haben aber senkrecht zueinander auftreten. Oftmals gibt es dabei auch kleine Frequenzunterschiede.

Im Allgemeinen kann für die Servomotoren festgehalten werden, dass drei grundlegende Schwingformen auftreten, die in Bild 2.10 gezeigt sind:

- Biegung
- Torsion
- Atmung

Die im Betrieb dominanteste Mode ist die Torsionsmode, welche wiederum direkt das Messergebnis des rotatorischen Positionsmessgerätes beeinflusst. Das Positionsmessgerät ist in der Regel am lastfreien Ende mit dem Motorstator verbunden und misst daher direkt die Verformung des Stators aufgrund des differentiellen Messprinzips. Die Ergebnisse der zwölf vermessenen Servomotoren haben gezeigt, dass die Torsionsfrequenzen

der Motoren im Bereich von $f_{0,S}^{Mo} = 1,4 \dots 2,7$ kHz liegen. Der Dämpfungsgrad der vermessenen freien Schwingung der Torsionsmode ohne angekoppelte motorseitige Stecker liegt bei $D_{M,S}^{Mo} \approx 0,01$.

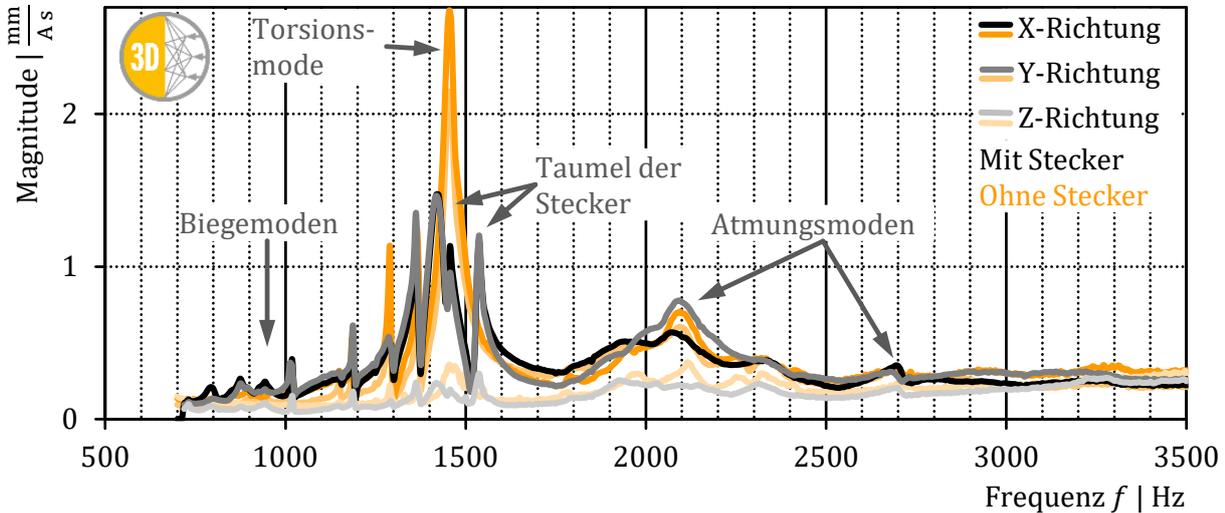


Bild 2.9 Gemitteltetes Spektrum aller Messpunkte auf einem Servomotor Stator bei verbundenen und entkoppelten Steckern.

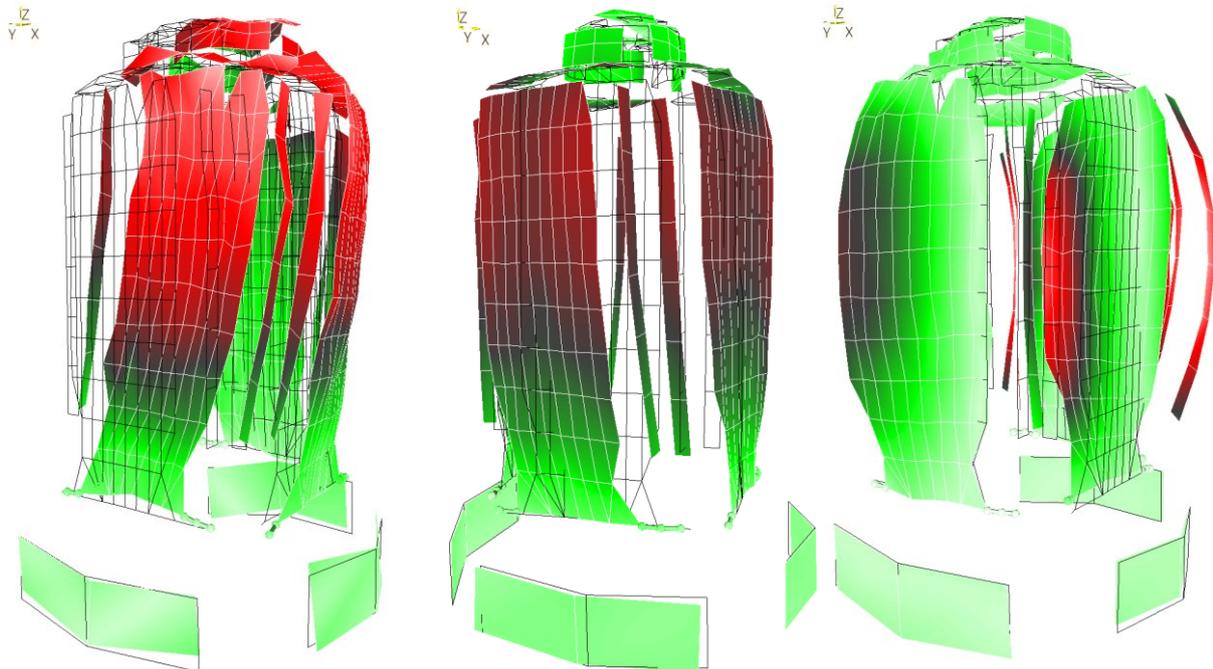


Bild 2.10 Verschiedene mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer ermittelte Schwingformen des Servomotor Stators **links:** Biegemode **mitte:** Torsionsmode **rechts:** Atmungsmodus (Hinweis: Die dargestellten Verformungen sind stets auf die maximale Verformung bei der dargestellten Frequenz normiert. Die dargestellten Verformungsamplituden zwischen den Schwingformen dürfen nicht gegeneinander verglichen werden.)

Durch die Stecker in Verbindung mit der Buchse des Kabels wird die Torsionsresonanz deutlich gedämpft, sodass ein für die regelungstechnischen Untersuchungen realistischer Wert im Bereich von $D_{M,S}^{Mo} = 0,02 \dots 0,1$ anzunehmen ist. Für Motoren mit rein geblechtem Stator ist die Dämpfung höher als für Motoren mit geblechten Zähnen, die in ein Alugehäuse eingeschrumpft oder eingepresst werden können.

Die Atmungsmode ist stärker gedämpft und kann sowohl über der Diagonalen des Servomotors als auch über den Flächen ausgebildet werden, wobei die diagonale Schwingform am dominantesten auftritt. Die Atmungsresonanzfrequenz liegt meistens etwas höher als die Torsionsfrequenz. Die Resonanzfrequenz der Biegemode liegt in der Regel unterhalb der Torsionsfrequenz und ist nur gering ausgeprägt.

Bei den analysierten Servomotoren ist aufgefallen, dass der Leistungsstecker und der Stecker für die Positionsmesssignale einen starken Einfluss auf die strukturdynamischen Eigenschaften des Motors selbst haben kann. Oftmals überlagern diese Taumelresonanzen die Stator-Torsionsresonanz des Motors. Hinzu kommt, dass beide Resonanzen sich gegenseitig aufgrund ihrer Schwingform beeinflussen, was dazu führt, dass die Stator-Torsionsfrequenz durch die Taumelfrequenzen der Stecker teils getilgt wird. In Bild 2.9 ist dies deutlich im Vergleich der Messungen mit und ohne Stecker zu erkennen.

Eine Messung der Struktur im Zeitbereich gibt Aufschluss über die absolute Verformung des Servomotor Stators. Bild 2.11 zeigt exemplarisch bei einer Impulsanregung die Verdrehung des Stators am lastfreien Ende, an dem das Positionsmessgerät angeflanscht ist. Die maximale Verdrehung liegt im Bereich von $\varphi = 0,15''$. Ist die Auflösung des verbauten Positionsmessgerätes im Servomotor geringer, kann diese Statorverformung in den Regelkreis zurückgeführt werden. Bei Servomotoren mit kleinerem Durchmesser ist die Verdrehung um einige Faktoren größer. An der Schwingung in Bild 2.11 ist zudem deutlich die Dominanz der Torsionsschwingung des Stators mit $f_{0,S}^{Mo} = 1,4 \text{ kHz}$ zu erkennen.

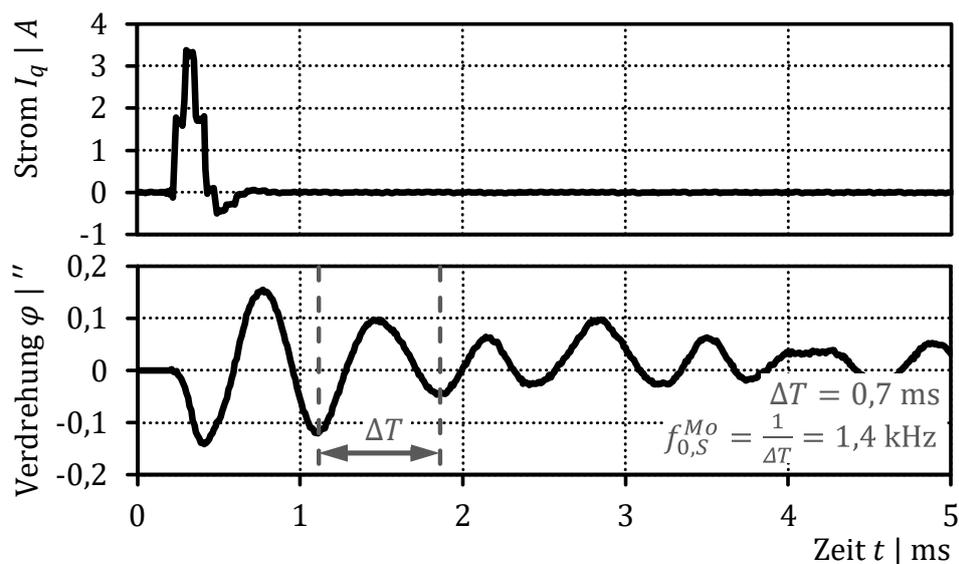


Bild 2.11 Verdrehung des Motor Stators bei einem Stromimpuls

2.3 Rotor-Schwingungen des Motors

Das Rotorsystem des Servomotors ist Teil des Antriebsstranges einer Maschine. Aufgrund der massiven Bauform treten die Torsionsresonanzen tendenziell im höheren Frequenzbereich auf. Für sehr lange Elektromotoren können zudem biegeelastische Eigenschaften des Rotors zu einem kritischen Betriebszustand führen [34]. Diese Problematik soll im Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit nicht näher betrachtet werden. Auch die Kugellager weisen eine begrenzte Steifigkeit in radialer Richtung auf und bilden damit ein schwingungsfähiges System mit der Motorwelle. Das Verhalten der Radialsteifigkeit der Wälzlager ist im Allgemeinen nichtlinear. Für eine vereinfachte Modellierung ist eine lineare Beschreibung unter den gängigen Betriebszuständen notwendig. Da die statischen Radialkräfte sich in einer festen Einbausituation nur geringfügig ändern und auch die axiale Vorspannung durch die Federscheibe keinen großen Schwankungen unterliegt, ist eine Linearisierung der Radialsteifigkeit der Lager an dieser Stelle gerechtfertigt.

2.3.1 Prüfstand

Den Prüfstand zur strukturmechanischen Vermessung verschiedener Motorwellen zeigt Bild 2.12. Die Welle liegt in zwei Adaptern mit entsprechenden Lagersitzen auf. Diese repräsentieren das A- und B-Schild der Servomotoren. Die Halterungen können auf einer schwingungs isolierten Guss-Nutenplatte befestigt werden, um weitestgehend Einflüsse von außen zu unterdrücken. Aufgrund des Aufbaus ist es möglich die Welle mithilfe eines Shakers anzuregen. Dargestellt ist in Bild 2.16 die radiale Anregung mittig auf einem Permanentmagneten. Dies entspricht im Mittel der größten Anregung im Servomotor. Für eine Anregung der radialen Lagerverschiebungen hat es sich als sinnvoll erwiesen, den Anregungspunkt außermittig auf den Magneten zu wählen. Dadurch wird mehr Energie in die Lager und nicht in die erste Biegemode eingeleitet. An der Krafteinleitungsstelle ist ein Impedanzmesskopf angebracht, um die dynamisch anregende Kraft zu bestimmen. Als Anregungssignal hat sich eine Rausch- und Impulsanregung als zielführend herausgestellt. Der Versuchsstand ist geeignet verschiedene Rotorwellen unterschiedlicher Länge und Durchmesser zu analysieren. Zur Aufnahme der strukturmechanischen Schwingungen kommt ein 3D-Laser Scanning Vibrometer zum Einsatz, wie es in Abschnitt 2.1.2.2 vorgestellt wurde. Die axiale Vorspannung der Lager kann im Vergleich zum Einbau im Motor leicht variieren.

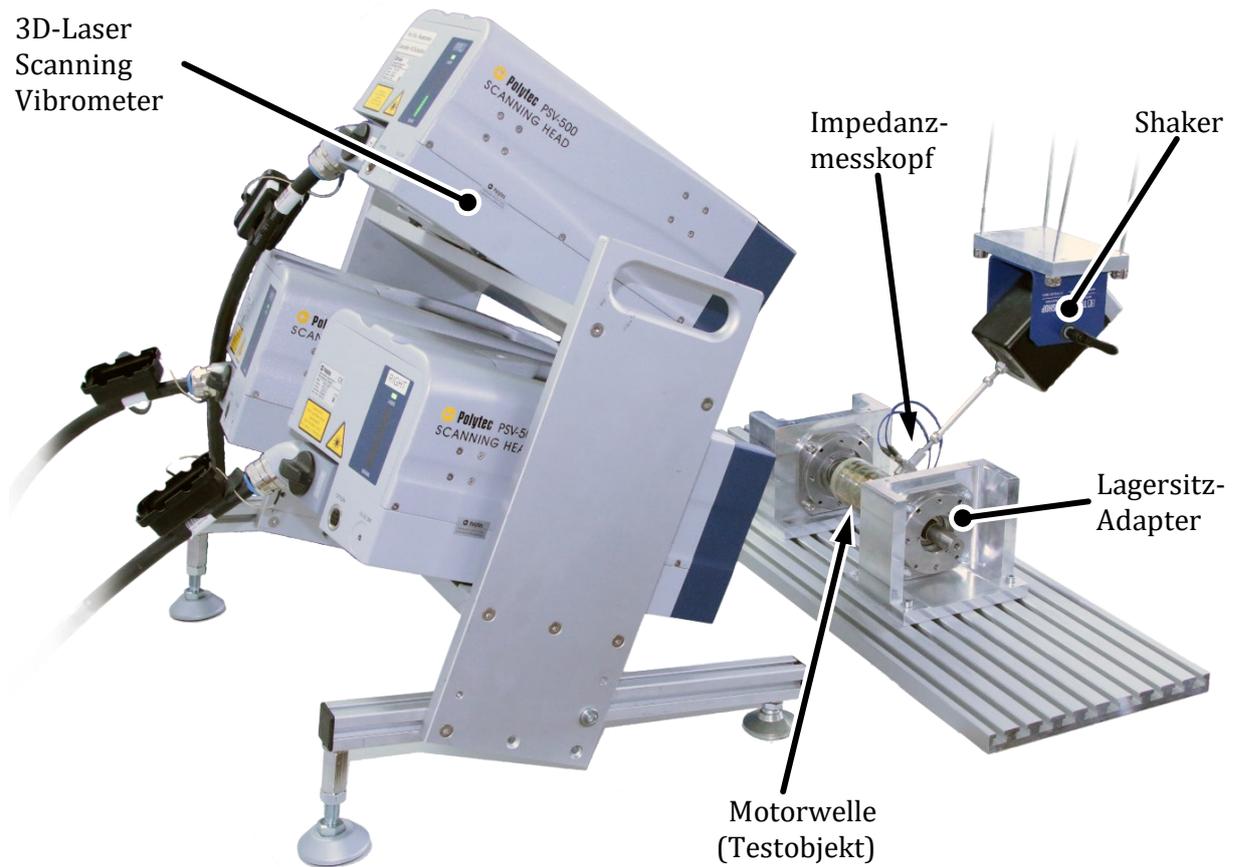


Bild 2.12 Darstellung des Prüfstandes zur Ermittlung mechanischer Schwingformen des Motor Rotors

2.3.2 Messergebnisse

Die untersuchten Rotoren unterscheiden sich in der Länge und dem Durchmesser der Wellen und damit auch in den verwendeten Wälzlagerbaureihen. Eine weitere Variation kommt durch Rotoren mit und ohne Bremse hinzu. Mit Bezug auf das gemessene und über alle Messpunkte gemittelte Spektrum eines exemplarischen Rotors in Bild 2.13, treten bei allen untersuchten Rotoren folgende vier dominante Moden auf:

- Axiale Verschiebung der Welle
- Biegung der Motorwelle
- Radiale Verschiebung der Wälzlager
- Taumel des abtriebsseitigen Wellenendes

Die gemessenen Schwingformen zeigen Bild 2.14 und Bild 2.15. Die axiale Schwingform ist maßgeblich durch die Wellenscheibe zur axialen Vorspannung der Wälzlager definiert. Dieses Bauteil wird bei der Montage des Servomotors zusammengestaucht und erzeugt dadurch die axiale Vorspannkraft für die Wälzlager. In Bezug auf verschiedene Kugellager geben [35, 36] die Last und die mittlere Steifigkeit ihrer Wellenscheiben an. Im

Zusammenhang mit der Masse des Rotors bestätigt sich die Größenordnung der axialen Resonanzfrequenz von $f_0^{Axial} \approx 450 \dots 750$ Hz.

Die Biegemode des Rotors wird im Betrieb maßgeblich durch asymmetrische Luftspaltkräfte angeregt und liegt bei den vermessenen Servomotoren in einem Frequenzbereich von $f_{0,R2}^{Mo} = 0,8 \dots 2,5$ kHz und einem Dämpfungsgrad von $D_{M,R2}^{Mo} = 0,03 \dots 0,06$. An der in Bild 2.15 oben gezeigten Schwingform ist erkennbar, dass die Frequenzen der Biegemode und der radialen Verschiebung der Wälzlager nah zusammen liegen, da beide Betriebsschwingformen nicht unabhängig voneinander darstellbar sind. Die radialen Resonanzfrequenzen der Wälzlager im A- und B-Schild treten im selben Frequenzbereich auf und führen daher zu dem Verkippen des gesamten Rotors. Die Messungen haben einen Frequenzbereich von $f_{0,R1,3}^{Mo} = 1,5 \dots 2,5$ kHz bei einem Dämpfungsgrad von typischerweise $D_{M,R1,3}^{Mo} = 0,01 \dots 0,06$ ergeben. Die letzte aufgeführte Schwingmode ist der Taumel des vergleichsweise langen Wellenendes an der Abtriebsseite des Servomotors. Der ermittelte Frequenzbereich erstreckt sich auf $f_0^{Mo} = 2 \dots 4$ kHz bei einem Dämpfungsgrad von $D_M^{Mo} = 0,02 \dots 0,07$.

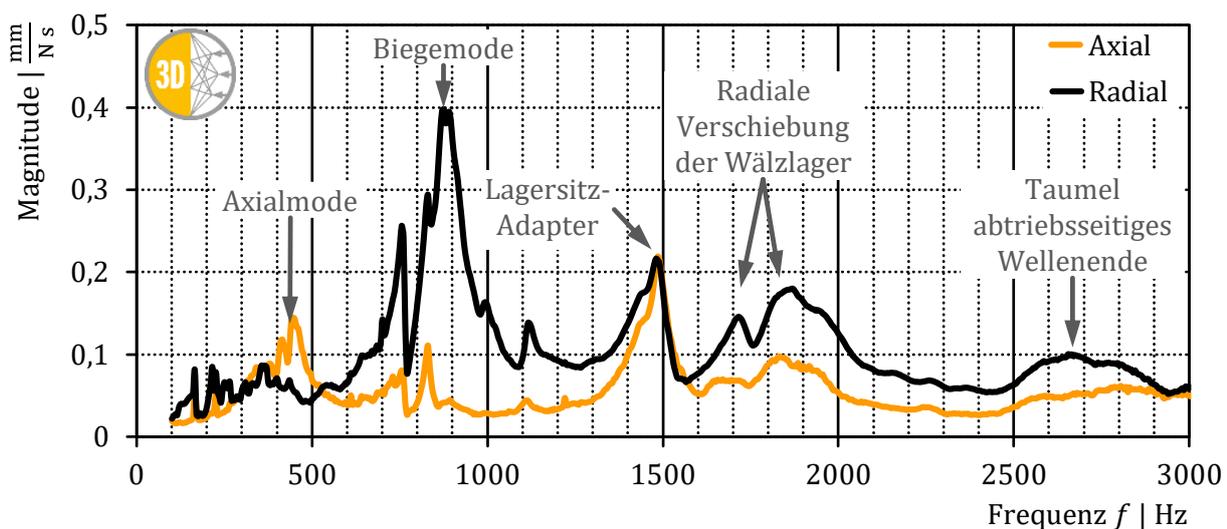
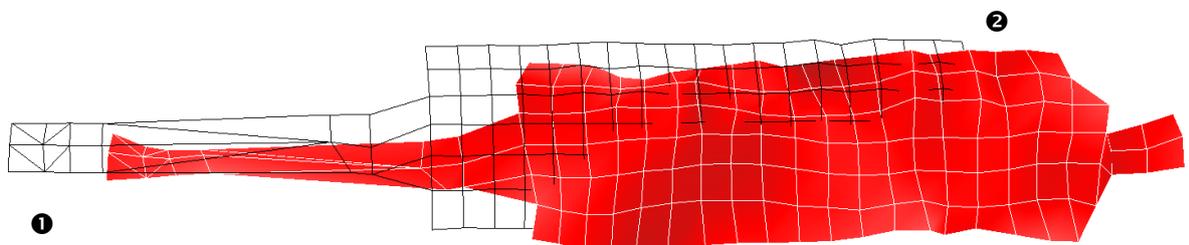


Bild 2.13 Gemitteltes Spektrum aller Messpunkte auf einem Servomotor Rotor normiert auf die anregende Kraft



❶ Abtriebsseitiges Wellenende ❷ Lastfreies Wellenende

Bild 2.14 Mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer ermittelte axiale Schwingform des Servomotor Rotors

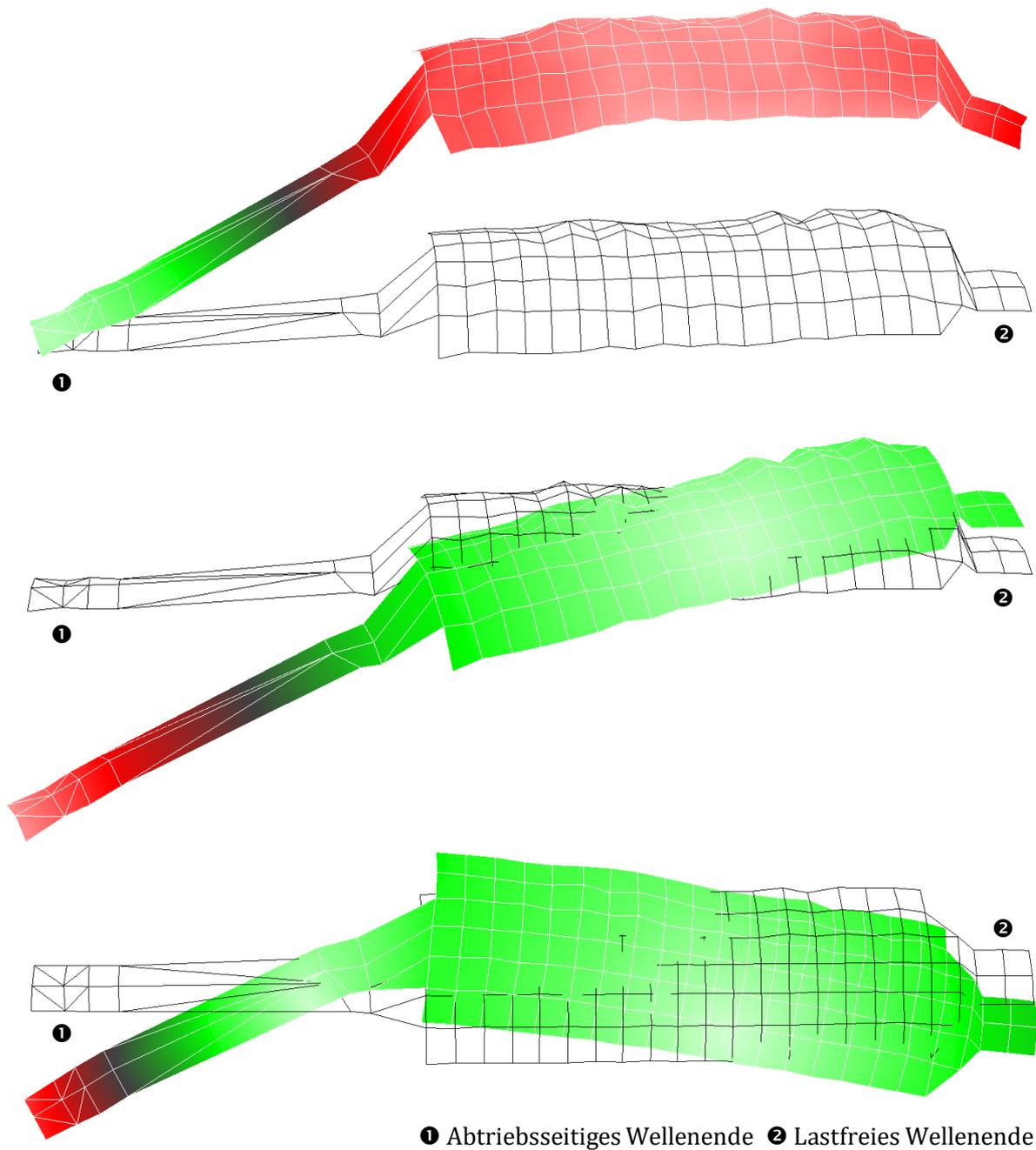


Bild 2.15 Verschiedene mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer ermittelte translatorische Schwingformen des Servomotor Rotors **oben:** Biegemode **mitte:** Radiale Verschiebung in den Wälzlagern **unten:** Taumel des abtriebsseitigen Wellenendes (Hinweis: Die dargestellten Verformungen sind stets auf die maximale Verformung bei der dargestellten Frequenz normiert. Die dargestellten Verformungsamplituden zwischen den Schwingformen dürfen nicht gegeneinander verglichen werden.)

2.4 Schwingungen der Messgeräteankopplung

Wie in Abschnitt 1.2 dargestellt, können Positionsmessgeräte mittels verschiedener Kopplungsprinzipien am Motor befestigt werden. Bisher werden in Servomotoren der mittleren Leistungsklasse meist optoelektronische Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung verbaut, wohingegen in kleinen Servomotoren seit langem modulare optische Positionsmessgeräte verwendet werden. Im Folgenden sollen die verschiedenen Ankopplungsprinzipien des Positionsmessgerätes an den Servomotor analysiert und deren Eigenschaften bezüglich deren Einsatz in Servomotoren herausgearbeitet werden.

2.4.1 Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung und Statorkupplung

Bei Positionsmessgeräten mit Eigenlagerung wird ein mechanischer Versatz, der beispielsweise durch thermische Ausdehnung während des Motorbetriebs entsteht, durch ein elastisches Kopplungselement ausgeglichen. Die dazu mögliche Statorkupplung wird dabei zwischen dem Messgerätegehäuse und dem Stator des Motors montiert (siehe Bild 1.6 links). Die Statorkupplung ist ein Festkörpergelenk, welches in der Regel als dünnes Blech mit hoher Torsions- aber geringer Radial- und Axialsteifigkeit realisiert wird. Darüber hinaus gibt es Realisierungen aus Gummi oder einer einseitigen Momentenstütze. Allen Realisierungen ist gemeinsam, dass wegen der begrenzten Torsionssteifigkeit der Stator des Positionsmessgerätes gemeinsam mit der Kupplung ein schwingungsfähiges System bildet. Über die Torsionssteifigkeit c_{φ}^{SC} und das Massenträgheitsmoment des Stators des Positionsmessgerätes J_S^{MD} definiert sich die Resonanzfrequenz f_0^{SC} zu

$$f_0^{SC} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_{\varphi}^{SC}}{J_S^{MD}}}. \quad (2.8)$$

Der zur vollständigen Beschreibung der Resonanz dazugehörige Dämpfungsgrad wird maßgeblich durch die Materialeigenschaften der Statorkupplung bestimmt. Zur Bestimmung des Dämpfungsgrades wird die Abklingkonstante der freien Schwingung der Statorkupplung ermittelt. Die Schwingung wurde mithilfe eines 3D-Laser Scanning Vibrometers vermessen. Angeregt wurde der Motor mit einem Stromimpuls. Das Ergebnis im Zeitbereich zeigt Bild 2.16. Gleichzeitig ist auch der Messaufbau mit dem Schwingungsbild dargestellt. Die Auswertung im Zeitbereich ermöglicht in diesem Fall eine genauere Bestimmung des Dämpfungsgrades im Vergleich zur Auswertung im Frequenzbereich. Nachdem die Motorgehäuseschwingung abgeklungen ist, kann die freie schwach gedämpfte Schwingung der Statorkupplung ausgewertet werden. Beide Schwingungen liegen im selben Frequenzbereich. Im Bereich der freien Schwingung kann die Abklingkonstante δ_0 der Statorkupplung unabhängig von den Motoreigenschaften bestimmt werden. Nach Abschnitt A.1.3 berechnet sich der Dämpfungsgrad zu:

$$D_M = \frac{\delta_0}{\omega_0} = \frac{130 \text{ s}^{-1}}{2\pi \cdot 1,72 \text{ kHz}} = 0,012 \quad (2.9)$$

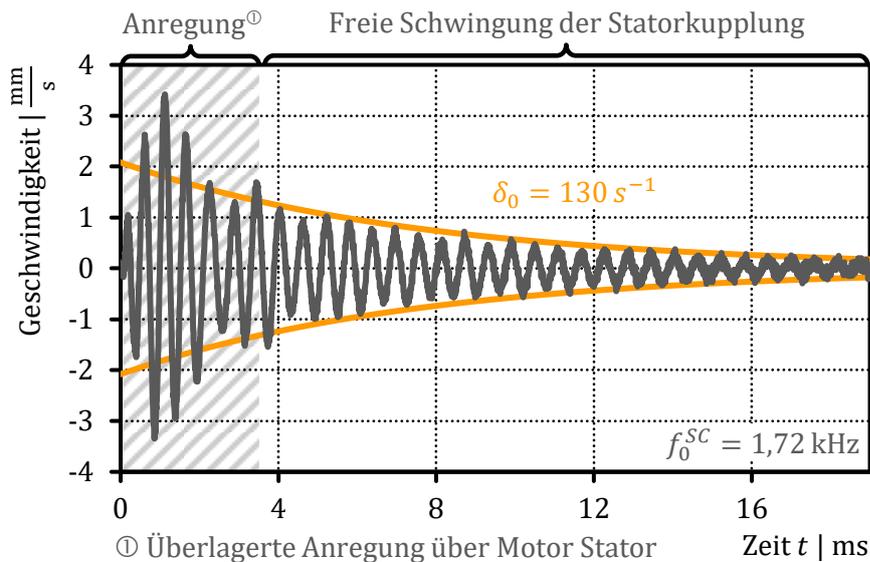


Bild 2.16 Abklingende Tangentialgeschwindigkeiten des Positionsmessgerätes relativ zum Motorgehäuse mit dazugehörigem Bild der Messauswertung

Prinzipiell gibt es zwei Möglichkeiten die Statorkupplung anzuregen:

- Anregung über das Motorengehäuse
- Anregung über die Lagerreibung im Positionsmessgerät

Zur Analyse des Anregungspfades wird das im Servomotor integrierte Positionsmessgerät benutzt. Dazu wird das Übertragungsverhalten der sich durch das Drehmoment ergebenden Beschleunigung M_{Mo}/J auf die aus dem gemessenen Positionsmesssignal berechnete Beschleunigung χ_A betrachtet.

Im ersten Versuch wird das Positionsmessgerät so eingebaut, dass keine Verbindung zwischen den Rotoren von Motor und Positionsmessgerät hergestellt wird. Die Anregung der Resonanz der Statorkupplung kann dementsprechend nur über den Stator erfolgen. Das Ergebnis der Untersuchung und der Versuchsaufbau sind in Bild 2.17 (links) gezeigt. Bei der Anregung der Messgerätekupplung über das Motorgehäuse wird die Statorkupplungs-Resonanz deutlich zum Schwingen angeregt. Die Resonanzüberhöhung ist fast genauso groß, wie in der realen Einbausituation.

Zur Analyse des zweiten Anregungspfades über die Lager des Positionsmessgerätes wird eine Wellenverlängerung zwischen den beiden Rotoren verbaut und der Stator des Positionsmessgerätes an einer gesonderten Aufnahme befestigt. Die Anregung des Positionsmessgeräte-Systems kann nunmehr ausschließlich über den Rotor erfolgen. Das Ergebnis in Bild 2.17 (rechts) zeigt bei der Statorkupplungs-Resonanzfrequenz keine ausgeprägte Resonanz. Aufgrund parasitärer Effekte des Messaufbaus sind zwar kleinere Überhöhungen zu erkennen, aber die Statorkupplungs-Resonanz wird durch das dämpfende Verhalten der Lagerreibung nicht angeregt. Es kann also zusammengefasst werden, dass die Anregung der Statorkupplungs-Frequenz hauptsächlich über das

Motorgehäuse erfolgt, wie es auch die Messung mit dem 3D-Laser Scanning Vibrometer andeutet.

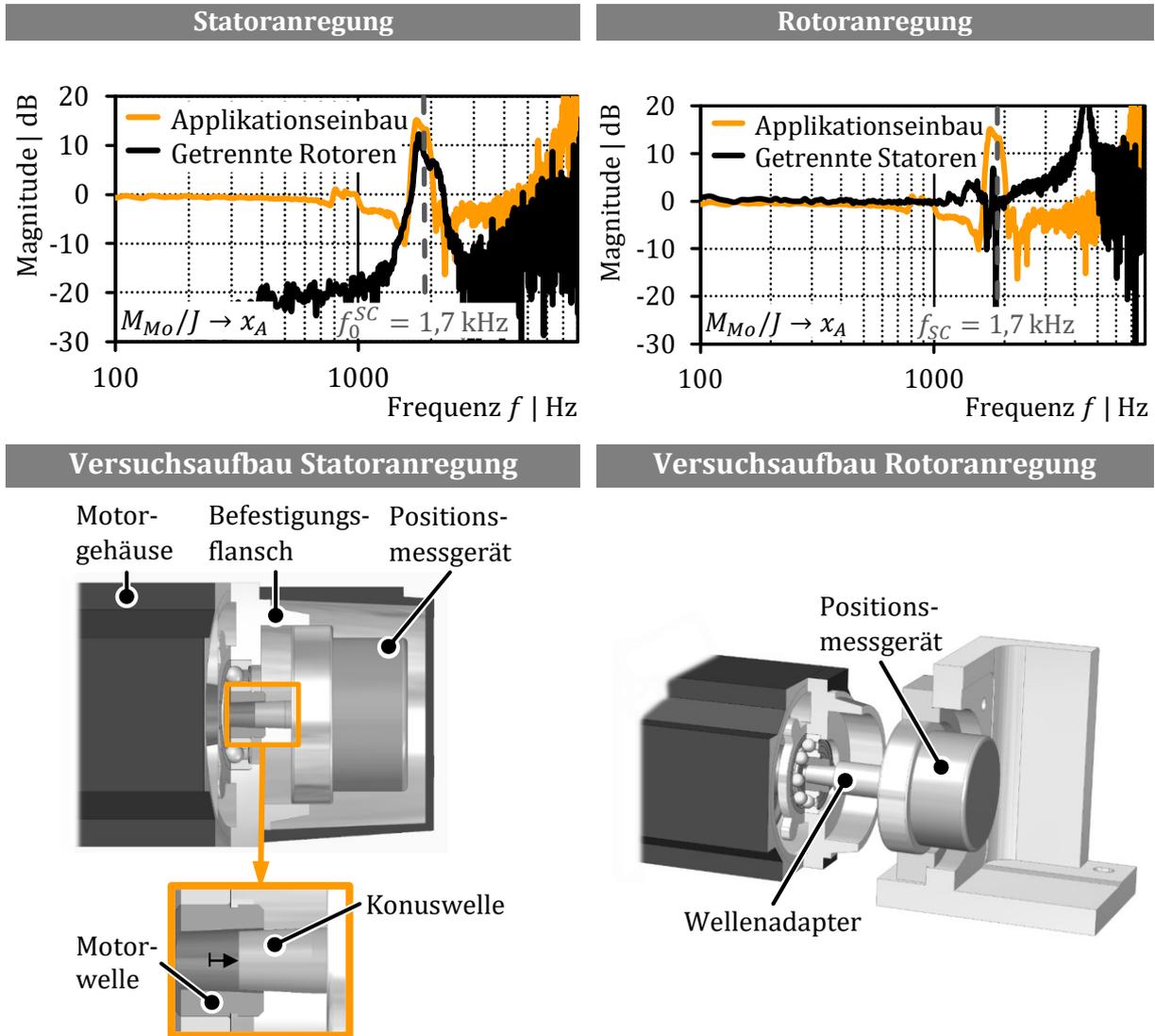


Bild 2.17 Anregungspfadanalysen zur Statorkupplung

2.4.2 Positionsmessgeräte mit Eigenlagerung und Rotorkupplung

Im Unterschied zum vorherigen Abschnitt wird in diesem Abschnitt die Messgerätekopplung betrachtet, die Wellenversätze durch eine Rotorkupplung ausgeglichen, während die Statorn fest miteinander verschraubt sind (siehe Bild 1.6 mitte). Die Präzisionskupplung kann beispielsweise als Klauen-, Metallbalk- oder Federscheibenkupplung realisiert werden. Aufgrund der einfachen Montage werden häufig Klauen-Kupplungen in Servomotoren verbaut. Sie zeichnen sich zudem durch eine kurze Bauweise bei hohen zulässigen radialen Verschiebungen aus. Darüber hinaus kann die Dämpfung über das Material und die Konstruktion der Kupplung optimal definiert werden [37].

Zur strukturmechanischen Schwingungsmessung des Positionsmessgerätes wurde die Messgerätekappe entfernt. Dadurch ist eine Schwingungsmessung auf der Welle des Messgerätes möglich. Auch das mechanische Verhalten der Platine mit dem fotoelektrischen Sensor zur Detektion der Lichtintensität kann analysiert werden. Zum Einsatz kommt wiederum das 3D-Laser Scanning Vibrometer, dessen Videobild mit den entsprechenden Messpunkten Bild 2.18 zeigt.

Im Amplitudenspektrum (Bild 2.19) sind zwei dominante Resonanzen erkennbar: Eine dominierende Torsionsschwingung der Rotorwelle mit $f_0^{RC} = 4,2 \text{ kHz}$ und $D_M^{RC} = 0,035$ ist in Bild 2.19 ② markiert. Diese Schwingung basiert auf der Steifigkeit der verbauten Oldham-Rotorkupplung. Eine scharfe Resonanz wird zudem bei $f_0 = 3,3 \text{ kHz}$ beobachtet (Bild 2.19 ①). Hierbei handelt es sich um ein Ausbeulen der Leiterplatte mit den optoelektronischen Bauteilen. Die ermittelten Schwingformen sind in Bild 2.20 dargestellt.

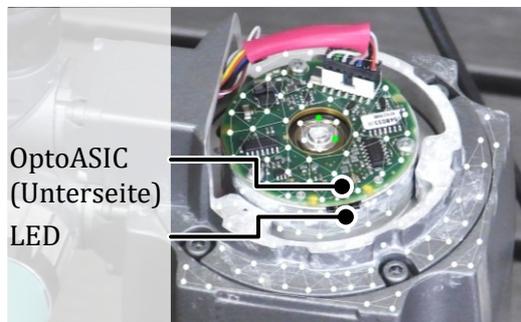


Bild 2.18 Messpunktdefinition für das 3D-Laser Scanning Vibrometer am geöffneten Positionsmessgerät zur Vermessung der Rotorkupplungs-Resonanzfrequenz

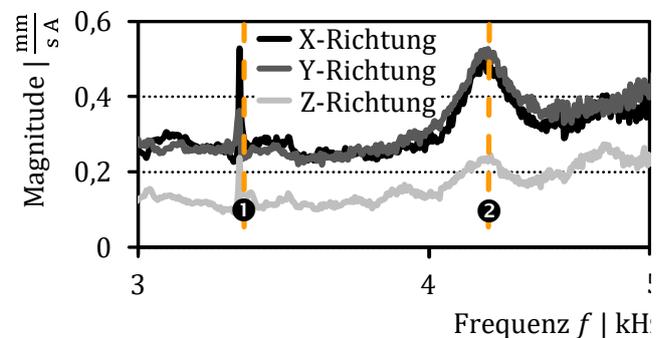


Bild 2.19 Amplitudengang des gemittelten Spektrums aller Messpunkte

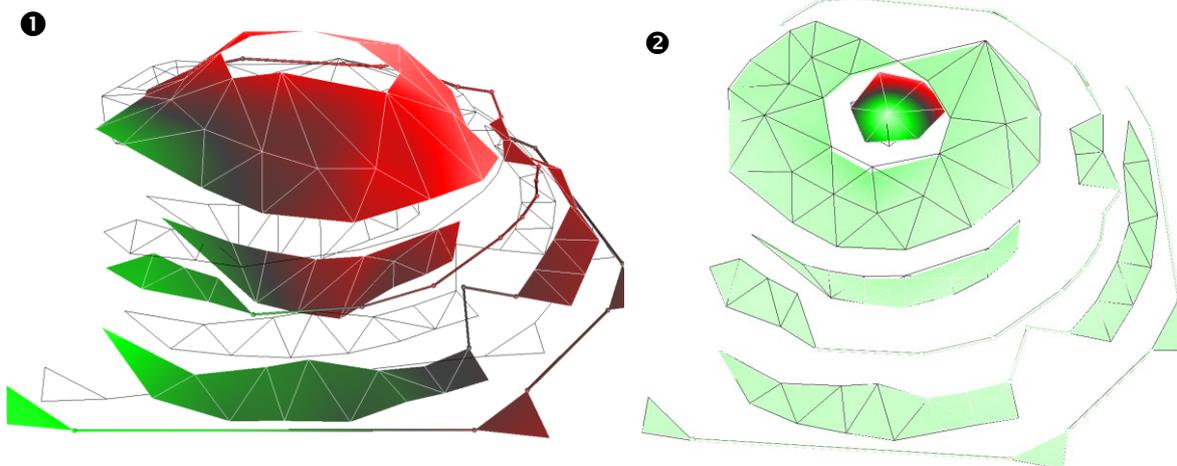


Bild 2.20: Gemessene Schwingmoden: ① Ausbeulen der Platine und ② Torsionsfrequenz des Rotors aufgrund der Rotorkupplung

2.4.3 Modulares Messgerät

Modulare Positionsmessgeräte zeichnen sich dadurch aus, dass zwischen der Maßverkörperung (Rotor) und der Abtasteinheit (Stator) keine mechanischen Kopplungselemente existieren. Dementsprechend können Rotor und Stator des Messgerätes mit dem Rotor und Stator des Motors jeweils weitestgehend starr verbunden werden. Die korrekte Ausrichtung der beiden Baugruppen zueinander muss bei der Montage sichergestellt werden. Aufgrund großer Temperaturschwankungen und großer Toleranzen zwischen den Motorkomponenten ist eine große axiale Toleranz zwischen den beiden relativ zu einander beweglichen Teilen des Messgerätes für einen Einsatz in Servomotoren unerlässlich.

Bei den folgenden Untersuchungen wurde ein optoelektronisches modulares Positionsmessgerät mit wahlweise einer Abtaststelle oder zwei um 180 Grad am Umfang versetzten Abtaststellen verwendet. Exemplarisch ist in Bild 2.21 ein modulares Positionsmessgerät mit zwei Abtaststellen gezeigt, das am lastfreien Ende eines Servomotors verbaut ist. Durch die Verrechnung mehrerer Abtaststellen können Messfehler aufgrund eines nichtidealen Anbaus eliminiert werden [38]. Die strukturmechanischen Analysen des Anbaus des modularen Positionsmessgerätes an den Servomotor sind mit Hilfe des 3D-Laser Scanning Vibrometers durchgeführt worden. Die Anregung des Servomotors ist wiederum ein Stromimpuls. Die Messergebnisse zeigen, dass die Anbindung des Teilkreises an die Welle und die Anbindung der Abtastelektronik an den Stator keine Eigenmoden im Bereich bis zu $f \approx$

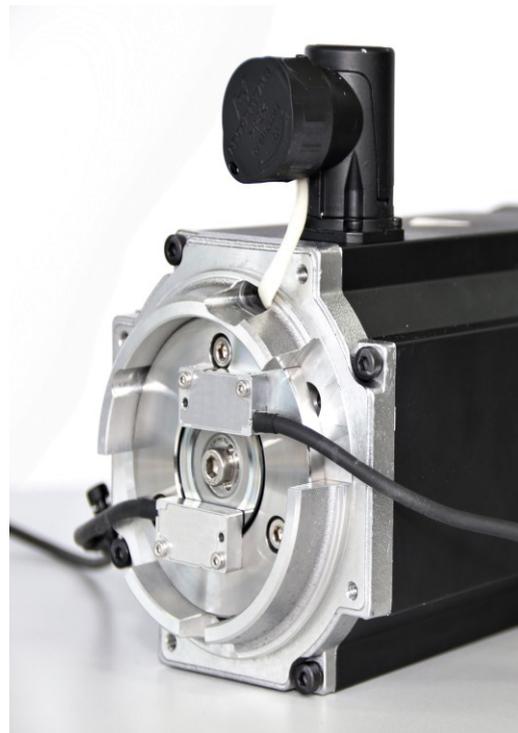


Bild 2.21 Modulares Positionsmessgerät an einem Servomotor

5 kHz haben. Aufgrund der begrenzten Dynamik des Stromreglers bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 16$ kHz können durch den Stromimpuls keine höherfrequenten Schwingungen angeregt werden und haben daher untergeordnete Bedeutung. Dennoch sind am modularen Positionsmessgerät die Auswirkungen der Stator- und Rotor-beziehungsweise Lagerschwingungen des Motors deutlich erkennbar. Da kein Kugellager im Positionsmessgerät selbst verbaut ist, werden neben rotatorischen Schwingungen auch translatorische Schwingungen des Motors direkt im Positionssignal erfasst (Bild 1.8). Die tangentialen Verschiebungen an der Abtaststelle, die aus translatorischen Schwingungen resultieren können, werden bei der Positionsmessung als Winkeländerung interpretiert und stellen damit einen gemessenen Winkelfehler dar. Auf die Auswirkungen der überlagerten Schwingungen am Stator und Rotor, die das modulare Positionsmessgerät erfassen kann, soll im Folgenden eingegangen werden.

Die mechanischen Teilsysteme des Motors – Rotor und Stator – sind zwei parallel schwingungsfähige Systeme, die wiederum aus mehreren seriellen schwingungsfähigen Systemen bestehen können (siehe Bild 3.2). Bei den untersuchten Servomotoren hat sich gezeigt, dass sich einige Eigenschwingungen im Bereich zwischen $f_0 = 1 \dots 2$ kHz überlagern. Abhängig vom Messort, kann dies zu unterschiedlichen Amplituden im Messsignalen des modularen Positionsmessgerätes führen. Bild 2.22 zeigt die strukturmechanischen Frequenzantworten bei den Abtaststellen des Positionsmessgerätes, die aus den Messdaten des 3D-Laser Scanning Vibrometers ermittelt sind. Es ist das Übertragungsverhalten von Drehmoment beziehungsweise Strom auf die Beschleunigung dargestellt. Aus der Differenz der Frequenzgänge der stator- und rotorseitigen Messpunkte im Bereich der Abtaststellen kann der Frequenzgang des Beschleunigungssignals der Abtaststelle rekonstruiert werden. Auffallend ist, dass im Bereich von $f \approx 1,7$ kHz das Signal von Abtastkopf ❶ resonantes Verhalten mit Amplitudenüberhöhung zeigt, während im Signal von Abtastkopf ❷ die Amplituden getilgt werden. Im gemittelten Spektrum der verrechneten Signale der Abtastköpfe löschen sich die Effekte gegenseitig aus. Der Grund für dieses Verhalten liegt darin, dass in diesem Frequenzbereich beide parallel schwingungsfähigen Systeme des Servomotors Eigenmoden haben. Der Rotor zeigt eine translatorische Verschiebung des Teilkreises, während der Stator tordiert. Das Schwingungsbild ist in Bild 2.23 bei einer Frequenz von $f_0 = 1,75$ kHz dargestellt. Die radiale Bewegung des Teilkreises führt zu einer tangentialen Verschiebung an den Abtaststellen. Für den Abtastkopf ❶ schwingt der Stator gegenphasig zu dieser radialen Bewegung des Rotors. Das hat zur Folge, dass die Differenzposition zwischen Teilkreis und Abtasteinheit maximal wird. Eine Überhöhung im Amplitudengang ist die Folge. Abtastkopf ❷ sieht aufgrund der mechanisch um 180 Grad verschobenen Abtastung beide Schwingungen gleichphasig. Die Differenzposition zwischen Teilkreis und Abtasteinheit ist minimal und eine Amplitudentilgung folgt im Amplitudengang. Die Amplitude der Überhöhung ist dabei genauso groß wie diejenige der Tilgung. Somit können durch die Verrechnung mehrerer um 180 Grad verschobenen Abtaststellen Radialverschiebungen aus dem Signal entfernt werden, Torsionsschwingungen lassen sich jedoch nicht herausrechnen.

Die Frequenzantworten in Bild 2.22 wurden an einem Motor mit einer Stator Torsionsschwingung bei $f_{0,S}^{Mo} = 1,75$ kHz und einer Rotor Torsionsschwingung bei $f_{0,R}^{Mo} = 3,4$ kHz aufgenommen. Die Torsionsresonanzen führen zu einer Entkopplung der Massen, was an den höher werdenden Plateaus im Amplitudengang erkennbar ist. Da oberhalb der Rotor Torsionsfrequenz die Amplitude nicht sinkt, sondern ein Plateau ausbildet, wird das abtriebsseitige Ende der Welle $J_{R,DE}^{Mo}$ vom Blechpaket des Rotors entkoppelt, an dem das Drehmoment in die Maschine eingeleitet wird. Ist das abtriebsseitige Wellenende vom Kraftereinleitungspunkt entkoppelt, können keine dynamischeren Bewegungen mit dem Servomotor gefahren werden, auch wenn der Strom dynamischer gestellt wird. Das Wellenende kann ab dieser Rotortorsionsfrequenz als vom Servomotor getrennt betrachtet werden. Diese physikalische Grenze ist unabhängig vom verwendeten Positionsmessgerät und dessen Anbindung an den Motor. Im Gegensatz zu den Torsionsfrequenzen führen die translatorischen Schwingungen zwar zu störenden Resonanzen im

Messsignal, stellen mechanisch aber kein begrenzendes Limit für die Dynamik des Motors dar, weil keine Massenträgheiten des bewegten Freiheitsgrades entkoppelt werden. Translatorische Moden prägen sich senkrecht zur rotatorischen Bewegung des Motors aus. Für das modulare Positionsmessgeräte konnten keine Eigenfrequenzen des Messgerätes oder dessen Ankopplung an den Motor festgestellt werden. Das regelungstechnische Verhalten des Servomotors wird maßgeblich durch die Eigenmoden des Motors definiert und nicht wie bei eigengelagerten Positionsmessgeräten durch das Kopplungselement.

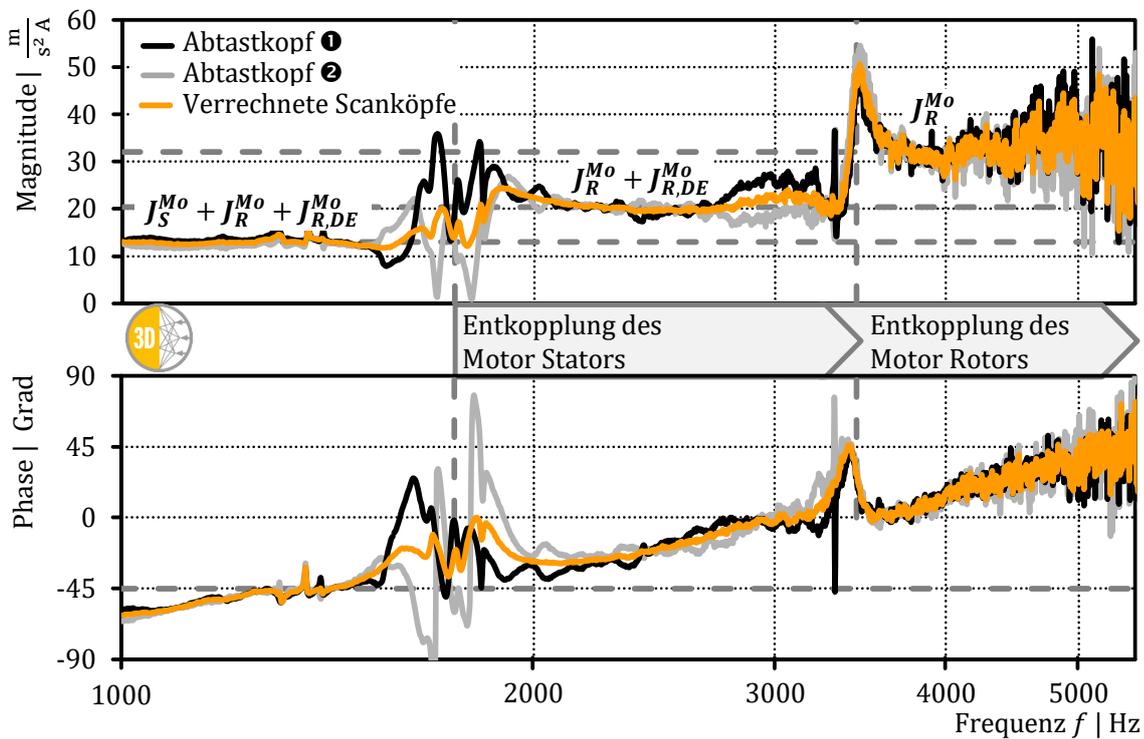


Bild 2.22 Mithilfe der strukturmechanischen Messdaten des 3D-Laser Scanning Vibrometers ermittelten Frequenzantworten der Abtastköpfe des modularen Positionsmessgerätes

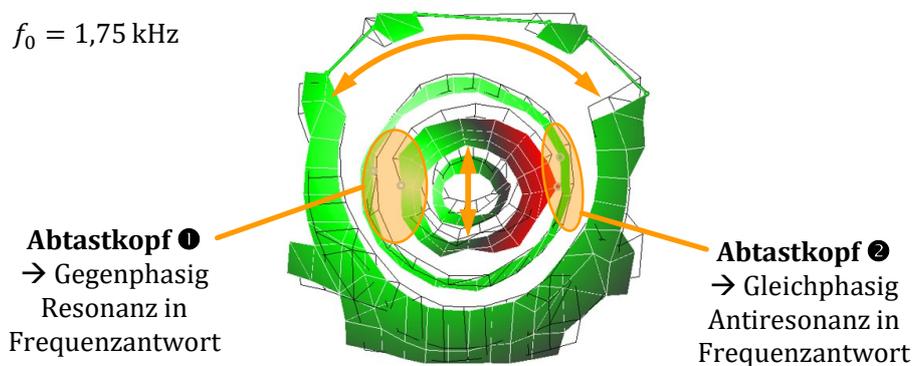


Bild 2.23 Schwingungsbild des modularen Positionsmessgerätes: Überlagerung einer Biegung der Welle mit einer Torsion des Stators

2.5 Einfluss strukturmechanischer Schwingungen auf den Regelkreis

Wie bereits in Bild 1.1 dargestellt werden strukturmechanische Schwingungen, die durch das Positionsmessgerät erfasst werden, in den Regelkreis zurückgeführt. Zwei Voraussetzungen müssen erfüllt sein, damit mechanische Schwingungen in den Regler eingekoppelt werden:

- Die Resonanzfrequenz der mechanischen Schwingung muss durch den zeitdiskreten Regler zeitlich aufgelöst werden können. Unter Umständen sind die mechanisch Frequenzen höher als die halbe Abtastfrequenz des zeitdiskreten Reglers. Wird der Regler ohne Anti-Aliasing Filter betrieben, beeinflussen die mechanischen Frequenzen den Regler im Frequenzbereich der Spiegelfrequenzen.
- Die Amplitude der mechanischen Schwingungen muss größer als die Auflösung des verbauten Positionsmessgerätes sein. Ein Positionsmessgerät mit einer Anzahl von Signalperioden $z_{SP} = 2048$ und einem Unterteilungsfaktor von $\chi_{SD} = 2^{14} = 16384$ erreicht beispielsweise eine Auflösung q_φ von

$$q_\varphi = \frac{360 \text{ Grad}}{z_{SP} \chi_{SD}} \approx 0,04'' . \quad (2.10)$$

Wie bereits in den vorangegangenen Abschnitten beobachtet, werden einige Resonanzen in den Regelkreis zurückgeführt. Die Amplituden der Schwingungen sind deutlich größer als die Positionsauflösung und liegen bei einer PWM-Frequenz von $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ unterhalb der Nyquist-Frequenz. Je nach Kopplungsprinzip des Positionsmessgerätes überlagern gewisse Resonanzen das Positionssignal, wie es Tabelle 2.1 zeigt. Die Eigenlagerung des Positionsmessgerätes verhindert die Überlagerung des Messwertes von translatorischen Schwingungen weitestgehend, wenn die Eigenlagerung des Positionsmessgerätes selbst nicht resonant angeregt wird. Ausschließlich Torsionsschwingungen – vor allem die der Kupplungselemente – dominieren neben der kontinuierlichen Bewegung des Rotors das Messsignals. Beim modularen Positionsmessgerät werden auch translatorische Schwingungen in den Regelkreis zurückgeführt.

Bild 2.24 zeigt die Frequenzantworten von vergleichbaren Servomotoren mit unterschiedlichem Kopplungsprinzip des Positionsmessgerätes. Deutlich zu erkennen sind die dominierenden Torsionsresonanzen der Kupplungsbauteile Statorkupplung f_0^{SC} und Rotorkupplung f_0^{RC} . Deutlich weniger ausgeprägt sind die Resonanzen der Statortorsion $f_{0,S}^{Mo}$ und der Rotortorsion $f_{0,R}^{Mo}$ der Motoren. Obwohl im allgemeinen die Torsionssteifigkeit der Rotorkupplung geringer ist als diejenige der Statorkupplung, ist die Frequenz der Rotorkupplung zweimal größer als die Frequenz der Statorkupplung. Grund hierfür ist die deutlich geringere Massenträgheit des Positionsmessgeräte-Rotors. Für die vermessenen Positionsmessgeräte ① und ② und deren Kupplungen gilt folgender Zusammenhang zwischen den Steifigkeiten und Massenträgheiten:

$$c_\varphi^{RC} \approx 1/3 c_\varphi^{SC} \quad (2.11a)$$

$$J_R^{MD} \approx 1/16 J_R^{MD} \quad (2.11b)$$

Damit lässt sich das Verhältnis $f_0^{RC} \approx 2 f_0^{SC}$ der Resonanzfrequenzen eindeutig erklären:

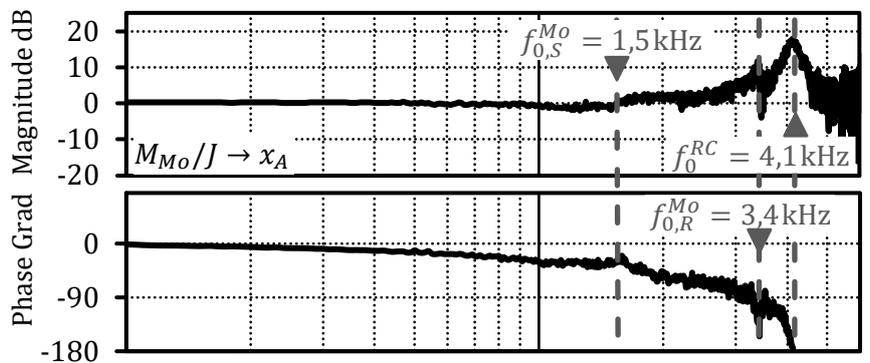
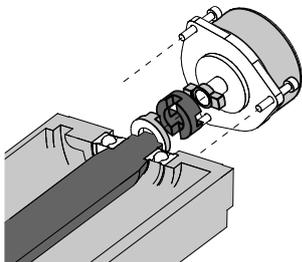
$$\omega_0^{RC} = \sqrt{\frac{c_\varphi^{RC}}{J_R^{MD}}} \approx \sqrt{\frac{1/3 c_\varphi^{SC}}{1/16 J_S^{MD}}} = 2,3 \omega_0^{SC} \quad (2.12)$$

Im Frequenzgang ③ sind die Torsionsmoden des Motors und einige Überhöhungen der translatorischen Moden ersichtlich. Generell ist festzuhalten, dass die Amplitudenüberhöhungen der Resonanzfrequenzen in ③ deutlich kleiner sind als diejenigen der Kuppelungsmoden von ① und ②. Prinzipiell ist es möglich diese Amplitudenüberhöhungen der translatorischen Moden durch die Verrechnung von mehreren Abtastköpfen zu eliminieren. Aus regelungstechnischer Sicht stellt das modulare Positionsmessgerät eine ideales Messgerät ohne eigene mechanische Schwingungen dar.

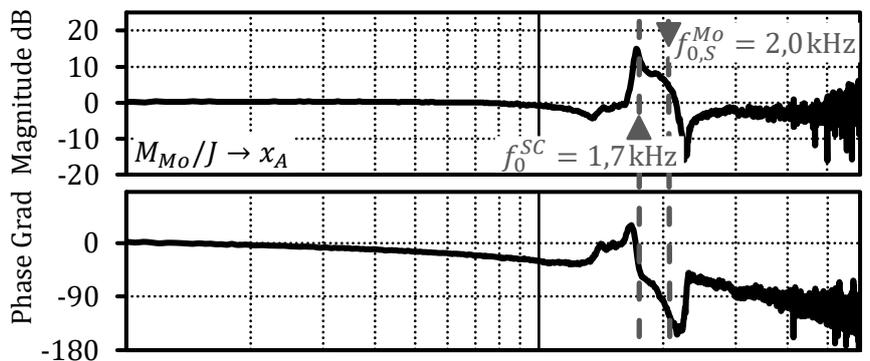
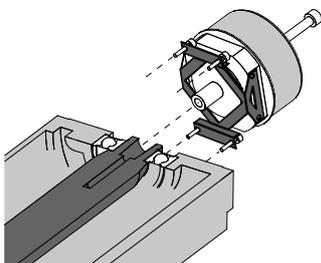
Tabelle 2.1 Sichtbarkeit mechanischer Resonanzen des Servomotors im Regler

| | Motor | | | | Positionsmessgerät | |
|----------------------------------|----------------|----------------|---------------|---------------|--------------------|-----------------|
| | Stator Torsion | Stator Biegung | Rotor Torsion | Rotor Biegung | Rotor-kupplung | Stator-kupplung |
| Eigenlagerung und Rotorkupplung | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ |
| Eigenlagerung und Statorkupplung | ✓ | ✗ | (✓) | ✗ | ✗ | ✓ |
| Modular | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | -- | -- |

1 Rotorkupplung



2 Statorkupplung



3 Modular

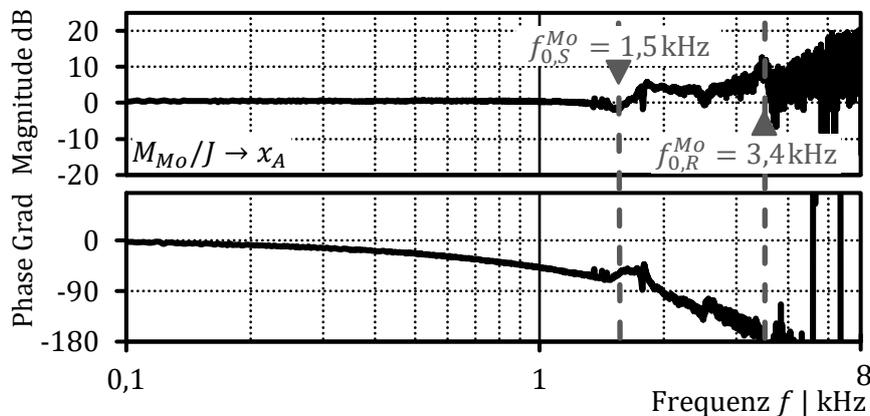
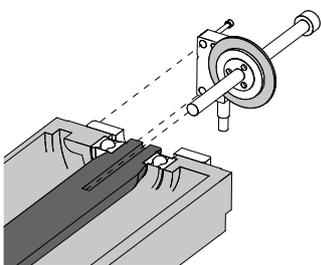


Bild 2.24 Vergleich von Frequenzantworten ähnlicher Servomotoren bei verschiedenen Koppungsprinzipien des Positionsmessgerätes

3 Verallgemeinertes Modell für Servoantriebe

Aufbauend auf den Messergebnissen aus Kapitel 2 soll ein allgemeingültiges strukturmechanisches Modell für Servomotoren abgeleitet werden, das die dominierenden Schwingformen berücksichtigt. Angefangen mit den torsionalen Moden wird anschließend ein Modell für die translatorischen Moden abgeleitet. Für die Untersuchungen des Einflusses auf die regelungstechnischen Eigenschaften des Servoantriebes wird das strukturmechanische Modell in den Regelkreis eine zeitdiskrete Beschreibung eines 3-Kaskaden-Reglers eingebaut. Der Servoantrieb wird mathematisch als Zustandsraummodell beschrieben und nicht wie oftmals üblich als Übertragungsfunktion. Diese Umsetzung ermöglicht alle kaskadierten Regelkreise in einem Modell zu analysieren und Erweiterungen in Form von Filterstrukturen oder detaillierteren strukturmechanischen Modellen vergleichsweise einfach zu implementieren.

3.1 Strukturmechanisches Modell des Servomotors

Für das dynamische Verhalten eines Servoantriebes, der ausschließlich aus dem Servomotor besteht, sind vor allem die mechanischen Resonanzen von Bedeutung, die einen Einfluss auf das dynamische Verhalten zwischen den räumlich verteilten Luftspaltkräften und

- der abtriebsseitigen Motorposition φ_{OS}^{Mo} oder
- der gemessenen Motorposition φ_{MP}^{Mo}

haben. Die räumlich verteilten Luftspaltkräfte wirken zwischen dem Blechpaket mit den Wicklungen und den Permanentmagneten des Rotors (Bild 1.4). Die Luftspaltkräfte lassen sich in radiale und tangentiale Kräfte aufteilen, wobei die tangentialen Kräfte der betrachteten Radialflussmaschinen für das Drehmoment entscheidend sind. Aufgrund des Prinzips „Actio gleich Reactio“ greift am Stator und am Rotor die gleiche Kraft an, jedoch mit entgegengesetzter Richtung. Bei den Radialkräften ist es analog. Statorseitig greifen die Kräfte an den Zähnen an, rotorseitig an den Magneten. Die Luftspaltkräfte sind real über die Wicklungslänge verteilt, werden aber im Modell mit konzentrierten Massen als punktuell angreifende Kräfte beziehungsweise Momente modelliert. Durch diese Vereinfachung ist es möglich, das Verhalten des Servomotors analytisch zu beschreiben. Eine vereinfachte Darstellung hilft die Einflüsse der Strukturmechanik eines Servomotors auf den Regelkreis zu beurteilen und nachzuvollziehen. Wie Abschnitt 3.4 zeigt, ist die Genauigkeit des vereinfachten Modells mit konzentrierten Massen ausreichend, um den Einfluss auf den Regelkreis korrekt zu beschreiben.

3.1.1 Torsionsmoden

Aufgrund des rotatorischen Freiheitsgrades von Servomotoren haben Torsionsmoden des Servomotors den dominanten Einfluss auf das dynamische Verhalten, wie es auch die Messergebnisse in Abschnitt 2.5 und im speziellen Bild 2.24 zeigen. Das primär rotatorische Verhalten der betrachteten Servomotoren soll daher unabhängig von den translatorischen Moden modelliert werden. Die Verkopplung von Torsionsmoden und translatorischen Moden wird im nächsten Abschnitt separat beschrieben. Das Modell der translatorischen Moden versteht sich als detailliertere Beschreibung des mechanischen Verhaltens von Servomotoren.

Das Modell mit konzentrierten Massen eines Servomotors zur Beschreibung der Torsionsmoden zeigt Bild 3.1, wobei im Bild lineare Symbole für die Steifigkeiten und Dämpfer verwendet werden. Das dazugehörige Blockdiagramm stellt Bild 3.2 und die Symbolbezeichnung Tabelle 3.1 dar. Das Modell besteht im Allgemeinen aus zwei parallelen Teilsystemen – dem Rotorsystem und dem Statorsystem. Das Rotorsystem ist bezüglich seiner Rotationsachse frei beweglich. Eine mechanische Kopplung zwischen beiden Systemen besteht nur über die Wälzlager. Die Lagerreibung der Kugellager im Motor und gegebenenfalls im Positionsmessgerät wird vereinfacht mit geschwindigkeitsproportionalen Reibkoeffizienten d_B^{\square} berücksichtigt.

Das Rotorteilsystem besteht aus seriell zueinander schwingungsfähigen Massenträgheiten. Am Hauptmassenträgheitsmoment des Rotors J_R^{Mo} greift das Drehmoment der elektrischen Maschine an. Sowohl am abtriebsseitigen als auch am lastfreien Ende können zusätzliche Massenträgheiten elastisch angekoppelt sein. So ist in Bild 3.1 die Massenträgheit des Positionsmessgerätes am lastfreien Ende modelliert. Der Vollständigkeit halber wird als Mechanik eine Lastmasse am abtriebsseitigen Ende berücksichtigt. Unter der Kopplungssteifigkeit der mechanischen Übertragungselemente werden folgende Elastizitäten des Antriebsstranges berücksichtigt:

- Steifigkeit des mechanischen Übertragungselementes
- Steifigkeit des Koppellementes zwischen mechanischem Übertragungselement und Motor
- Steifigkeit der Motorwelle

Die Kopplungssteifigkeit wird auf der Lastseite modelliert. Der Zusammenhang zwischen Lastseite und Motor wird allgemein über die kinematische Konstante c_K beschrieben. Gegebenenfalls müssen Steifigkeiten der Antriebsseite mithilfe dieser auf die Abtriebsseite umgerechnet werden. Für die Berücksichtigung einer Getriebeübersetzung i_G berechnet sich die kinematische Konstante beispielsweise zu:

$$c_K = \frac{1}{i_G} \quad (3.1)$$

Das Statorteilsystem beschreibt die Torsionsmode des Motor Stators über die Steifigkeit $c_{\varphi,S}^{Mo}$ und den Dämpfungskoeffizienten $d_{\varphi,S}^{Mo}$. Den Bezugspunkt stellt das A-Schild des

Servomotors dar, über den der Servomotor an der Peripherie befestigt wird. Am B-Schild des Stators kann das Positionsmessgerät angekoppelt werden. An dem Motorstator Massenträgheitsmoment J_S^{Mo} greift das Reaktionsmoment des Servomotors an. Je nach Definition der Parameter der Positionsmessgeräteankopplung, können unterschiedliche Kopplungsprinzipien für das Positionsmessgerät – wie in Abschnitt 2.4 analysiert – modelliert werden.

Eingangsgröße des Modells ist sowohl das Motordrehmoment M_{Mo} , welches die Welle bewegt und sich dabei am Stator abstützt, als auch ein Lastdrehmoment M_L oder eine Lastkraft F_L am abtriebsseitigem Wellenende des Motors. Die Position der abtriebsseitigen Motorwelle entspricht der tatsächlichen Position des Motors φ_R^{Mo} . Weitere Eingänge zur Regelkreisanalyse sind die Ausgangssensitivitäten für die Position und die Geschwindigkeit der Messposition (z_{SOP} und z_{SOS}). Die gemessene Position y_P bestimmt sich aus der Positionsdifferenz von Messgerätewelle φ_R^{MD} und dem Stator φ_S^{MD} desselben, sowie der Variablen für die Ausgangssensitivität der Position z_{SOP} .

$$y_P = \varphi_R^{MD} - \varphi_S^{MD} + z_{SOP} \quad (3.2)$$

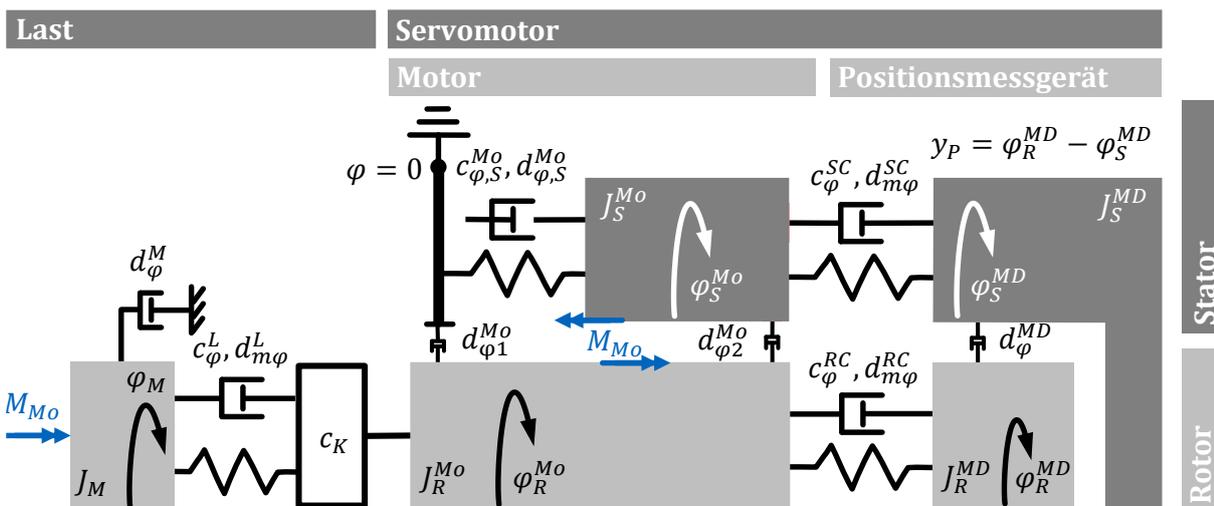


Bild 3.1 Generalisiertes Modell mit konzentrierten Massen der Torsionsmoden eines Servomotors zur Erzeugung einer rotatorischen Bewegung

Tabelle 3.1 Symbolbezeichnungen

| | | | |
|----------------------------|----------------|----------------------------|--|
| \square_{\square}^{RC} | Rotorkupplung | \square_{\square}^L | Kopplung zwischen Motor und mechanischem Übertragungselement |
| \square_{\square}^{SC} | Statorkupplung | $\square_{\square,S}^{MD}$ | Messgerät Stator |
| $\square_{\square,S}^{Mo}$ | Motor Stator | $\square_{\square,R}^{MD}$ | Messgerät Rotor |
| $\square_{\square,R}^{Mo}$ | Motor Rotor | c_K | Kinematische Konstante |

Die Bewegungsgleichungen des in Bild 3.1 dargestellten Systems lauten:

- **Mechanik**

$$J_M \ddot{\varphi}_M = d_{m\varphi}^L (c_K \dot{\varphi}_R^{Mo} - \dot{\varphi}_M) + d_\varphi^M (-\dot{\varphi}_M) + c_\varphi^L (c_K \varphi_R^{Mo} - \varphi_M) - M_L \quad (3.3)$$

- **Motor Rotor**

$$J_R^{Mo} \ddot{\varphi}_R^{Mo} = -d_{\varphi 1}^{Mo} \dot{\varphi}_R^{Mo} + d_{\varphi 2}^{Mo} (\dot{\varphi}_S^{Mo} - \dot{\varphi}_R^{Mo}) + c_K d_{m\varphi}^L (\dot{\varphi}_M - c_K \dot{\varphi}_R^{Mo}) + d_{m\varphi}^{RC} (\dot{\varphi}_R^{MD} - \dot{\varphi}_R^{Mo}) + c_K c_\varphi^L (\varphi_M - c_K \varphi_R^{Mo}) + c_\varphi^{RC} (\varphi_R^{MD} - \varphi_R^{Mo}) + M_{Mo} \quad (3.4)$$

- **Positionsmessgerät Rotor**

$$J_R^{MD} \ddot{\varphi}_R^{MD} = d_\varphi^{MD} (\dot{\varphi}_S^{MD} - \dot{\varphi}_R^{MD}) + d_{m\varphi}^{RC} (\dot{\varphi}_R^{Mo} - \dot{\varphi}_R^{MD}) + c_\varphi^{RC} (\varphi_R^{Mo} - \varphi_R^{MD}) \quad (3.5)$$

- **Motorgehäuse**

$$J_S^{Mo} \ddot{\varphi}_S^{Mo} = d_{\varphi 2}^{Mo} (\dot{\varphi}_R^{Mo} - \dot{\varphi}_S^{Mo}) - d_{m\varphi, S}^{Mo} \dot{\varphi}_S^{Mo} + d_{m\varphi}^{SC} (\dot{\varphi}_S^{MD} - \dot{\varphi}_S^{Mo}) + c_{\varphi, S}^{Mo} \varphi_S^{Mo} + c_\varphi^{SC} (\varphi_S^{MD} - \varphi_S^{Mo}) - M_{Mo} \quad (3.6)$$

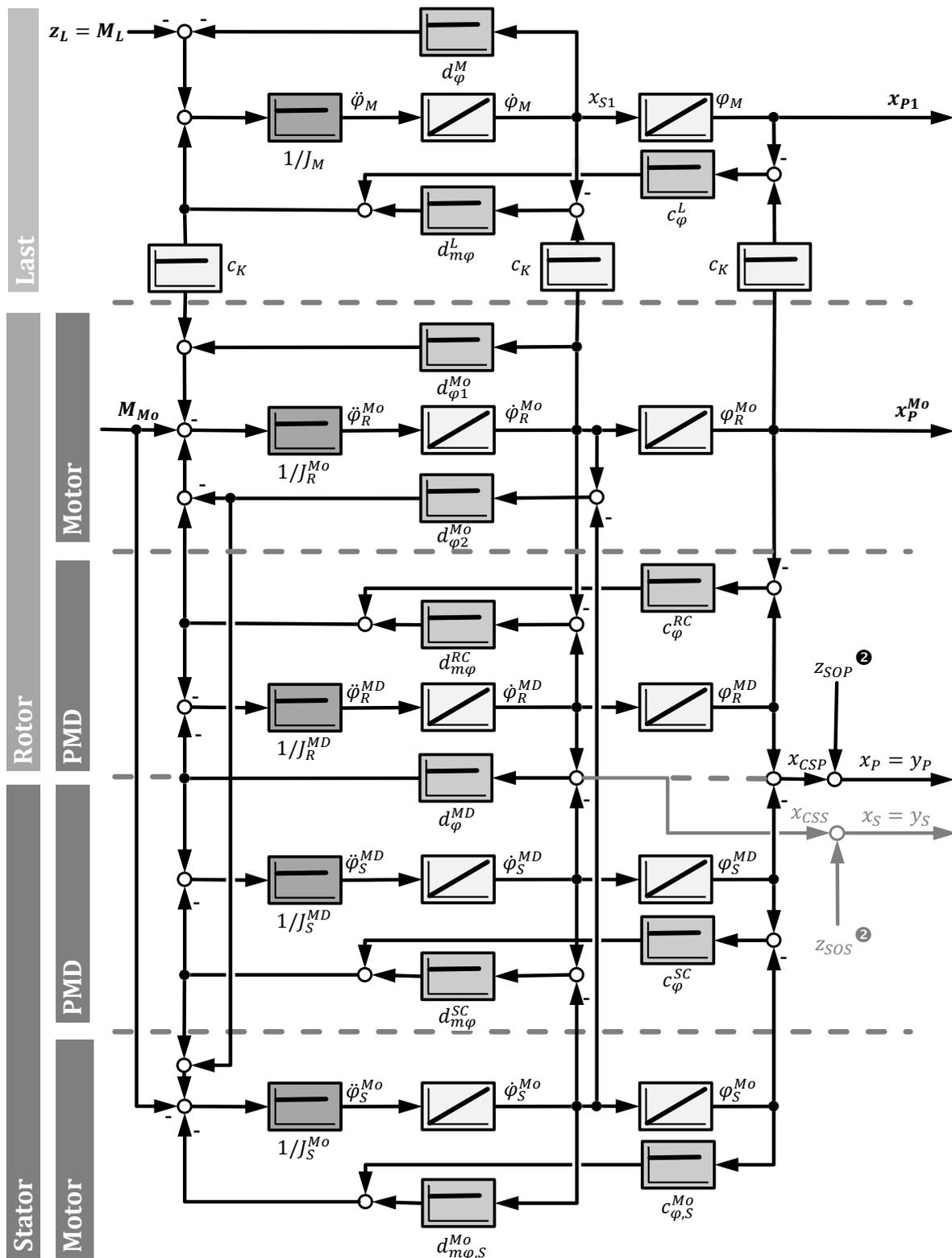
- **Positionsmessgerät Stator**

$$J_S^{MD} \ddot{\varphi}_S^{MD} = d_\varphi^{MD} (\dot{\varphi}_R^{MD} - \dot{\varphi}_S^{MD}) + d_{m\varphi}^{SC} (\dot{\varphi}_S^{Mo} - \dot{\varphi}_S^{MD}) + c_\varphi^{SC} (\varphi_S^{Mo} - \varphi_S^{MD}) \quad (3.7)$$

Es werden folgende Normierungen der Massenträgheit für eine bessere Strukturierung eingeführt, wobei stets auf das Massenträgheitsmoment des Motors (Aktuator) im entsprechenden Teilsystem (Rotor oder Stator) normiert wird:

- $\chi_M = \frac{J_M}{J_R^{Mo}}$
- $\chi_R^{MD} = \frac{J_R^{MD}}{J_R^{Mo}}$
- $\chi_S^{MD} = \frac{J_S^{MD}}{J_S^{Mo}}$
- $\chi_S^{Mo} = \frac{J_S^{Mo}}{J_R^{Mo}}$

Das im Servomotor intern verbaute Positionsmessgerät liefert als Ausgang des Systems eine Position, jedoch keine Drehzahl. Dennoch kann es notwendig sein, die Drehzahl des mechanischen Systems zu kennen. Zum einen kann sie benötigt werden, um den Einfluss einer idealen Drehzahlmessung im Vergleich zu der Berechnung des Drehzahlsignals aus dem Positionssignal auf den Regelkreis zu untersuchen. Zum anderen ist es bei einer zeitkontinuierlichen Beschreibung des Regelkreises mathematisch nicht möglich, die Drehzahl aus der Position abzuleiten. Es muss in diesem Fall direkt die Drehzahl der Regelstrecke als Rückführsignal verwendet werden. Aufgrund dieser beiden Gründe wird eine fiktive Größe für die gemessenen Drehzahl y_S eingeführt. Diese kann mit seinen Störeingängen als Rückführsignal für den Drehzahlregler verwendet werden.



PMD Positionsmessgerät (Position Measuring Device)

Bild 3.2 Blockdiagramm des mechanischen Teilsystems des Servomotors für die Torsionsmoden

3.1.2 Moden mit vorwiegend translatorischer Bewegungsrichtung

Vor allem bei modularen Positionsmessgeräten ohne Rundumabtastung an Servomotoren müssen translatorische Schwingungen des Servomotors berücksichtigt werden, da diese das Messsignal an der Abtastung maßgeblich beeinflussen können (siehe Abschnitt 2.4.3). Bei Positionsmessgeräten mit Rotor- oder Statorkupplung haben diese Moden durch die Eigenlagerung nahezu keinen Einfluss auf das Messsignal (siehe Abschnitt 2.4.1 und 2.4.2). Die internen Lager verhindern Verschiebungen zwischen dem Stator- und Rotorteil des Messgerätes und zusätzlich gleichen die Kupplungen die Verschiebungen weitestgehend aus.

Translatorische Schwingmoden des Servomotors – sowohl im Rotor als auch im Stator – können an der Abtaststelle des Positionsmessgerätes prinzipiell drei grundsätzliche Verschiebungen hervorrufen (siehe Bild 3.3):

- ❶ Radiale Verschiebung
- ❷ Tangentiale Verschiebung
- ❸ Axiale Verschiebung

Die Verschiebungen an der Abtaststelle haben entscheidenden Einfluss auf das Messsignal und damit auf das Rückführsignal für die Regelkreise. Da es sich um ein differentiell Messprinzip handelt, sind die Auswirkungen einer Verschiebung im Stator oder Rotor auf das Messsignal identisch. Bild 3.3 zeigt daher nur exemplarisch Verschiebungen im Rotor.

Im Folgenden werden axiale Schwingmoden nicht weiter betrachtet, da die Abtastung des Positionsmessgerätes einsatzbedingt in Servomotoren über eine große axiale Toleranz verfügt (siehe Abschnitt 1.2). Die Abtastung ist daher robust gegenüber axialen Schwingungen und zusätzlich wird diese Mode nur geringfügig angeregt. Die Messerfahrung hat den geringen Einfluss auf die Regelung bestätigt. Besonders empfindlich ist das Positionsmessgerät auf tangentielle Verschiebungen, die parallel zur Messrichtung liegen, da sie als Winkeländerung vom Positionsmessgerät interpretiert werden. Für ein allgemeines Modell mit translatorischen Moden wird aufgrund der Kleinwinkelnäherung angenommen, dass eine tangentielle Verschiebung des Teilkreises relativ zur Abtastelektronik eine direkte Winkeländerung des Positionssignals verursacht. Messungen im Zeitbereich haben gezeigt, dass die tangentielle Verschiebung in der Größenordnung von ein paar Hundert Nanometern liegt. Bei einem Teilkreisdurchmesser von $d = 48 \text{ mm}$ liegt die Winkeländerung aufgrund der tangentialen Verschiebung bei $\Delta\varphi \approx 1''$. Dies belegt

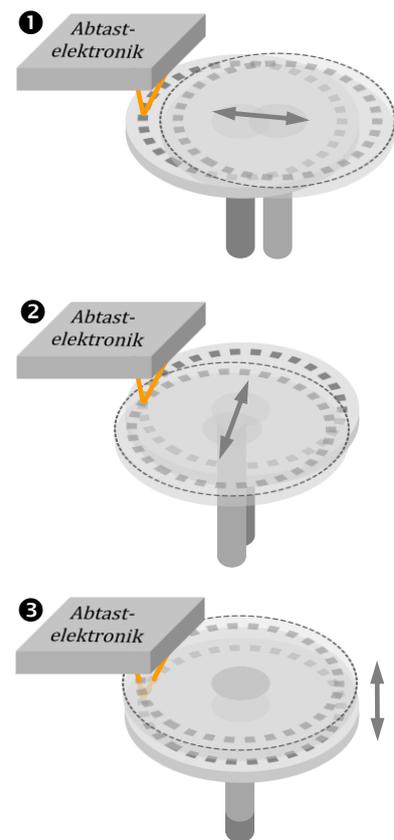


Bild 3.3 Auswirkungen von Biege- und Axialschwingmoden am Abtastspalt exemplarisch dargestellt für Schwingungen des Rotors.

die Zulässigkeit der Kleinwinkelnäherung. Bei einer tangentialen Verschiebung resultiert aber auch ein geringer radialer Fehler in der Ausrichtung der beiden zueinander bewegten Teile des Positionsmessgerätes. Dieser kann jedoch aufgrund der Annahme der Kleinwinkelnäherung vernachlässigt werden.

Neben der Vernachlässigung von axialen Schwingformen wird weiter die Vereinfachung getroffen, dass die translatorischen Moden unabhängig von der Winkelposition der Motorwelle sind. Es wird eine Modellierung im schlechtesten Betriebspunkt vorgestellt, bei der die translatorischen Verschiebungen x^{MD} immer tangential zur Abtastelektronik auftreten und damit einen direkten Winkelfehler φ_e hervorrufen. Mit der Kleinwinkelnäherung und dem Radius des Teilkreises r_D^{MD} gilt:

$$\varphi_e = \frac{x^{MD}}{r_D^{MD}} \quad (3.8)$$

Translatorische Moden des Servomotors werden unter anderem durch die Luftspaltkräfte angeregt. Die Anregungsrichtung der Luftspaltkräfte und damit die Vorzugsrichtung der translatorischen Moden hängt von der Rotorposition und der Ausrichtung des Erregerfeldes im Stator ab. Dreht sich der Motor kontinuierlich, so ändert sich die Vorzugsrichtung der Schwingung dauerhaft. Das Positionsmessgerät misst pro Umdrehung zweimal den maximalen Fehler, der aus einer tangentialen Verschiebung an der Abtaststelle resultiert. Ein minimaler Fehler ergibt sich bei einer radialen Verschiebung an der Abtaststelle. Der folgenden Modellierung für translatorische Moden wird ein rotations-symmetrischer Servomotor zugrunde gelegt, der ausschließlich tangentiale Verschiebungen aufgrund der schlechtmöglichsten Rotorposition berücksichtigt.

Die Modellierung der translatorischen Moden soll wiederum alle Ankopplungsprinzipien des Positionsmessgerätes an den Motor berücksichtigen. Das generalisierte Modell mit konzentrierten Massen für die translatorischen Moden zeigt Bild 3.5. Als Bezugsebene ist analog zum Torsionsmodell in Abschnitt 3.1.1 das A-Schild des Servomotors definiert. Zur Modellierung der rotorseitigen Biegeschwingungen wird das Prinzip der Superposition angewendet, um drei charakteristische Moden des Rotors zu modellieren (siehe Bild 3.4):

- ❶ Radiale Resonanz im abtriebsseitigen Lager
- ❷ Biegung der Motorwelle
- ❸ Radiale Resonanz im Lager des lastfreien Endes

Mit der Vereinfachung, dass die Verformung der Welle zwischen $x_{R\Box}^{Mo}$ und dem Teilkreis linear ist, kann die radiale Verschiebung des Teilkreises x_R^{MD} durch eine kinematische Beziehung beschrieben werden. Dafür ist der Stützabstand der Motorlager l_{xy}^{Mo} und der Abstand

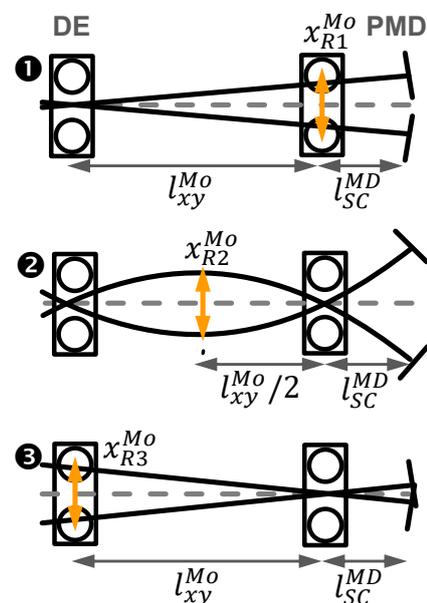


Bild 3.4 Rotormoden: Biegung und radiale Verschiebung in den Lagern.

des Teilkreises zum Motorlager am lastfreien Ende l_{SC}^{MD} notwendig. Die Beschreibung gilt exakt für modulare Positionsmessgeräte, da Rotorwelle und Messgerätewelle aufgrund der steifen Anbindung eine Einheit bilden.

$$x_R^{MD} = x_{R1}^{Mo} \left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) - x_{R2}^{Mo} \frac{2l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} - x_{R3}^{Mo} \frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} \quad (3.9)$$

Für die allgemeine Betrachtung mit Rotorkupplung kann diese kinematische Beziehung nur bedingt angewendet werden, da zwischen Motorwelle und Teilkreis die radiale Steifigkeit der Kupplung berücksichtigt werden muss. Für ein allgemeingültiges Modell wird definiert, dass die radiale Verschiebung am Abtastpunkt aus Gleichung (3.9) gleich der Verschiebung des lastfreien Wellenendes des Motors x_R^{Mo} ist. Die Verschiebung x_R^{Mo} führt mithilfe der Steifigkeit der Rotorkupplung c_x^{RC} zu einer Verschiebung der Positionsmesswelle x_R^{MD} .

$$x_R^{Mo} = x_{R1}^{Mo} \left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) - x_{R2}^{Mo} \frac{2l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} - x_{R3}^{Mo} \frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} \quad (3.10)$$

Der Motor Stator wird für eine Biegemode modelliert. Zusätzlich ist der Leistungs- und der Positionsmessgerätestecker separat als schwingungsfähiges System modelliert. Die Notwendigkeit der Modellierung der Stecker zeigen die Messergebnisse in Abschnitt 2.2. Die beiden Bauteile sind nicht rotationssymmetrisch am Motor angebracht und werden daher bei einer Torsionsanregung zu einer Biegeschwingung des Motors führen. Für kleine Verformungen des Motor-Stators ist die Kleinwinkelnäherung gültig, um auf die tangentielle Beschleunigung des Motor-Stators $\ddot{x}_{S,t}^{Mo}$ an der Gehäuseoberfläche mit dem Radius r zu schließen.

$$\tan(\ddot{\varphi}_S^{Mo}) = \frac{\ddot{x}_{S,t}^{Mo}}{r} \approx \ddot{\varphi}_S^{Mo} \rightarrow \ddot{x}_{S,t}^{Mo} = \ddot{\varphi}_S^{Mo} r \quad (3.11a)$$

Bei einer starren Anbindung gilt für den Stecker mit der Masse m_{C1}^{Mo} die Beschleunigung

$$\ddot{x}_{C1}^{Mo} = \ddot{x}_{S,t}^{Mo}. \quad (3.11b)$$

Bei dieser Beschleunigung ist die Inertialkraft des Steckers:

$$F_{ini}^{C1} = m_{C1}^{Mo} \ddot{x}_{C1}^{Mo} = m_{C1}^{Mo} \ddot{x}_{S,t}^{Mo} = m_{C1}^{Mo} \ddot{\varphi}_S^{Mo} r \quad (3.12a)$$

Analog gilt dieses für den zweiten Stecker:

$$F_{ini}^{C2} = m_{C2}^{Mo} \ddot{x}_{C2}^{Mo} = m_{C2}^{Mo} \ddot{x}_{S,t}^{Mo} = m_{C2}^{Mo} \ddot{\varphi}_S^{Mo} r \quad (3.12b)$$

Diese Kräfte stellen die Kopplung zwischen der torsionalen Bewegung φ_S^{Mo} und der Verschiebung x_C^{Mo} des Steckers dar. Die Rückkopplung wird an dieser Stelle aufgrund der geringen Masse des Steckers im Vergleich zum Stator vernachlässigt. Das Positionsmessgerät, bestehend aus Stator und Rotor, ist über die Elastizitäten der Stator- und Rotorkupplung $c_{x,r}^{SC}$ beziehungsweise $c_{x,r}^{RC}$ am Motor befestigt. Intern werden Rotor und Stator zueinander über ein Kugellager mit begrenzter Steifigkeit c_x^{MD} zueinander ausgerichtet. Es wird die Vereinfachung getroffen, dass ausschließlich radiale Verschiebungen in

den Kugellagern möglich sind. Diese Modellierung erlaubt jegliche Ankopplungsprinzipien zu modellieren.

Die Zustandsgleichungen für das System lauten:

▪ **Motor Stator x_S^{Mo}**

$$\begin{aligned} \ddot{x}_S^{Mo} = & -\frac{c_{x,S}^{Mo} + c_x^{C1} + c_x^{C2} + c_{xr}^{SC} + c_{x2}^{Mo}}{m_S^{Mo}} x_S^{Mo} - \frac{d_{x,S}^{Mo} + d_x^{C1} + d_x^{C2} + d_{xr}^{SC} + d_{x2}^{Mo}}{m_S^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} + \\ & \frac{c_x^{C1}}{m_S^{Mo}} x_{C1}^{Mo} + \frac{d_x^{C1}}{m_S^{Mo}} \dot{x}_{C1}^{Mo} + \frac{c_x^{C2}}{m_S^{Mo}} x_{C2}^{Mo} + \frac{d_x^{C2}}{m_S^{Mo}} \dot{x}_{C2}^{Mo} + \frac{c_{xr}^{SC}}{m_S^{Mo}} x_S^{MD} + \frac{d_{xr}^{SC}}{m_S^{Mo}} \dot{x}_S^{MD} + \\ & \frac{c_{x2}^{Mo}}{m_S^{Mo}} x_{x2}^{Mo} + \frac{d_{x2}^{Mo}}{m_S^{Mo}} \dot{x}_{x2}^{Mo} + \frac{1}{m_S^{Mo}} F_r^{Mo} \end{aligned} \quad (3.13)$$

▪ **Motor Stecker 1 x_{C1}^{Mo}**

$$\ddot{x}_{C1}^{Mo} = \frac{c_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} x_S^{Mo} + \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} - \frac{c_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} x_{C1}^{Mo} - \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_{C1}^{Mo} + \frac{1}{m_{C1}^{Mo}} F_{ini}^{C1} \quad (3.14a)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.12a) ergibt sich:

$$\ddot{x}_{C1}^{Mo} = \frac{c_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} x_S^{Mo} + \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} - \frac{c_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} x_{C1}^{Mo} - \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_{C1}^{Mo} + r \ddot{\phi}_S^{Mo} \quad (3.14b)$$

▪ **Motor Stecker 2 x_{C2}^{Mo}**

$$\ddot{x}_{C2}^{Mo} = \frac{c_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} x_S^{Mo} + \frac{d_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} - \frac{c_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} x_{C2}^{Mo} - \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_{C2}^{Mo} + \frac{1}{m_{C2}^{Mo}} F_{ini}^{C2} \quad (3.15a)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.12b) ergibt sich:

$$\ddot{x}_{C2}^{Mo} = \frac{c_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} x_S^{Mo} + \frac{d_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} - \frac{c_x^{C2}}{m_{C2}^{Mo}} x_{C2}^{Mo} - \frac{d_x^{C1}}{m_{C1}^{Mo}} \dot{x}_{C2}^{Mo} + r \ddot{\phi}_S^{Mo} \quad (3.15b)$$

▪ **Motor Rotor 1 x_{R1}^{Mo}**

$$\begin{aligned} \ddot{x}_{R1}^{Mo} = & \frac{c_{x2}^{Mo}}{m_{R1}^{Mo}} x_S^{Mo} + \frac{d_{x2}^{Mo}}{m_{R1}^{Mo}} \dot{x}_S^{Mo} - \left[\frac{c_{x2}^{Mo}}{m_{R1}^{Mo}} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) c_x^{RC}}{m_{R1}^{Mo}} \right] x_{R1}^{Mo} - \\ & \left[\frac{d_{x2}^{Mo}}{m_{R1}^{Mo}} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) d_x^{RC}}{m_{R1}^{Mo}} \right] \dot{x}_{R1}^{Mo} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) c_x^{RC}}{m_{R1}^{Mo}} x_R^{MD} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1 \right) d_x^{RC}}{m_{R1}^{Mo}} \dot{x}_R^{MD} - \frac{F_r^{Mo}}{2m_{R1}^{Mo}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

▪ **Motor Rotor 2 x_{R2}^{Mo}**

$$\ddot{x}_{R2}^{Mo} = - \left[\frac{c_{x2}^{Mo}}{m_{R2}^{Mo}} + \frac{-2l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} c_x^{RC} \right] x_{R2}^{Mo} - \left[\frac{d_{x2}^{Mo}}{m_{R2}^{Mo}} + \frac{-2l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} d_x^{RC} \right] \dot{x}_{R2}^{Mo} + \quad (3.17)$$

$$\frac{-2l_{SC}^{MD} c_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R2}^{Mo}} x_R^{MD} + \frac{-2l_{SC}^{MD} d_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R2}^{Mo}} \dot{x}_R^{MD} - \frac{F_r^{Mo}}{m_{R2}^{Mo}}$$

- **Motor Rotor 3 x_{R3}^{Mo}**

$$\ddot{x}_{R3}^{Mo} = - \left[\frac{c_{x2}^{Mo}}{m_{R3}^{Mo}} + \frac{l_{SC}^{MD} c_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} \right] x_{R3}^{Mo} - \left[\frac{d_{x2}^{Mo}}{m_{R3}^{Mo}} + \frac{l_{SC}^{MD} d_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} \right] \dot{x}_{R3}^{Mo} + \frac{-l_{SC}^{MD} c_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} x_R^{MD} + \frac{-l_{SC}^{MD} d_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} \dot{x}_R^{MD} - \frac{F_r^{Mo}}{2m_{R3}^{Mo}} \quad (3.18)$$

- **Positionsmessgerät Stator x_S^{MD}**

$$\ddot{x}_S^{MD} = \frac{c_{xr}^{SC}}{m_S^{MD}} x_S^{Mo} + \frac{d_{xr}^{SC}}{m_S^{MD}} \dot{x}_S^{Mo} - \frac{c_{xr}^{SC} + c_x^{MD}}{m_S^{MD}} x_S^{MD} - \frac{d_{xr}^{SC} + d_x^{MD}}{m_S^{MD}} \dot{x}_S^{MD} + \frac{c_x^{MD}}{m_S^{MD}} x_R^{MD} + \frac{d_x^{MD}}{m_S^{MD}} \dot{x}_R^{MD} \quad (3.19)$$

- **Positionsmessgerät Rotor x_R^{MD}**

$$\ddot{x}_R^{MD} = \frac{c_x^{MD}}{m_R^{MD}} x_S^{MD} + \frac{d_x^{MD}}{m_R^{MD}} \dot{x}_S^{MD} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1\right) c_x^{RC}}{m_R^{MD}} x_{R1}^{Mo} + \frac{\left(\frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} + 1\right) d_x^{RC}}{m_R^{MD}} \dot{x}_{R1}^{Mo} + \frac{-2l_{SC}^{MD} c_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R2}^{Mo}} x_{R2}^{Mo} + \frac{-2l_{SC}^{MD} d_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R2}^{Mo}} \dot{x}_{R2}^{Mo} + \frac{l_{SC}^{MD} c_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} x_{R3}^{Mo} + \frac{-l_{SC}^{MD} d_x^{RC}}{l_{xy}^{Mo} m_{R3}^{Mo}} \dot{x}_{R3}^{Mo} - \frac{c_x^{RC} + c_x^{MD}}{m_R^{MD}} x_R^{MD} - \frac{d_x^{RC} + d_x^{MD}}{m_R^{MD}} \dot{x}_R^{MD} \quad (3.20)$$

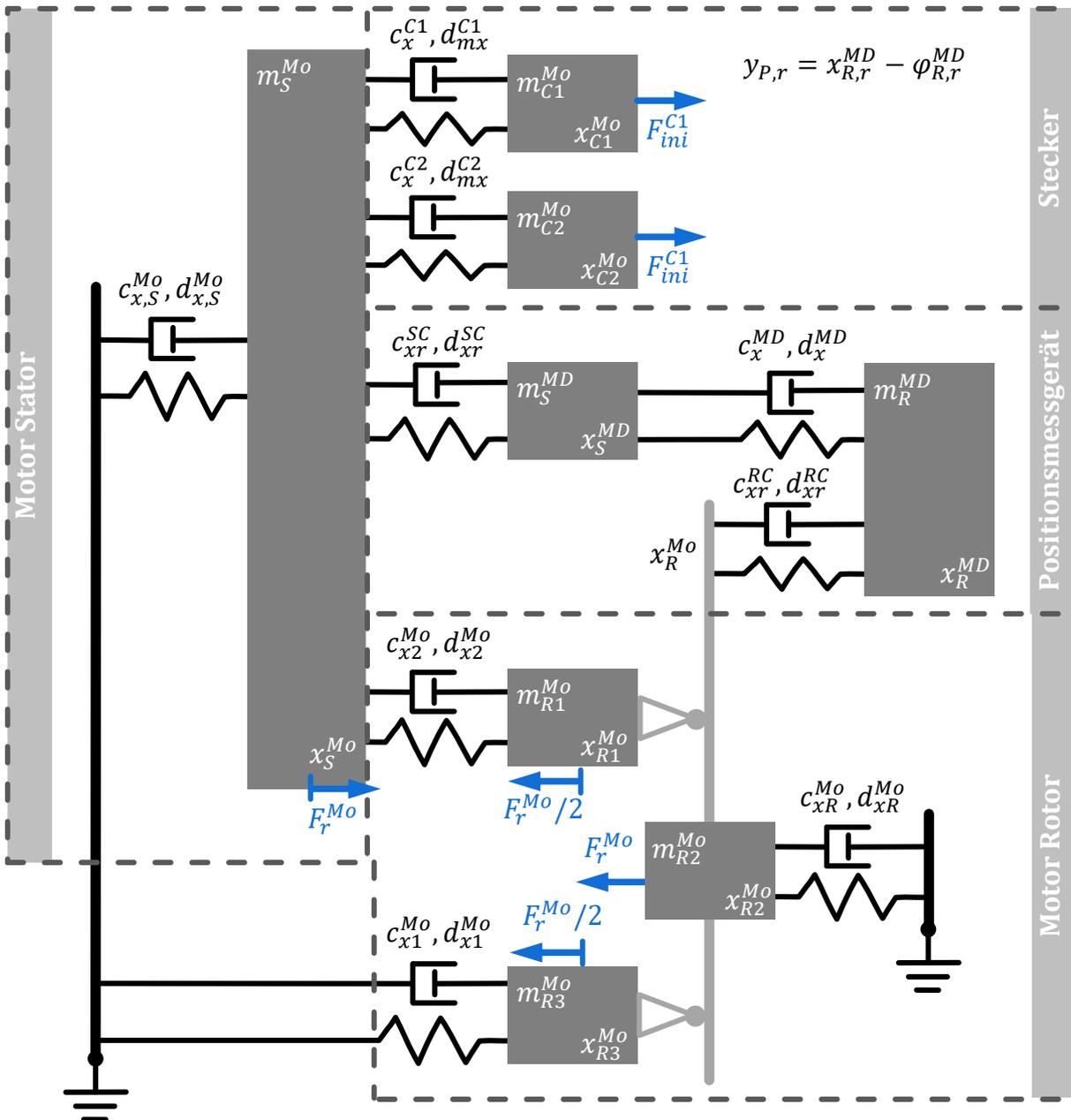


Bild 3.5 Generalisiertes Modell mit konzentrierten Massen der translatorischen Moden eines Servomotors

3.2 Modell des elektrischen Teilsystems des Servomotors

Das Verhalten des elektrischen Teilsystems des Motors kann vereinfachend mithilfe eines Systems 1. Ordnung beschrieben werden. Dabei wird es als Reihenschaltung einer Induktivität L und eines Widerstandes R beschrieben [1, S. 127]. Die Dynamik wird durch die elektrische Zeitkonstante T_{el} charakterisiert. Im stationären Fall führt das in Gleichung (3.30) beschriebene gesamte Spannungsstellsignal u_{CT} abzüglich der induzierten Spannung u_i zu einer komplementären Ausgangssensitivität des Stroms x_{CSC} .

$$x_{CSC}(s) = \frac{1}{R T_{El} s + 1} (u_{CT} - u_i), T_{El} = \frac{L}{R} \quad (3.21)$$

Der Iststrom x_C setzt sich aus der komplementären Ausgangssensitivität des Stroms x_{CSC} und der Ausgangssensitivität des Stroms z_{SOC} zusammen.

$$x_C = x_{CSC} + z_{SOC} \quad (3.22)$$

Obwohl die elektrischen Parameter ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen, wird das nachfolgende Modell mit linear konstanten Parametern das elektrische Teilsystem des Motors beschrieben. Die elektrischen Parameter der Wicklung bei $f \approx 0$ Hz dominieren das elektrische Verhalten des Motors über einen weiten Frequenzbereich. Für die Auslegung des Regelkreises ist es jedoch essentiell, die Parameter des elektrischen Teilsystems bei der Durchtrittsfrequenz des offenen Stromregelkreises f_{COC} zu verwenden. Die Zusammenhänge und eine Auslegungsmethode für den Stromregelkreis werden in [39] genauer beschrieben.

Die Spannungsinduktion stellt eine Kopplung des mechanischen Teilsystems mit dem elektrischen Teilsystem dar. Somit kann das elektrische Teilsystem nicht ohne das mechanische beschrieben werden. Durch die Rückführung der Drehzahl über die Spannungskonstante c_u kann das elektro-mechanische System schwingungsfähig werden. Da die induzierte Spannung niemals ideal kompensiert werden kann, sollte die Spannungsinduktion nicht vernachlässigt werden. Spannung wird in einem Servomotor durch die Bewegung des Rotors und durch die Schwingung des Stators induziert. Es folgt, dass die induzierte Spannung u_i aus der Differenzgeschwindigkeit zwischen dem Stator und dem Rotor des Motors resultiert.

$$u_i = c_u (\dot{x}_R^{Mo} - \dot{x}_S^{Mo}) \quad (3.23)$$

An dieser Stelle wird ersichtlich, dass das zur Spannungskompensation verwendete Rückführsignal für die Geschwindigkeit y_{FBS} im allgemeinen nicht identisch ist mit der Geschwindigkeit, die für die Spannungsinduktion verantwortlich ist (siehe Bild 3.7). Erzeugt wird die induzierte Spannung durch die Differenzgeschwindigkeit im Motor $(\dot{x}_R^{Mo} - \dot{x}_S^{Mo})$, kompensiert wird sie jedoch mit der aus dem Signal des Positionsmessgerätes ermittelten Drehzahl $(H_{SC}(\dot{x}_R^{MD} - \dot{x}_S^{MD}))$. Eine ideale Spannungskompensation ist auch aus diesem Grund nicht möglich.

Mit Einführung folgender Normierungen

- Normiertes gesamtes Spannungsstellsignal

$$u_{CT}^* = \frac{1}{R} \frac{c_F}{J_T} u_{CT} \quad (3.24a)$$

- Normierter komplementäre Ausgangsensitivität des Stroms

$$x_{CSC}^* = \frac{c_F}{J_T} x_{CSC} \quad (3.24b)$$

- Normierte Spannungskonstante

$$c_U^* = \frac{c_T c_U}{J_T R} \quad (3.24c)$$

gilt für die Zustandsgleichung der komplementären Sensitivität des Stroms:

$$\dot{x}_{CSC}^* = \frac{-c_U^*}{T_{El}} \dot{x}_R^{Mo} + \frac{c_U^*}{T_{El}} \dot{x}_S^{Mo} + \frac{-1}{T_{El}} x_{CSC}^* + \frac{1}{T_{El}} u_{CT}^* \quad (3.25)$$

Das dazugehörige Blockschaltbild mit normierten Größen zeigt Bild 3.6. Die Verkopplung mit dem mechanischen Teilsystem erfolgt über den Zusammenhang:

$$M_{Mo} = (x_{CSC}^* - z_{SOC}^*) J_T \quad (3.26)$$

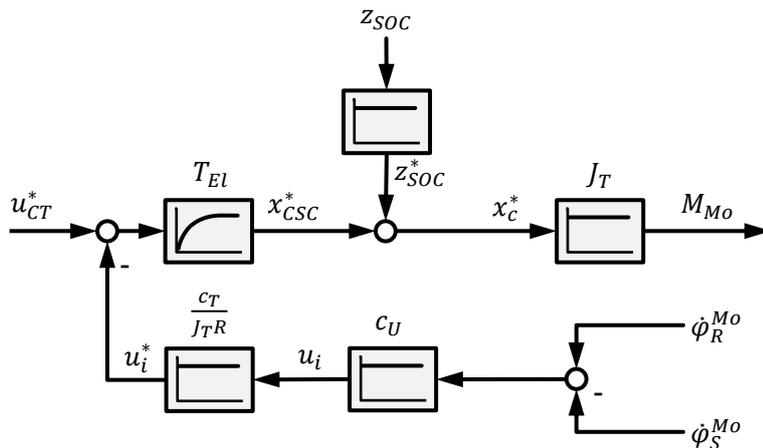


Bild 3.6 Blockdiagramm des elektrischen Teilsystems eines Servomotors

3.3 Zeitdiskrete Reglerstruktur

Als digitaler Regler wird ein Kaskadenregler bestehend aus den zeitdiskreten Übertragungsfunktionen des Positions- H_{CP} , normiertem Drehzahl- H_{CS}^* und normiertem Stromreglers H_{CC}^* verwendet. Dabei ist der Positionsregler als P-Regler, Drehzahl- und Stromregler als PI-Regler ausgeführt (siehe Bild 3.7). Ein digitaler Regelkreis zeichnet sich durch die Effekte

- Zeitdiskretisierung durch die Abtastung bei $t = kT_S; k = 0, 1, 2, \dots$
- Wertediskretisierung durch die A/D- beziehungsweise D/A-Wandler

aus [2]. Im vorliegenden Modell wird ausschließlich die Zeitdiskretisierung berücksichtigt, da die Wertediskretisierung für den Anwendungsfall dieser Arbeit nicht von Bedeutung ist [40, S. 410]. Darüber hinaus wird ausschließlich der Fall betrachtet, dass alle Regler synchron mit einer identischen Abtastzeit arbeiten. Auch alle A/D- und D/A-Wandler arbeiten synchron zum Reglertakt und ihre Quantisierung ist vernachlässigbar. Nach [2, S. 225 ff, 40] wird der A/D-Wandler als Abtastglied und der D/A-Wandler als Halteglied 0. Ordnung H_0 modelliert. Die Verarbeitungstotzeit T_p wird am Eingang der Regelstrecke als Totzeit für die Diskretisierung berücksichtigt, da nur so der Effekt mathematisch beschrieben werden kann. Aus regelungstechnischer Sicht wird durch die Umstrukturierung die Wirkung nicht verändert. Um die zeitkontinuierliche Regelstrecke in einem gemeinsamen Zustandsraummodell mit der zeitdiskreten Regelung zu beschreiben, ist eine Zeit-Diskretisierung der Regelstrecke notwendig, die das Verhalten der Regelstrecke zu den Abtastzeitpunkten beschreibt. Aufgrund des komplexen und verkoppelten Systems ist eine analytische Lösung nicht möglich, sodass eine numerische Diskretisierung verwendet wird.

Für die Beschreibung der Regler gelten folgende Normierungen:

- Proportionalverstärkungen des Drehzahl- und Stromreglers

$$K_S^* = \frac{c_T}{J_T} K_S \quad (3.27a)$$

$$K_C^* = \frac{1}{R} K_C \quad (3.27b)$$

- Stromvariablen

$$\square_C^* = \frac{c_F}{J_T} \square_C \quad (3.27c)$$

Die normierten Variablen des Stromregelkreises w_{CC}^* , x_C^* , x_{CSC}^* und z_{SOC}^* entsprechen einer Beschleunigung. Da der normierte aktuelle Strom x_C^* nicht identisch mit der Beschleunigung des mechanischen Systems x_A ist, kann der Stromregler nicht als Beschleunigungsregler betrachtet werden. Das normierte Lastdrehmoment M_L^* entspricht ebenfalls einer Beschleunigung ($x_A = x_C^* - M_L^*$). Mit Bezug auf das Blockschaltbild mit rotatorischen Freiheitsgraden des gesamten Servoantriebes in Bild 3.7 lauten die Zustandsgleichungen für die Integralanteile der Regler:

- Drehzahl

$$x_{SI}^*(k+1) = -K_P K_S^* \chi_{IS} y_{FBP}(k) - K_S^* \chi_{IS} y_{FBS}(k) + x_{SI}^*(k) + K_P K_S^* \chi_{IS} w_P(k) + K_S^* \chi_{IS} w_{SC}(k); \quad \chi_{IS} = \frac{T_S}{T_{IS}} \quad (3.28)$$

- Strom

$$x_{CI}^*(k+1) = -K_P K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* \chi_{IC} y_{FBP}(k) - K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* \chi_{IC} y_{FBS}(k) - K_C^* \chi_{IC} y_{FBC}^*(k) + K_C^* \chi_{IC} x_{SI}^*(k) + x_{CI}^*(k) + K_P K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* \chi_{IC} w_P(k) + K_C^* \chi_{IC} \frac{c_F}{m_T} w_{CC}(k) + K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* \chi_{IC} w_{SC}(k) \quad \chi_{IC} = \frac{T_S}{T_{IC}} \quad (3.29)$$

Das gesamte Spannungsstellsignal, welches die Schnittstelle am Ausgang des Reglers beschreibt, berechnet sich zu:

$$u_{CT}^*(k) = -K_P K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* (1 + \chi_{IC}) y_{FBP}(k) - (K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* (1 + \chi_{IC}) - K_{Ci} \tilde{c}_U^*) y_{FBS}(k) - K_C^* (1 + \chi_{IC}) y_{FBC}^*(k) + x_{CI}^*(k) + K_C^* (1 + \chi_{IC}) x_{SI}^*(k) + K_P K_S^* (1 + \chi_{IS}) K_C^* (1 + \chi_{IC}) w_P(k) + K_C^* (1 + \chi_{IC}) \frac{c_F}{m_T} w_{CC}(k) \quad (3.30)$$

Durch den Faktor $K_{Ci} \in [0,1]$ kann die Kompensation der induzierten Spannung aktiviert oder deaktiviert werden. Für die Definition der Rückführgrößen wird im Folgenden auf Messfilter verzichtet, damit der Einfluss des vom Positionsmessgerät zur Verfügung gestellten Messwertes auf den Regelkreis ohne bandbreitenbegrenzende Effekte beschrieben werden kann (Worst Case):

- Position

Das Positionsrückführsignal entspricht nach Gleichung (3.2) unter Vernachlässigung von translatorischen Schwingungen dem Messsignal des Positionsmessgerätes, welches die Position differentiell misst.

$$y_{FBP} = y_P = \varphi_R^{MD} - \varphi_S^{MD} + z_{SOP} \quad (3.31)$$

Unter Berücksichtigung der eingeführten translatorischen Schwingungen ergibt sich das Positionssignal im schlechtmöglichstem Betriebszustand zu:

$$y_{FBP} = y_P = \underbrace{\varphi_R^{MD} - \varphi_S^{MD} + z_{SOP}}_{\text{rotatorische Verschiebung}} + \underbrace{\frac{x_R^{MD} - x_S^{MD}}{r_D^{MD}}}_{\text{translatorische Verschiebung}} \quad (3.32)$$

- Drehzahl

Wird die aktuelle Drehzahl aus dem Messsignal des im Servomotor verbauten Positionsmessgerätes durch zeitdiskrete Differentiation H_{SC} berechnet, so gilt:

$$y_{FBS} = H_{SC} x_{CSP} = H_{SC} \left(\underbrace{\varphi_R^{MD} - \varphi_S^{MD} + \int z_{SOS}}_{\text{rotatorische Verschiebung}} + \underbrace{\frac{x_R^{MD} - x_S^{MD}}{r_D^{MD}}}_{\text{translatorische Verschiebung}} \right) \quad (3.33)$$

Steht ein Geschwindigkeitsmessgerät zur Verfügung oder soll der Einfluss der zeitdiskreten Differentiation vernachlässigt werden, so ist die Rückführgröße identisch mit dem Geschwindigkeitsmesssignal.

$$y_{FBS} = y_S = \dot{\varphi}_R^{MD} - \dot{\varphi}_S^{MD} + z_{SOS} \quad (3.34)$$

- Strom

Das Rückführsignal für den Stromregler ist gleich dem Strom des Motors:

$$y_{FBC} = y_C = x_{CSC} + z_{SOC} \quad (3.35)$$

3.4 Verifikation

Die Verifikation des Modells des Servoantriebes soll sich vor allem auf das strukturmechanische Modell und den Drehzahlregelkreis beschränken. Für den Abgleich des Stromregelkreises sei auf [39] verwiesen. Die Auslegung erfolgt für eine Phasenreserve von $\varphi_{PMC} = 60$ Grad. Der Teststand zur regelungstechnischen Untersuchung ist auszugswise in Bild 3.8 dargestellt. Er besteht aus dem Servomotor und seinem Anschraubadapter, der Leistungselektronik mit IGBT-basiertem Umrichter (im Bild nicht dargestellt) und dem Motion Controller. Als Hardware für den Motion Controller wurde die Rapid Control Prototyping Plattform SCALEXIO® von dSPACE® verwendet. Zur Visualisierung von diversen Signalen in Echtzeit steht ein Oszilloskop zur Verfügung.

Die Entwicklungsmethode des Rapid Control Prototyping (RCP) sieht einen durchgängigen Arbeitsfluss zwischen der Entwicklung von Regelungsalgorithmen, der Code-Generierung und der Erprobung am Prüfstand vor. Im Allgemeinen werden die Regelalgorithmen dabei modellbasiert in einer graphischen Programmierumgebung beschrieben. Im Bereich der Regelungstechnik sind die Software-Pakete MATLAB® und Simulink® der Firma MathWorks® am weitesten verbreitet [41, 42]. Durch die Verwendung geeigneter Software-Erweiterungen (Toolboxen) ist eine automatisierte Codegenerierung aus Simulink® für Software- und Hardware-Code möglich. So wurde für den Prüfstand eine Entwicklungsumgebung basierend auf den MathWorks® Produkten aufgebaut, die die simulative Untersuchung der Regelkreise erlaubt, einen automatisierten Workflow zur Codegenerierung basierend auf den Reglermodellen unterstützt und über entsprechende Schnittstellen den Prüfstand steuert. Somit ist ein durchgehende Systemlösung für das Rapid Control Prototyping von der simulativen Reglermodellierung bis zur Erprobung am Prüfstand gegeben. Alle Funktionalitäten werden über eine Bedienoberfläche parametrisiert und gesteuert, die auf MATLAB® AppDesigner basiert.



Bild 3.8 Teststand zur Ansteuerung der Servomotoren

3.4.1 Torsionsmoden für Servomotoren mit Rotorkupplung

Der zur Verifikation des Modells mit Torsionsmoden verwendete Servomotor weist drei dominante Resonanzen im Frequenzbereich bis $f = 5$ kHz auf, die in Tabelle 3.2 aufgeführt sind. Auffallend ist, dass die Resonanzfrequenz der Rotorkupplung f_0^{RC} über der Resonanzfrequenz der Rotorwelle $f_0^{M_0}$ liegt. Die Frequenzantwort des Drehzahlregelkreises des Servomotors zeigt Bild 3.9. Sowohl das Verhalten des offenen Regelkreises als auch das Führungsverhalten am Prüfstand wird durch die Modelle mit einer relativen Verarbeitungsverzögerung von $\chi_P = 0,75$ beschrieben. Der Amplitudendurchtritt des offenen Regelkreises liegt bei einer Frequenz von $f_{COS} = 320$ Hz und wird auch durch die Modelle wiedergespiegelt. Limitiert wird der Regelkreis durch das Kriterium der Resonanzamplitudenunterdrückung von $\|G_0\|_{RS} = 10$ dB. Zur genaueren Erläuterung des Kriteriums sei an dieser Stelle auf Abschnitt 4.1 verwiesen.

Aufgrund des geringen Dämpfungsgrades der Rotorkupplungsresonanzfrequenz wirkt die mechanische Ankopplung des Messgerätes für den Drehzahlregelkreis begrenzend. Es wird deutlich, dass nicht allein die Resonanzfrequenz, sondern auch der Dämpfungsgrad ausschlaggebend für die Dynamik eines mechanischen Systems im Regelkreis ist. Im Vergleich zu einem mechanisch steifen Antrieb mit einer Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises von $f_{COS} = 460$ Hz muss aufgrund der Rotorkupplungsresonanz die Bandbreite des Drehzahlregelkreises um $\Delta f_{COS} = 140$ Hz reduziert werden. Eine Erhöhung der Abtastfrequenz f_S des Reglers wird keine Dynamikerhöhung in dem Positions- oder Drehzahlregelkreis bewirken, da diese weiterhin durch die mechanische Resonanzfrequenz der Rotorkupplung limitiert sein werden.

In Bild 3.9 wird die Beschreibung eines Servomotors mit Torsionsmoden ausreichend validiert. Translatorische Moden haben untergeordnete Bedeutung, da diese durch die Eigenlagerung des Positionsmessgerätes nicht in den Regelkreis zurückgeführt werden. Die geringen Unterschiede zwischen Messung und Simulation im Bereich von $f \approx 100$ Hz sind darauf zurückzuführen, dass in dem Modell keine Reibungen des Motor-Wellendichtringes und der Lagerdichtungen berücksichtigt sind.

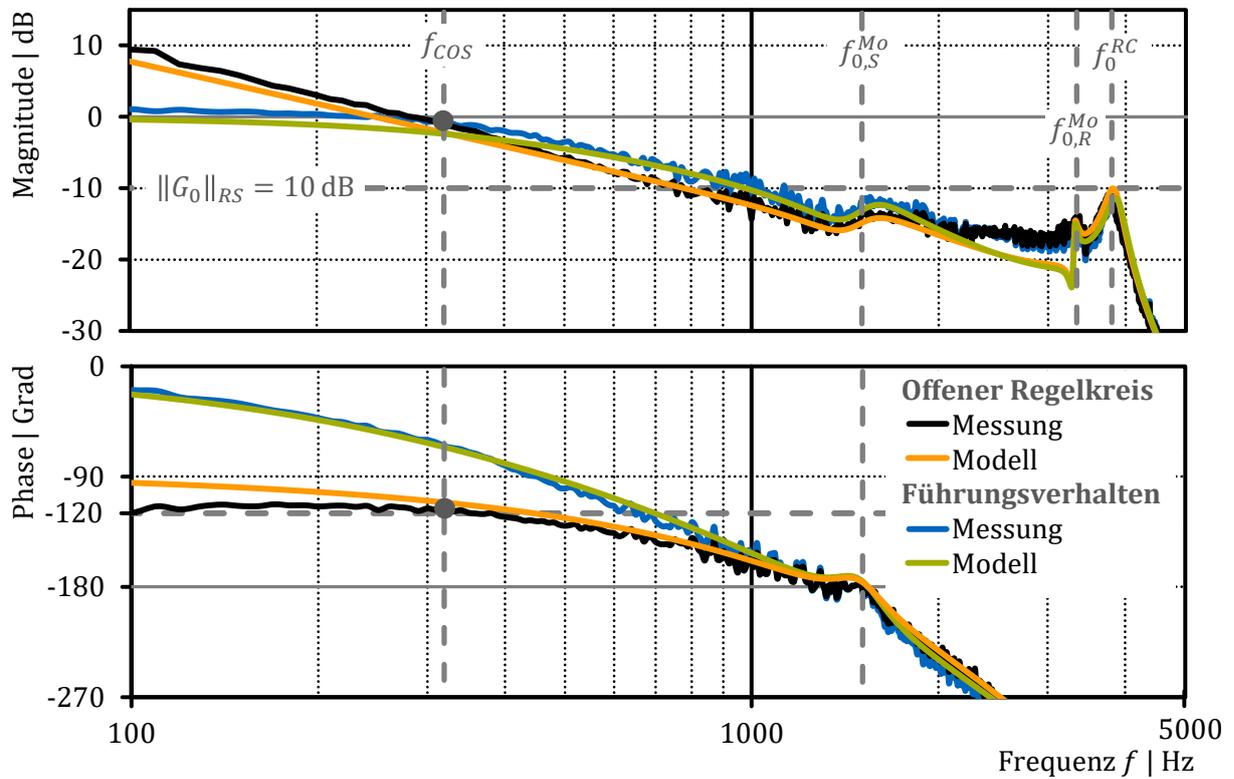


Bild 3.9 Vergleich der gemessenen und aus dem Modell berechneten Frequenzantwort des Drehzahlregelkreises eines Servomotors mit Rotorkupplung

Tabelle 3.2 Charakteristik des Servomotors

| Mode | Frequenz | Dämpfungsgrad |
|----------------------|----------------------------------|------------------------|
| Motor Stator Torsion | $f_{0,S}^{Mo} = 1,5 \text{ kHz}$ | $D_{M,S}^{Mo} = 0,12$ |
| Motor Rotor Torsion | $f_{0,R}^{Mo} = 3,3 \text{ kHz}$ | $D_{M,R}^{Mo} = 0,007$ |
| Rotorkupplung | $f_0^{RC} = 3,9 \text{ kHz}$ | $D_M^{RC} = 0,04$ |

3.4.2 Translatorische Moden für Servomotoren mit modularem Messgerät

Zur Verifikation translatorischer Moden wird derselbe Motor verwendet wie im vorangegangenen Abschnitt. Anstelle des gelagerten Positionsmessgerätes mit Rotorkupplung kommt nun ein opto-elektronisches modulares Positionsmessgerät zum Einsatz. Aufgrund der fehlenden Lagerung im Servomotor werden nun im Messsignal Einflüsse translatorischer Motormoden sichtbar sein. Das gemessene Bodediagramm des offenen Drehzahlregelkreises zeigt Bild 3.10. Auf Basis des strukturmechanischen Modells aus Abschnitt 3.1.2 ist im gleichen Bild 3.10 das Simulationsergebnis dargestellt. Es ist ersichtlich, dass alle Resonanzen sehr gut beschrieben werden können. Das Verhalten des Regelkreises in Kombination mit dem strukturmechanischen Verhalten des Servomotors kann mittels des generalisierten Modells mit konzentrierten Massen beschrieben werden. Auch die Erweiterung des Modells mit torsionalen Moden um das Modell mit translatorischen Moden ist in der beschriebenen Weise zielführend und gibt das Verhalten des Servomotors mit hoher Genauigkeit wieder. Die charakteristischen Parameter der Resonanzen des Modells sind in Tabelle 3.3 aufgelistet. Es ist erkennbar, dass die translatorischen Moden zu den gewünschten Amplitudenüberhöhungen im Amplitudengang führen. Auch im Phasengang gibt es eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Modell.

Das modulare Positionsmessgerät überträgt die Positionswerte mittels digitaler Schnittstelle. Durch die Implementierung erhöht sich die Verarbeitungstotzeit des Regleralgorithmus auf mehr als eineinhalb Abtastzeit. Die Stellsignale können somit erst zur übernächsten vollen Periode gestellt werden. Es ergibt sich eine relative Verarbeitungstotzeit von $\chi_P = 2,25$.

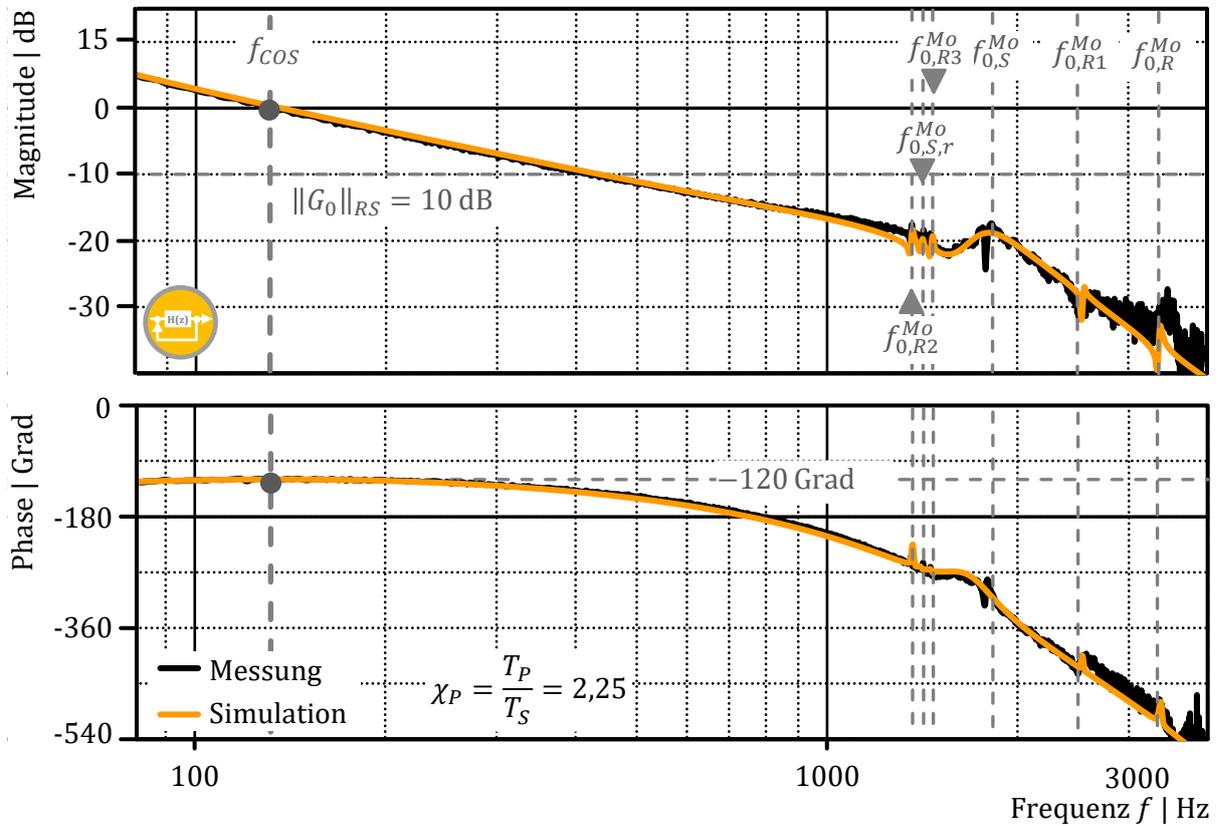


Bild 3.10 Vergleich der gemessenen und aus dem Modell berechneten Frequenzantwort des offenen Drehzahlregelkreises eines Servomotors mit modularem Messgerät

Tabelle 3.3 Charakteristik des Servomotors

| Mode | Frequenz | Dämpfungsgrad |
|--|------------------------------------|-------------------------|
| Motor Stator Torsion | $f_{0,S}^{Mo} = 1,7 \text{ kHz}$ | $D_{M,S}^{Mo} = 0,1$ |
| Motor Rotor Torsion | $f_{0,R}^{Mo} = 3,4 \text{ kHz}$ | $D_{M,R}^{Mo} = 0,005$ |
| Motor Biegung Stator | $f_{0,S,r}^{Mo} = 1,6 \text{ kHz}$ | $D_{M,S,r}^{Mo} = 0,1$ |
| Motor Rotor Verschiebung lastfreies Ende | $f_{0,R1}^{Mo} = 2,3 \text{ kHz}$ | $D_{M,R1}^{Mo} = 0,001$ |
| Motor Rotor Biegung | $f_{0,R2}^{Mo} = 1,37 \text{ kHz}$ | $D_{M,R2}^{Mo} = 0,004$ |
| Motor Rotor Verschiebung Abtriebsseite | $f_{0,R3}^{Mo} = 1,47 \text{ kHz}$ | $D_{M,R3}^{Mo} = 0,001$ |

4 Einfluss strukturmechanischer Effekte im Regelkreis

Aufgrund der zeitdiskreten Differentiation des Positionssignals zur Berechnung der Rückführgröße des Drehzahlreglers werden vom Positionsmessgerät erfasste strukturmechanische Schwingungen in die mittlere Kaskade des Regelkreises zurückgeführt. Im Vergleich zum Positionsregler hat der Drehzahlregler eine höher Dynamik und wird daher durch strukturmechanische Schwingungen stärker limitiert. Aus diesem Grund wird im folgenden Kapitel der Einfluss mechanischer Resonanzen unterschiedlicher Teilsysteme des Servomotors auf die maximal erreichbare Bandbreite des zeitdiskreten Drehzahlregelkreises untersucht. Um eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten, werden die für die Auslegung des Regelkreises geltenden Kriterien im ersten Abschnitt genauer erläutert. Aus den Ergebnissen sollen die Anforderungen und der Optimierungsbedarf für einen hochdynamischer Servomotor abgeleitet werden. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll der mechanische Aufbau des Motors und des Positionsmessgerätes selbst nicht optimiert und erprobt werden. Jedoch sind prinzipielle Optimierungsansätze durch ein geeignetes Kopplungsprinzip von Motor und Positionsmessgerät möglich und werden am Ende kurz als Funktionsmuster vorgestellt.

4.1 Auslegungskriterien für einen robusten Regler

Für eine robuste Auslegung des Drehzahlregelkreises sind die Phasen- und Amplitudenreserve wichtige Auslegungskriterien. Während es sinnvoll ist die Phasenreserve bei der Auslegung von Servoantrieben mit einigen mechanischen schwach gedämpften Resonanzen anzuwenden, so ist die Amplitudenreserve ein nicht ausreichend optimales Auslegungskriterium. Die Amplitudenreserve ist definiert für einen einzelnen Frequenzpunkt, bei dem die Phasenverschiebung zum ersten Mal $\varphi = -180$ Grad erreicht. Treten in dem System Resonanzfrequenzen mit einer dazugehörigen Phasenverschiebung von $\varphi \neq -180$ Grad auf, so werden diese nicht bei der Auslegung berücksichtigt (vergleiche Bild 4.1 ②). Der Regelkreis wird dann durch ungewollte und störende Schwingungen stark angeregt. Die Stabilität des Regelkreises ist nicht in jedem Fall gegeben. Aus diesem Grund wird zusätzlich zur Phasenreserve ein Auslegungskriterium zur Unterdrückung der Magnitude aller Resonanzfrequenzen unabhängig der Phasenverschiebung im offenen Regelkreis eingeführt.

$$\|G_{0\Box}\|(f_0) < -\|G_0\|_{RS}, \forall f_0 > f_{CO\Box} \quad (4.1)$$

Die Resonanzunterdrückungs-Magnitude $\|G_0\|_{RS}$ definiert einen Sperrbereich für die Magnituden aller Resonanzfrequenzen oberhalb der Durchtrittsfrequenz. Bild 4.1 zeigt die Frequenzantworten des zeitdiskreten offenen Regelkreises von drei verschiedenen

Systemen, die sich durch das Verhältnis der mechanische Resonanzfrequenz f_0 zur Abtastfrequenz des Reglers $f_s = 16$ kHz unterscheiden. System ❶ ist ein mechanisch steifer Antrieb. Aufgrund der Abtastzeit T_s und der Verarbeitungstzeit T_p weist die Phase eine zusätzliche Verschiebung im Vergleich zum zeitkontinuierlichem System (gepunktet) auf. Die Bandbreite des Systems ❶ ist limitiert durch das Abtastsystem aufgrund des Kriteriums der Phasenreserve von $\varphi_{PM} = 60$ Grad. System ❷ ist ein mechanisch elastischer Antrieb mit einer dominanten Resonanz, deren maximale Magnitude unterdrückt werden muss, um Oszillationen zu vermeiden. Um das Auslegungskriterium der Resonanzunterdrückungs-Magnitude von $\|G_0\|_{RS} = 10$ dB zu erfüllen, muss die Bandbreite des Regelkreises im Vergleich zu System ❶ verringert werden. Der limitierende Effekt in System ❷ ist das mechanische Verhalten des Antriebes. System ❸ ist ein mechanisch elastisches System mit einer deutlich höheren Resonanzfrequenz als System ❷. Das einzig ausschlaggebende Auslegungskriterium für den Regelkreis bleibt die Phasenreserve. Die mechanische Resonanzfrequenz limitiert die Bandbreite des Regelkreises nicht. Aus Sicht der Reglerauslegung kann das System ❸ als mechanisch steifer Antrieb behandelt werden, weil es durch das Abtastsystem limitiert ist. System ❸ zeigt bis zur Durchtrittsfrequenz das identische Verhalten wie System ❶.

Im Folgenden wird der Einfluss mechanischer Resonanzen auf den Drehzahlregelkreis analysiert. Der unterlagerte Stromregelkreis wird mit einer zeitdiskreten Pol-Nullstellen Kompensation, Referenzwertgewichtung und einer Phasenreserve von $\varphi_{PMC} = 60$ Grad ausgelegt. Die Auslegungskriterien des Drehzahlregelkreises sind eine Phasenreserve von $\varphi_{PMS} = 60$ Grad und eine minimale Resonanzunterdrückungs-Magnitude von $\|G_0\|_{RS} = 10$ dB. Alle Regler haben die gleiche Abtastzeit T_s , welche identisch zur PWM-Taktzeit T_{PWM} mit einfacher Abtastung pro Periode ist (single edge sampling).

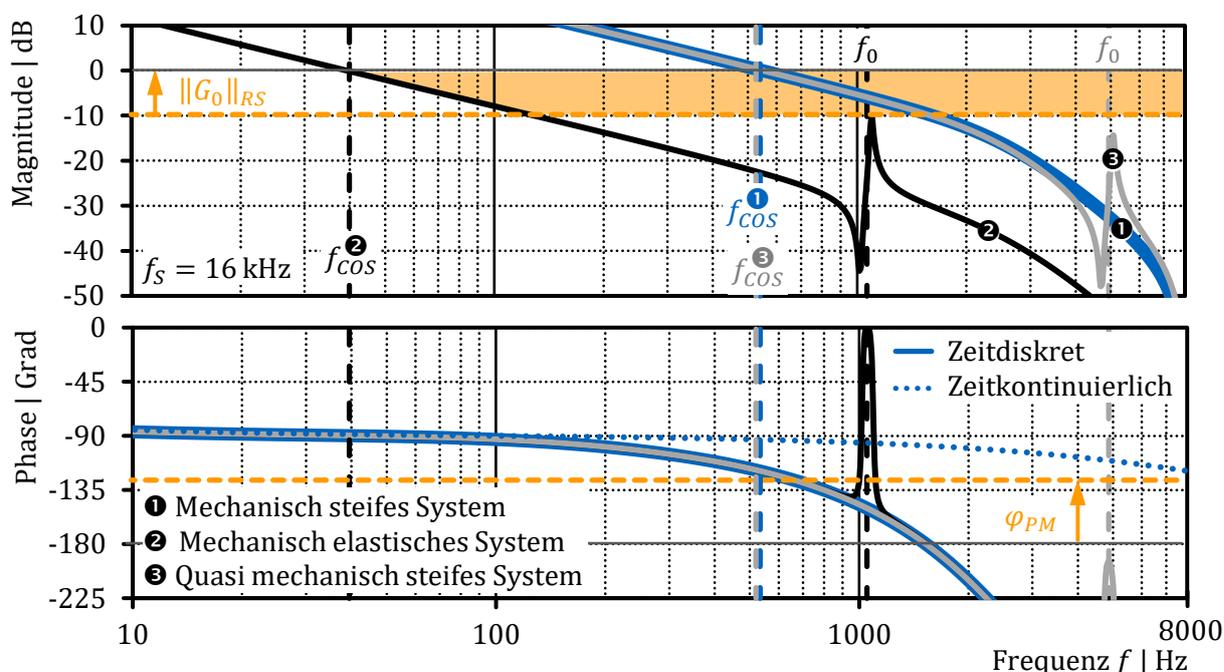


Bild 4.1 Auslegungskriterien für den offenen Regelkreis – Phasenreserve und Resonanzmagnituden Unterdrückung – am Beispiel von drei unterschiedlichen Systemen

4.2 Einfluss von Stator Torsionsfrequenzen des Motors

Zu Beginn wird der Einfluss der Motor Stator Torsionsfrequenz auf den Regelkreis analysiert. Dazu wird ein Servomotor modelliert, der am lastfreien Ende über eine ideal steife Anbindung des Positionsmessgerätes verfügt. Resonanzen im Rotor werden vernachlässigt. Bei dieser mechanischen Regelstrecke mit Stator Torsionsresonanz des Motors wird erwartet, dass der Regelkreis bei niedrigen mechanischen Resonanzfrequenzen in der Bandbreite begrenzt werden muss, um das Kriterium der Resonanzunterdrückungs-Magnitude $\|G_0\|_{RS}$ zu erfüllen (siehe Bild 4.1 Linie ②). Bei höheren Resonanzfrequenzen wird der Regelkreis nicht weiter durch die mechanischen Resonanzen, sondern durch das Verhalten des Abtastsystems begrenzt, das durch die Abtastzeit T_S und die Verarbeitungstotzeit T_P bestimmt ist (siehe Bild 4.1 Linie ③).

Diese Erwartungen werden durch Simulationsergebnisse des Drehzahlregelkreises in Bild 4.2 bestätigt. Die maximal erreichbare Durchtrittsfrequenz des Drehzahlreglers in Abhängigkeit der Torsionsfrequenz des Motor Stators $f_{0,S}^{Mo}$ ist für verschiedene Abtastfrequenzen f_S und zwei Dämpfungsgrade $D_{M,S}^{Mo}$ dargestellt. Die beiden gewählten Werte für den Dämpfungsgrad ($D_{M,S}^{Mo} = 0,1$ und $D_{M,S}^{Mo} = 0,01$) bemessen den Wertebereich, den die strukturmechanischen Messungen in Kapitel 2 an unterschiedlichen Servomotoren ergeben haben. Die relative Verarbeitungstotzeit wird mit $\chi_P = 0,75$ angenommen. Wenn das Abtastsystem das dynamische Verhalten begrenzt, dann ist die Durchtrittsfrequenz identisch zu derjenigen eines mechanisch steifen Antriebes mit $f_{COS} = 0,029 f_S$ (siehe Bild 1.2). Wenn das mechanische System die Bandbreite des Regelkreises limitiert, besteht näherungsweise ein lineares Verhalten bei konstantem Dämpfungsgrad zwischen der Resonanzfrequenz und der Durchtrittsfrequenz. Ändert sich der Dämpfungsgrad, so wird die Resonanzüberhöhung größer. Um weiterhin das Kriterium der Resonanzunterdrückungs-Magnitude einzuhalten, muss die Bandbreite des Regelkreises reduziert werden. Die Untersuchung zeigt, dass bei einer Reduzierung des Dämpfungsgrades um einen Faktor 10 ($D_{M,S}^{Mo}: 0,1 \rightarrow 0,01$) sich der Eckpunkt zwischen dem mechanisch begrenzten Regelkreis und dem Abtastsystem begrenzten Regelkreis zur doppelten Resonanzfrequenz ($f_{COS}: 2000 \text{ Hz} \rightarrow \sim 4000 \text{ Hz}$) verschiebt. Dieser Effekt ist mit ① markiert.

Wie in Kapitel 2 gezeigt, haben die analysierten Servomotoren eine Stator-Torsionsfrequenz im Bereich von $f_{0,S}^{Mo} = 1,4 \text{ kHz} \dots 2,7 \text{ kHz}$, welche teilweise Drehzahlregelkreise mit einer Abtastfrequenz von $f_S = 16 \text{ kHz}$ oder höher begrenzen. Eine Erhöhung der Abtastfrequenz f_S führt in diesem Fall nicht zu einer Erhöhung der Bandbreite, weder für den Drehzahlregelkreis noch für den Positionsregelkreis. Damit hat eine Erhöhung der Abtastfrequenz keinen Mehrwert für eine Regelstrecke mit Stator Torsionsresonanz des Motors, die bereits durch das mechanische System limitiert ist. Drehzahlregelkreise mit einer niedrigeren Abtastfrequenz, zum Beispiel $f_S = 8 \text{ kHz}$, sind im Frequenzbereich der typischen Stator-Torsionsresonanzen des Motors (1,4 ... 2,7 kHz) meist durch das Abtastsystem begrenzt. Für Regler mit diesen Abtastfrequenzen kann der betrachtete

Servomotor als mechanisch steif angesehen werden. Zusammenfassend werden zwei Restriktionen für eine hohe Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises festgehalten:

- Das Abtastsystem: Charakterisiert durch Abtastzeit T_S und Verarbeitungstotzeit T_P
- Die Mechanik: Charakterisiert durch Resonanzfrequenz $f_{0,S}^{Mo}$ und Dämpfungsgrad $D_{M,S}^{Mo}$

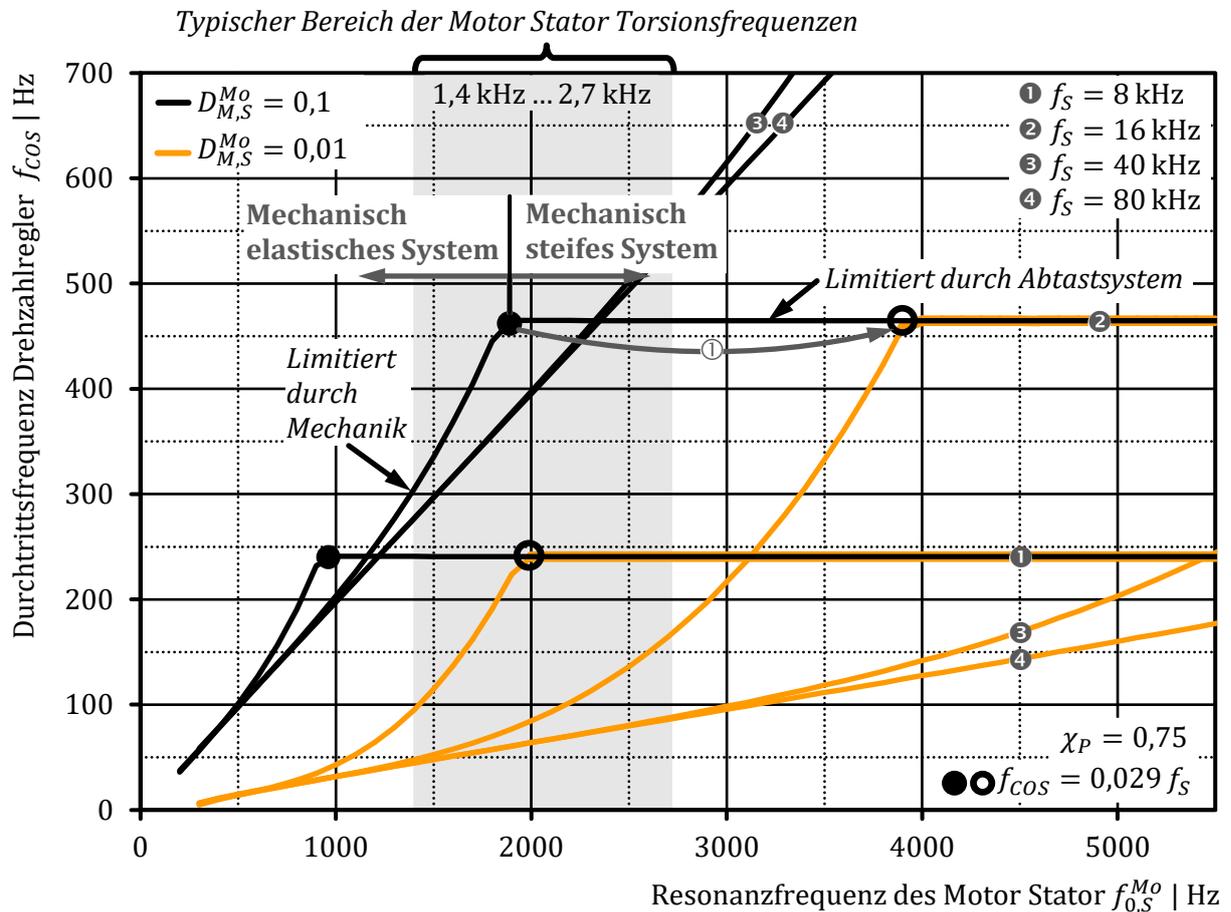


Bild 4.2 Maximale Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises unter Berücksichtigung von Motor Stator Torsionsresonanzen unterschiedlicher Dämpfung und bei unterschiedlichen Abtastfrequenzen der Regelkreise

4.3 Einfluss der Torsionsfrequenz der Rotorkupplung

Das im vorherigen Abschnitt 4.2 beschriebene Servomotor Modell mit Motor Stator Torsionsresonanz soll nun um eine zusätzliche begrenzte Steifigkeit der Rotorankopplung des Positionsmessgerätes c_φ^{RC} erweitert werden (siehe Bild 3.1). Beide parallel schwingungsfähigen Subsysteme werden durch das Motordrehmoment angeregt und sind nur über die Lagerreibung der Kugellager miteinander verkoppelt. Im Vergleich zur Motor Stator Resonanz ist die Rotorkupplung deutlich weniger gedämpft. Die Resonanzüberhöhung ist demnach deutlich höher, wie es Kapitel 2 und speziell Bild 2.24 zeigt. Ersichtlich

4.4 Charakterisierung von Rotorkupplungseigenschaften

Zur elastischen Kopplung der Motorwelle mit der Messwelle des Positionsmessgerätes können verschiedene Kupplungsprinzipien zum Einsatz kommen. Aufgrund der hohen Dämpfung, eines geringen Platzbedarfs und der einfachen Montage werden in Servoantrieben vorzugsweise axial steckbare Klauenkupplungen eingesetzt, welche über ein Elastomer Bauteil verbunden werden.

Elastomere bestehen in der Regel aus Gummi und speziellen Additiven, die die mechanischen Eigenschaften definieren. Neben Steifigkeit und Dämpfung bestimmen diese Additive auch das nichtlineare Verhalten der Kupplung in einem weiten Verformungsbereich. Das grundsätzlich unterschiedliche Verhalten von Elastomeren gegenüber kristallinen Werkstoffen ist in den unterschiedlichen Mechanismen der Energiespeicherung bei Verformungen begründet [43, 44].

▪ Elastizität als Änderung der inneren Energie

Bei energieelastischen Materialien haben die Atome, beziehungsweise Moleküle, eine definierte Anordnung im Raum und werden durch wechselwirkende Kräfte zusammengehalten. Bei einer Formänderung müssen diese Valenzkräfte überwunden werden. Das Hooke'sche Gesetz findet bei diesen Materialien Anwendung.

▪ Elastizität als Änderung der Entropie

Elastomere bestehen aus weitmaschigen vernetzten Polymerketten, die flexibel und statistisch verteilt in einem Molekülknäuel vorliegen. Die Knäuelform entspricht derjenigen mit der größten Entropie. Durch die Verformung werden die Polymerketten in eine andere Lage im Raum verschoben, wobei die Entropie abnimmt. Bei Entlastung kehren die Molekülknäuel in ihre ursprüngliche Lage mit maximaler Entropie zurück. Die Mooney-Rivlin-Gleichung findet daher bei Elastomeren ihre Anwendung.

Das unterschiedliche Verhalten der Elastomere im Vergleich zu Metallen wird bei den Rotorkupplungen dadurch deutlich, dass die Steifigkeit bei geringeren Winkelverformungen deutlich ansteigt. Der Effekt wird vor allem durch die zusätzliche Vorspannung für Spielfreiheit verstärkt. Das statische und dynamische Verhalten von zwei gängigen Rotorkupplungen

- Oldham-Kupplung
- Spielfreie Klauenkupplung

wird im Folgenden genauer untersucht (Bild 4.4). Dabei soll auch auf deren Vor- und Nachteile für den Einsatz als Kopplungselement von Positionsmessgeräten in Servoantrieben eingegangen werden. Aufgrund des stark nichtlinearen Verhaltens der zu untersuchenden Rotorkupplungen ist es wichtig, die im Betrieb auftretenden Momente an der Rotorkupplung abzuschätzen. Das zu übertragende Drehmoment setzt sich aus der Lagerreibung des Messgerätes und dem notwendigen Drehmoment zur Beschleunigung der Messgerätewelle zusammen. Für einige Servomotoren, die im Rahmen der

vorliegenden Arbeit untersucht wurden, sind die maximalen Beschleunigungen und die daraus resultierenden Drehmomente an einem Positionsmessgerät mit einer Massenträgheit von $J_R^{MD} = 2,9 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$ in Tabelle 4.1 exemplarisch dargestellt. Für die untersuchten Motoren ergibt sich demnach ein maximal wirkendes Drehmoment an der Rotorkupplung von $M_{max}^{RC} \approx 0,15 \text{ Nm}$.

Zur messtechnischen Ermittlung der charakteristischen Eigenschaften – Steifigkeit und Dämpfung – wurde der in Bild 4.5 dargestellte Versuchsstand aufgebaut. An der Abtriebsseite des Servomotors ist ein hochauflösendes Positionsmessgerät verbaut. Das zu untersuchende elastische Übertragungselement wird zwischen dem lastfreien Ende des Motors und einer starren Kupplungsklaue eingespannt. Über das Motordrehmoment wird die Kupplung mit einem definierten Drehmoment beaufschlagt. Das Referenzmessgerät erfasst die daraus resultierende Verdrehung des Kupplungselementes. Dabei wird die gültige Annahme getroffen, dass die Torsionssteifigkeit des Kupplungselementes deutlich kleiner ist als die Torsionssteifigkeit der Motorwelle ($c_{\phi}^{RC} < 1/50 c_{\phi,R}^{Mo}$, siehe Anhang A.2 Gleichung (A.39)) und damit vernachlässigbar ist. Bei sinusförmiger Anregung kann die Drehmoment-Verformungs-Hysteresekurve der Kupplung an dem Prüfstand gemessen werden.

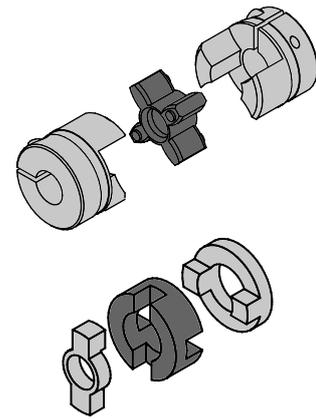


Bild 4.4 Verschiedene Bauarten von Rotorkupplungen: Spiel-freie Klauenkupplung (oben), Oldham Kupplung (unten)

Tabelle 4.1 Berechnung der maximal wirkenden Drehmomente an einer Rotorkupplung für verschiedene Servomotoren

| Motor | | | Max. dynamisches Drehmoment an der Rotorkupplung Nm ② | Lagerreibung Nm |
|---|----------------------------|---|--|--------------------|
| Rotor Massenträgheit kgcm ² | Maximales Drehmoment Nm | Maximale Winkelbeschleunigung rad/s ² ① | | |
| 2.81 | 13 | 46263 | 0,134 | ~0,01 |
| 7.52 | 31 | 41223 | 0,120 | |
| 26.5 | 52 | 19622 | 0,057 | |
| 63.6 | 120 | 18868 | 0,055 | |

① $\ddot{\phi}_R^{Mo} = M_{max}^{Mo} / J_R^{Mo}$

② $M_{max}^{RC} = \ddot{\phi}_R^{Mo} J_R^{MD}$

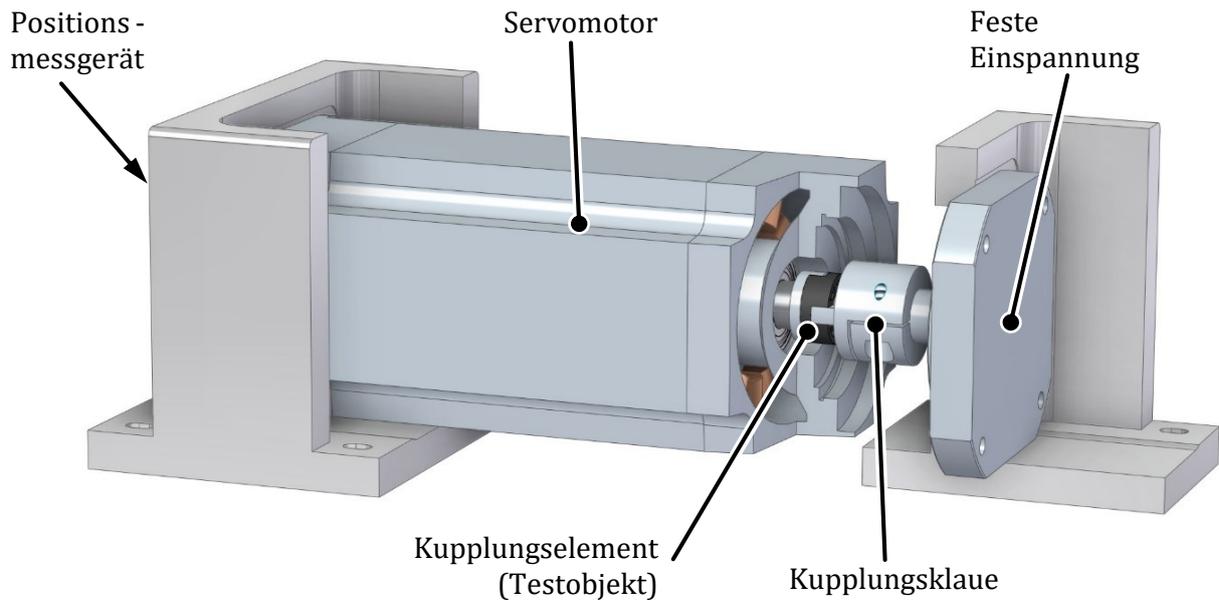


Bild 4.5 Teilweise geschnittenes Modell des Versuchszustandes zur Messung der Drehmoment-Verformungs-Hysteresekurven von Rotorkupplungen

4.4.1 Spielfreie Klauenkupplung

Spielfreie Klauenkupplungen bestehen aus zwei Metallklauen, zwischen denen ein elastisches Übertragungselement platziert ist. Das Übertragungselement wird aufgrund der Form Zahnkranz genannt und ist in verschiedenen Shore-Härten verfügbar. Die Spielfreiheit der Kupplung ist ein zwingend erforderliches Kriterium für die Kopplung von Positionsmessgeräten, damit Messfehler bei einem Lastwechsel eliminiert werden. Durch die verschiedenen Zahnkränze besteht die Möglichkeit, die Dämpfung und die Steifigkeit der Kupplung auf den jeweiligen Anwendungsfall anzupassen. Schiefstellungen und Wellenversätze werden durch die Kupplung ausgeglichen, wobei sie zu erhöhten Lagerbelastungen in den gekoppelten Bauteilen führen. Die untersuchten Kupplungen verfügen über keinen Verdrehschutz für die Montage, weshalb eine Ausrichtung des Positionsmessgerätes zum Rotormagnetfeld für die Kommutierung manuell oder elektronisch bei der Montage vorgenommen werden muss.

Zur Analyse der quasi-statischen Eigenschaften der spielfreien Klauenkupplung sind vier verschiedene Zahnkränze einer Baugröße vermessen worden, die in Tabelle 4.2 aufgelistet sind. Die Zahnkränze werden bei einer Frequenz von 0,1 Hz mit unterschiedlicher Amplitude verdreht. Exemplarisch zeigt Bild 4.6 die gemessenen Hysteresekurven des Drehmoments über der Verformung. Bei großen Amplituden von $\hat{\varphi} = 1$ Grad verhält sich der Zahnkranz stark nichtlinear. Je geringer die Amplituden werden, umso steiler wird die Hysteresekurve, was einer Steigerung der Steifigkeit entspricht. In der Messung

kann beobachtet werden, dass die Umkehrpunkte der kleineren Hysteresekurven an der Hysteresekurve von größeren Amplituden anliegen [45].

Aus der Messung der Hysteresekurve des Drehmoments über der Verformung können die charakteristischen Größen Torsionssteifigkeit und Dämpfungsgrad der Kupplung ermittelt werden. Die Messergebnisse sind für die verschiedenen Zahnkranze in Abhängigkeit der Verformung in Bild 4.7 dargestellt. Zur Berechnung der Dämpfung sei auf Anhang A.1.1 verwiesen. Das entropieelastische Verhalten der Zahnkränze bei kleinen Verformungen ist deutlich erkennbar. Der steifste Zahnkranz (grün) zeigt bei großen Amplituden einen progressiven Verlauf, der den Übergang zum energieelastischen Verhalten darstellt. Die ermittelten Drehfedersteifigkeiten c_{φ}^{RC} des Zahnkranzes stellt Bild 4.7 (Mitte) dar. Für kleine Verformungen ist ein sehr steiler Anstieg der Steifigkeit zu erkennen. Dieses entspricht den Überlegungen für ein vorgespanntes Elastomer. Der Dämpfungsgrad fällt im allgemeinen mit einem Anstieg der Steifigkeit. Zur Ermittlung der im Betrieb relevanten Schwingungseigenschaften des Positionsmessgerätes muss das maximal wirkende Drehmoment von $M_{max}^{RC} \approx 0,15$ Nm an der Rotorkupplung berücksichtigt werden (Tabelle 4.1). Dieses wirkt an der Kupplung bei maximaler Beschleunigung des Servomotors. Aus Bild 4.7 (oben) wird

Tabelle 4.2 Untersuchte Zahnkränze für die spielfreie Klauenkupplung mit Herstellerangaben zur Dämpfung und maximalen Belastung

| Shore-Härte | Farbe | Werkstoff | relative Dämpfung | Maximales Drehmoment |
|-------------|-------|-------------|-------------------|----------------------|
| 64 ShD | Grün | Hytrel® | 0,75 | 24,0 Nm |
| 80 ShA | Blau | Polyurethan | ~ | 6,0 Nm |
| 92 ShA | Gelb | Polyurethan | 0,80 | 10,0 Nm |
| 98 ShA | Rot | Polyurethan | 0,80 | 18,0 Nm |

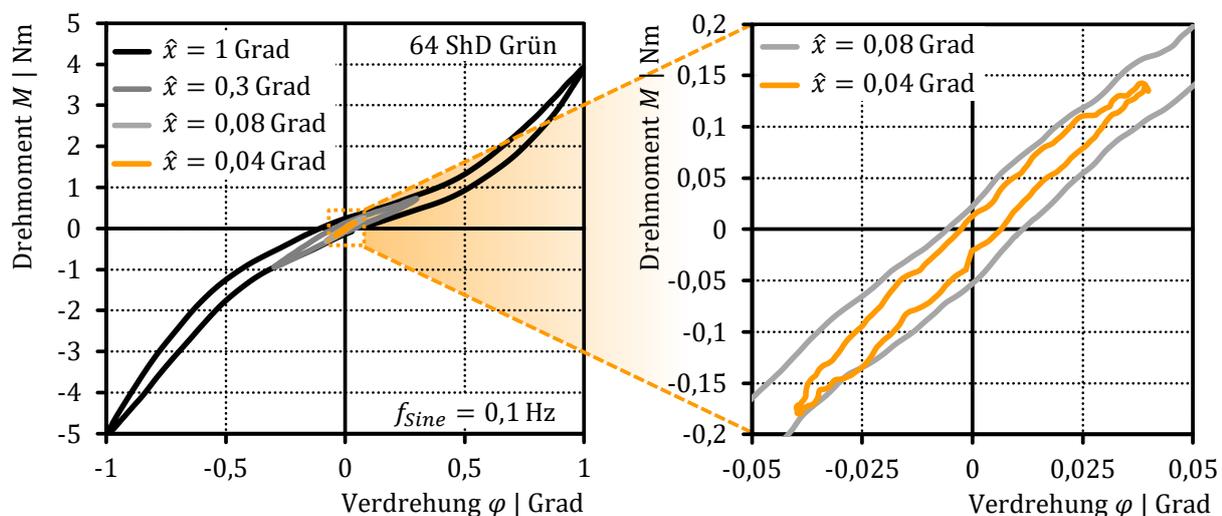


Bild 4.6 Hysteresekurven einer spielfreien Klauenkupplung bei unterschiedlicher Verformung

ersichtlich, dass das maximal wirkende Drehmoment zu einer maximalen Verdrehung der spielfreien Klauenkupplung von $\varphi \leq 360''$ führt.

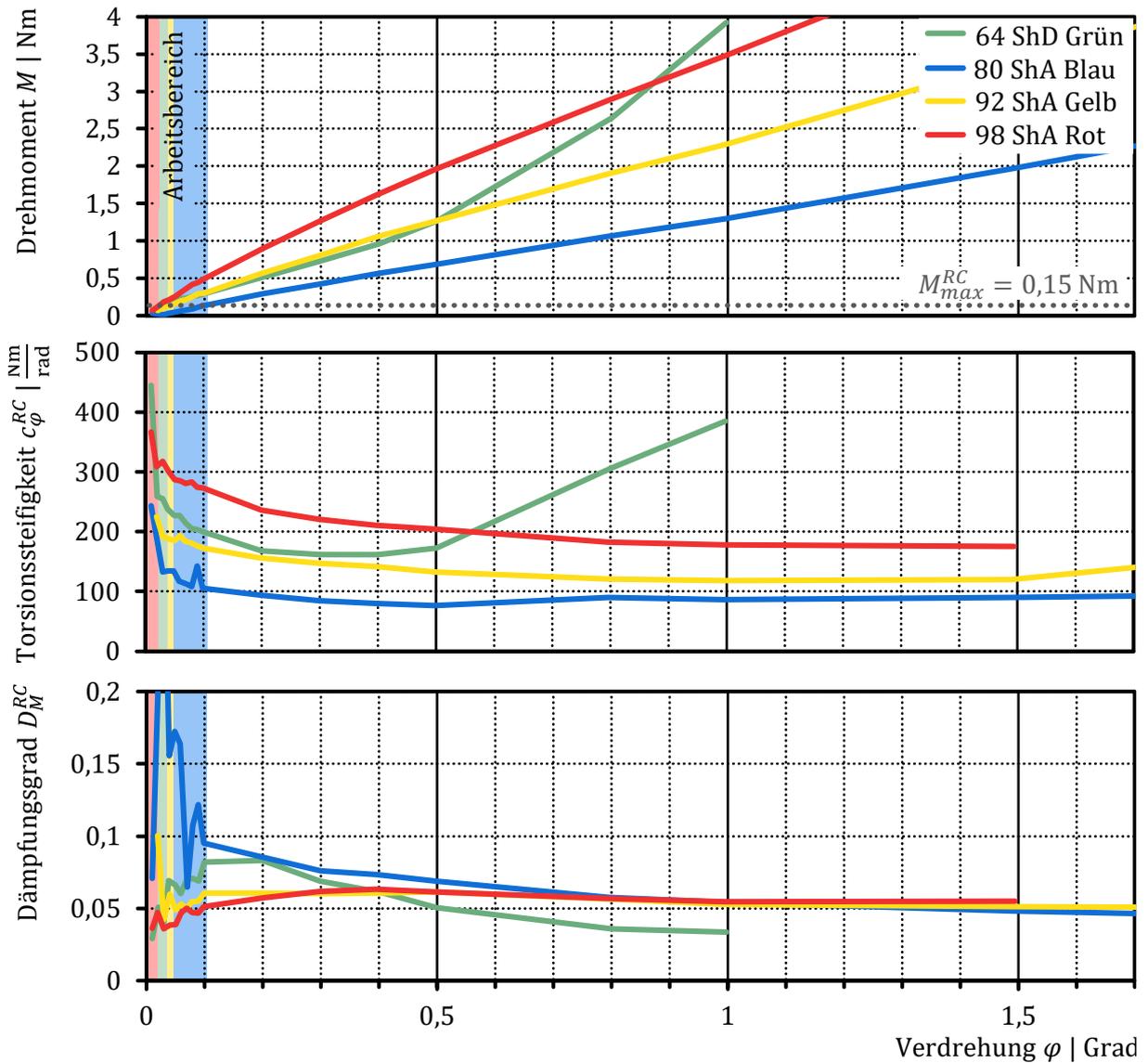


Bild 4.7 Amplitudenabhängiges Verhalten der charakteristischen Eigenschaften der spielfreien Klauenkupplungen mit unterschiedlichen Polymerzahnkränzen

4.4.2 Oldham Kupplung

Die Oldham Kupplung, auch Kreuzschieberkupplung genannt, besteht aus zwei Naben und einem Übertragungselement – dem Kreuzschieber –, die axial ineinander gesteckt werden [46]. Durch die Verschiebungsbewegung des Übertragungselementes können Wellenversätze parallel ausgeglichen werden und bewirken nur geringfügige Belastungen in den gekoppelten Bauteilen. Für thermisch kritische Anwendungen eignet sich für das Material der Kreuzschieberkupplung der Kunststoff Polyetheretherketon (PEEK), ansonsten wird oftmals Acetal verwendet [47, 48]. Für die vorhandene Kreuzschieberkupplung wurde das Material mit einem Infrarotspektrometer bestimmt und der Werkstoff PEEK bestätigt. Dieser industriell genutzte Werkstoff zeichnet sich durch einen hohen Temperaturbereich und eine hohe Festigkeit aus [49, 50]. Daher ist er bestens für die Verwendung in Servomotoren geeignet, in denen Temperaturen über 100°C auftreten. Für den verschleißarmen Betrieb wird der Kreuzschieber vorgespannt in die Naben eingeschoben [48]. Im Vergleich zur untersuchten spielfreien Klauenkupplung ist die axiale Baulänge um einen Faktor 2 kleiner.

Die Messungen mit der Oldham Kupplung wurden analog zu den Messungen für spielfreie Klauenkupplungen durchgeführt. Die Ergebnisse für die statischen Messungen sind in Bild 4.8 und Bild 4.9 dargestellt. Bei der Vermessung der Hysterese des Drehmomentes über der Verformung ist kein hochelastischer Bereich erkennbar. Die Amplitudenabhängigkeit, wie sie von Elastomeren bekannt ist, ist jedoch auch für den Werkstoff PEEK zutreffend (Bild 4.9). Der Vergleich mit bauähnlichen Kupplungen einer anderen Charge zeigt, dass die Steifigkeit für die Bauteile nur gering schwankt, wohingegen der Dämpfungsgrad um bis zu 40% im Bereich großer Verformungen schwankt. Für kleine Verformungen unterliegen die Dämpfungsgrade einer deutlich geringeren Schwankung.

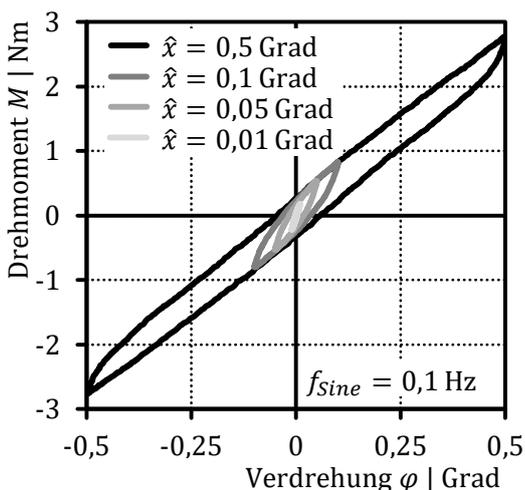


Bild 4.8 Hysteresekurven der Oldham Kupplung bei unterschiedlicher Verformung

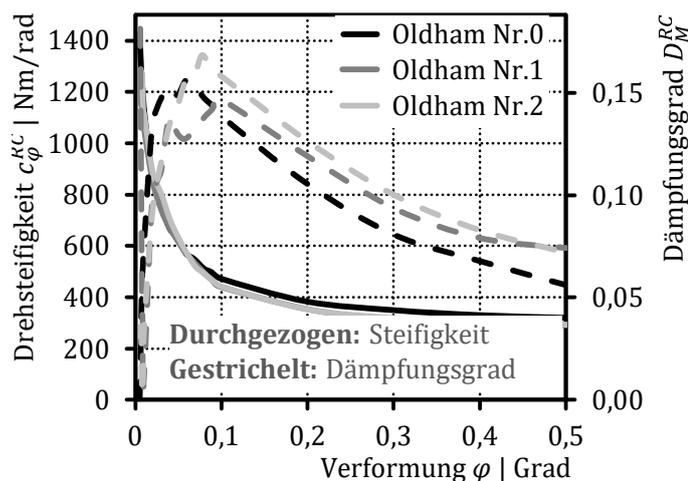


Bild 4.9 Amplitudenabhängiges Verhalten der charakteristischen Eigenschaften der Oldham Kupplung. Kupplungen Nr.1 und Nr.2 sind aus der gleichen Charge.

4.4.3 Dynamisches Verhalten

In Servoantrieben wirken vor allem zeitlich veränderliche Beanspruchungen auf die Rotorkupplung. Zur Ermittlung der dynamischen Eigenschaften der Zahnkränze wird der gleiche Versuchsstand wie bei den quasi-statischen Untersuchungen verwendet (siehe Bild 4.5). Die Rotorwelle wird mit einem Drehmoment-Gleitsinussignal angeregt. Die Rotorwelle, welche über die Rotorkupplung gegen einen ruhenden Bezugspunkt bewegt wird, kann durch einen Ein-Masse-Schwinger beschrieben werden. Die anregende Kraft wird auf $M \approx 0,15 \text{ Nm}$ festgelegt, was dem maximal wirkenden Drehmoment an der Rotorkupplungen von Servomotoren entspricht (siehe Abschnitt 4.4, worst-case).

Mithilfe des dynamischen Verhaltens am Prüfstand können die Steifigkeiten der Rotorkupplungen durch die Resonanzfrequenzen quantitativ zueinander beurteilt werden. Die Dämpfung der Resonanz wird jedoch maßgeblich durch die Lagerreibung, die Lagerdichtungen und den Wellendichtring des Servomotors dominiert. Die Materialdämpfung der Kupplung kann aus diesem Versuchsstand nicht bewertet werden.

Die Amplitudengänge der gemessenen Frequenzantworten der zwei beschriebenen Rotorkupplungen zeigt Bild 4.10. Das Verhalten des eingespannten Ein-Masse Schwingers ist durch den charakteristischen Verlauf erkennbar. Oberhalb der Resonanzfrequenz ist die Rotorwelle von der festen Einspannung entkoppelt.

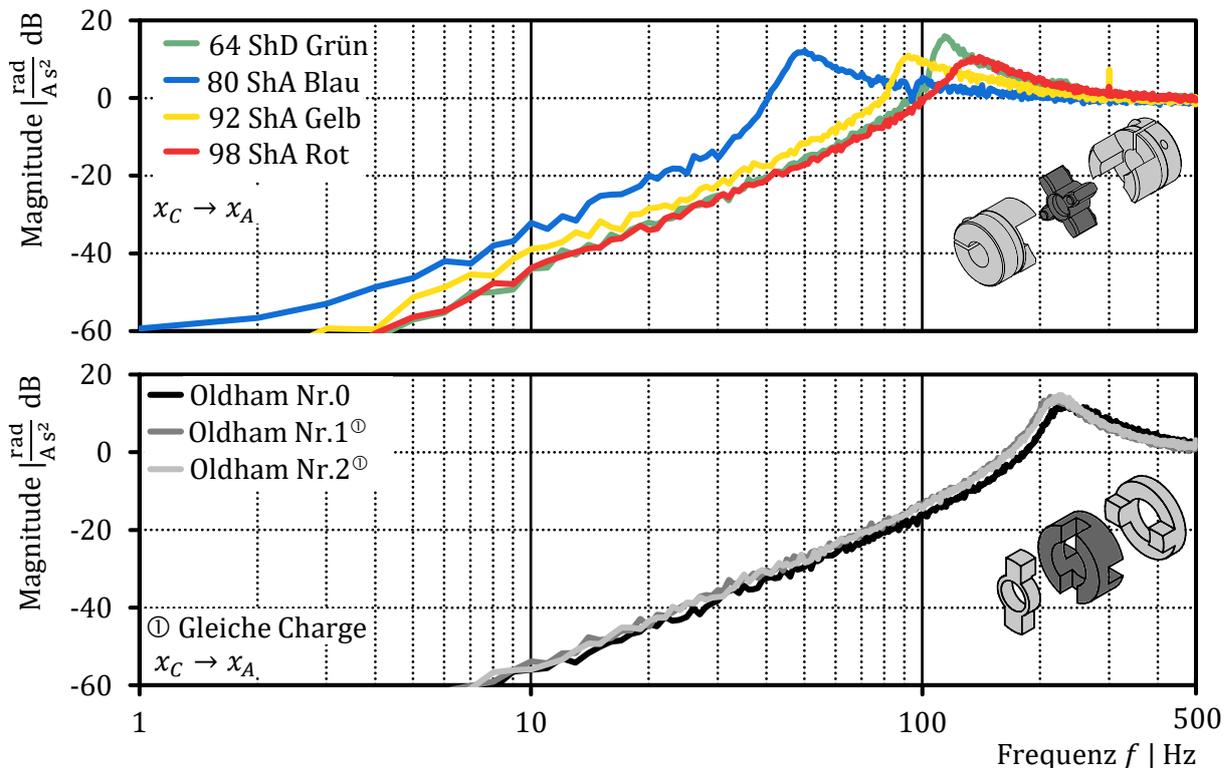


Bild 4.10 Amplitudengänge der dynamischen Vermessung verschiedener Rotorkupplungen. Das resonante System besteht aus der Motorwelle und Rotorkupplung, die einseitig fest eingespannt ist.

Bei den Zahnkränzen der spielfreien Klauenkupplungen weist Polyurethan – analog zum statischen Verhalten – im Vergleich zum Hyrtel® eine höhere Dämpfung auf. Entsprechend der Shore-Härte steigt die Resonanzfrequenz und damit die dynamische Steifigkeit der Zahnkränze. Eine um den Faktor 2 höhere Resonanzfrequenz kann mit der Oldham-Kupplung erreicht werden. Die aus dem Amplitudengang der Frequenzantwort des Systems ermittelten Torsionssteifigkeit der Oldham-Kupplung ist $c_{\varphi}^{RC} = 1070 \text{ Nm/rad}$.

4.4.4 Analysen im Regelkreis

In diesem Unterkapitel soll der Einfluss der mechanischen Ankopplung des Positionsmessgerätes an den Motor auf den Regelkreis untersucht werden. Hier treten unter Umständen noch kleinere Kräfte an der Rotorkupplung auf, da nicht die maximalen Beschleunigungen erreicht werden. Zusätzlich kann das Dämpfungsverhalten der Rotorkupplungen beurteilt werden, da die Torsionsschwingung durch die Materialdämpfung der Rotorkupplung und der weniger bedeutsamen Lagerreibungen der Positionsmessgeräte definiert ist.

Die Untersuchungen im Regelkreis werden exemplarisch für den Drehzahlregler durchgeführt, da in dieser Kaskade die Auswirkungen von mechanischen Schwingungen am deutlichsten sichtbar werden. Die Erkenntnisse sind auf den Positionsregler analog übertragbar. Die Auslegung des Drehzahlregelkreises erfolgte analog zu Kapitel 4.1 unter den Kriterien [5]:

- minimaler Phasenrand $\varphi_{PMS} = 60 \text{ Grad}$
- minimale Unterdrückung der Resonanzmagnituden $\|G_0\|_{RS} \geq 10 \text{ dB}$

Die Bodediagramme für die verschiedenen untersuchten Rotorkupplungen in Bild 4.11 zeigen, dass alle Regelkreise durch die dominierende Torsionsfrequenz der Rotorkupplung limitiert sind. Die hohe erreichbare Bandbreite unter Verwendung der Oldham Kupplung des Materials PEEK ist auffallend. Sowohl die hohe Steifigkeit als auch die vergleichsweise hohe Dämpfung des Systems begünstigen das dynamische Verhalten. Anhand des „64 ShD“ und „80 ShA“ Zahnkranzes ist der nicht zu vernachlässigende Einfluss des Dämpfungsgrades deutlich zu erkennen. Obwohl der „64 ShD“ Zahnkranz eine viermal größere Steifigkeit hat, kann mit dem „80 ShA“ Zahnkranz eine geringfügig höhere Bandbreite erreicht werden. Der Grund hierfür ist der sechs-fach höhere Dämpfungsgrad des „80 ShA“ Zahnkranzes.

Die maximal erreichbare Bandbreite des Positions- und Drehzahlregelkreises hängt maßgeblich von der Resonanzfrequenz und -überhöhung der Kupplung ab. In Tabelle 4.3 sind die Werte für die untersuchten Rotorkupplungen dargestellt. Das gemessene Verhalten der Rotorkupplung soll für weiterführende Modellierungen als schwingungsfähiges System 2. Ordnung (PT2-Glied) modelliert werden. Der äquivalente Dämpfungsgrad wird aus der gemessenen Resonanzüberhöhung ermittelt. Mithilfe des Dämpfungsgrades und der Resonanzfrequenz kann ein linearer Zusammenhang zwischen der

maximal erreichbaren Bandbreite des Regelkreises und den mechanischen Eigenschaften hergestellt werden, sofern das Verhalten des Servomotors durch eine dominante Resonanz beschrieben werden kann. Eine Erhöhung der mechanischen Resonanzfrequenz führt in gleichem Maße zu einer Erhöhung der Bandbreite des Regelkreises wie eine Erhöhung des Dämpfungsgrades. Zur Abschätzung der erreichbaren Bandbreite aufgrund der gegebenen mechanischen Eigenschaften kann das Produkt aus Resonanzkreisfrequenz ω_0 und Dämpfungsgrad D_M verwendet werden. Über diesen Faktor kann das mechanische Verhalten der Kupplungen zueinander verglichen werden (siehe Tabelle 4.3). Die Servomotoren mit spielfreier Klauenkupplung zeigen das Verhalten eines dominanten Ein-Masse-Schwingers, sodass der mechanische Kennwert $\omega_0 D_M$ bestimmt werden kann. Je höher der Wert, umso höher die zu erzielende Bandbreite. Die gute Korrelation zwischen den mechanischen Kenngrößen $\omega_0 D_M$ und der Amplituden-Durchtrittsfrequenz ist in Tabelle 4.3 erkennbar. Für den Servomotor mit der Oldham-Kupplung kann dieser mechanische Kennwert nicht sinnvoll angewendet werden, da im Bereich der Resonanzfrequenz der Rotorkupplung auch die Resonanzfrequenz des abtriebseitigen Wellenendes liegt. Das Verhalten des Servomotors wird durch einen Zwei-Masse-Schwinger dominiert.

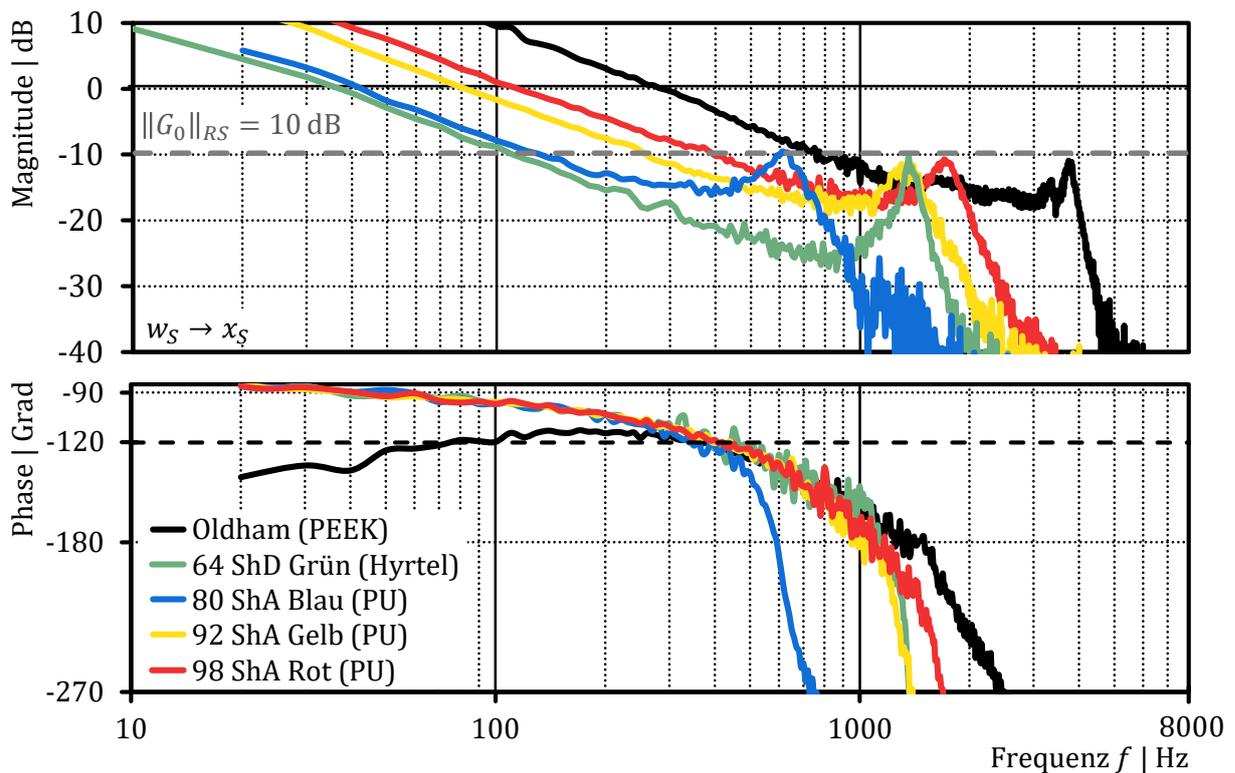


Bild 4.11 Offener Drehzahlregelkreis für verschiedene Rotorkupplungen

Tabelle 4.3 Charakteristische Kennwerte der Rotorkupplungen und des Drehzahlregelkreises

| Kupp- lung | Resoananz- frequenz Hz | Resonanz- überhöhung dB | Torsions- steifigkeit Nm/rad | Dämp- fungs- grad | $D_M \omega_0$ | Durchtritts- frequenz Hz |
|---------------|------------------------------|-------------------------------|------------------------------------|-------------------------|----------------|--------------------------------|
| 64 ShD | 1358 | 20 | 211 | 0,05 | 427 34 % | 34,3 31 % |
| 80 ShA | 637 | 15 | 46 | 0,09 | 357 29 % | 41,9 37 % |
| 92 ShA | 1362 | 13 | 212 | 0,11 | 964 77 % | 80,9 72 % |
| 98 ShA | 1759 | 13 | 354 | 0,11 | 1245 100 % | 112,3 100 % |
| Oldham | 3851 | 15 | 1698 | 0,08 | -- -- | 282,7 251 % |

4.5 Einfluss der Torsionsfrequenz der Statorkupplung

Wird das Motor-System um eine begrenzte Steifigkeit der Statorankopplung des Positionsmessgerätes erweitert, so wird dem System aus dem vorherigen Abschnitt 4.2 ein zusätzliches schwingungsfähiges System im Stator seriell zur Motor Stator Torsionsresonanz hinzugefügt (siehe Bild 3.1). Die Massenträgheit des Stators des Positionsmessgerät ist deutlich höher als diejenige des Rotors. Es ergibt sich für das Resonanzverhältnis zwischen Statorkupplungs-Frequenz und Motor Stator Torsionsfrequenz ein Verhältnis um $\chi_R \approx 1$ (Bild 4.12 ②). Der Dämpfungsgrad der Statorkupplungs-Resonanz liegt bei $D_M^{SC} \approx 0,01$. Wie Abschnitt 2.4.1 gezeigt hat, erfolgt die Anregung der Statorkupplung über den Motor Stator und nicht über die Kugellager des Positionsmessgerätes. Da die Resonanzfrequenzen des Motor Stators und der Statorkupplung sehr nah beieinander liegen und der Dämpfungsgrad der Statorkupplung gering ist, muss die Drehzahlregler-Bandbreite deutlich reduziert werden, um die Kriterien einer robusten Regelkreisauslegung zu erfüllen. Die in Bild 4.12 dargestellten Simulationsergebnisse bestätigen die Überlegungen. Da es sich hierbei um ein seriell schwingungsfähiges System handelt, wird die Statorkupplung nur dann stark zum Schwingen angeregt, wenn die Resonanzfrequenz im Bereich der Motor Stator Resonanzfrequenz liegt. Ist die Resonanzfrequenz der Statorkupplung um ein vielfaches höher, so begrenzt nur die Motor Stator Torsionsfrequenz die Bandbreite des mechanisch limitierten Drehzahlregelkreises (Kurven ④ und ⑤). Soll ein hochdynamischer Antrieb mithilfe einer Statorkupplung erreicht werden, sind demnach sehr hohe Resonanzfrequenzen im Bereich von $f_0^{SC} \geq 10$ kHz notwendig. Dafür ist wiederum eine hohe Steifigkeit zwingend erforderlich, was schwerlich erreichbar ist.

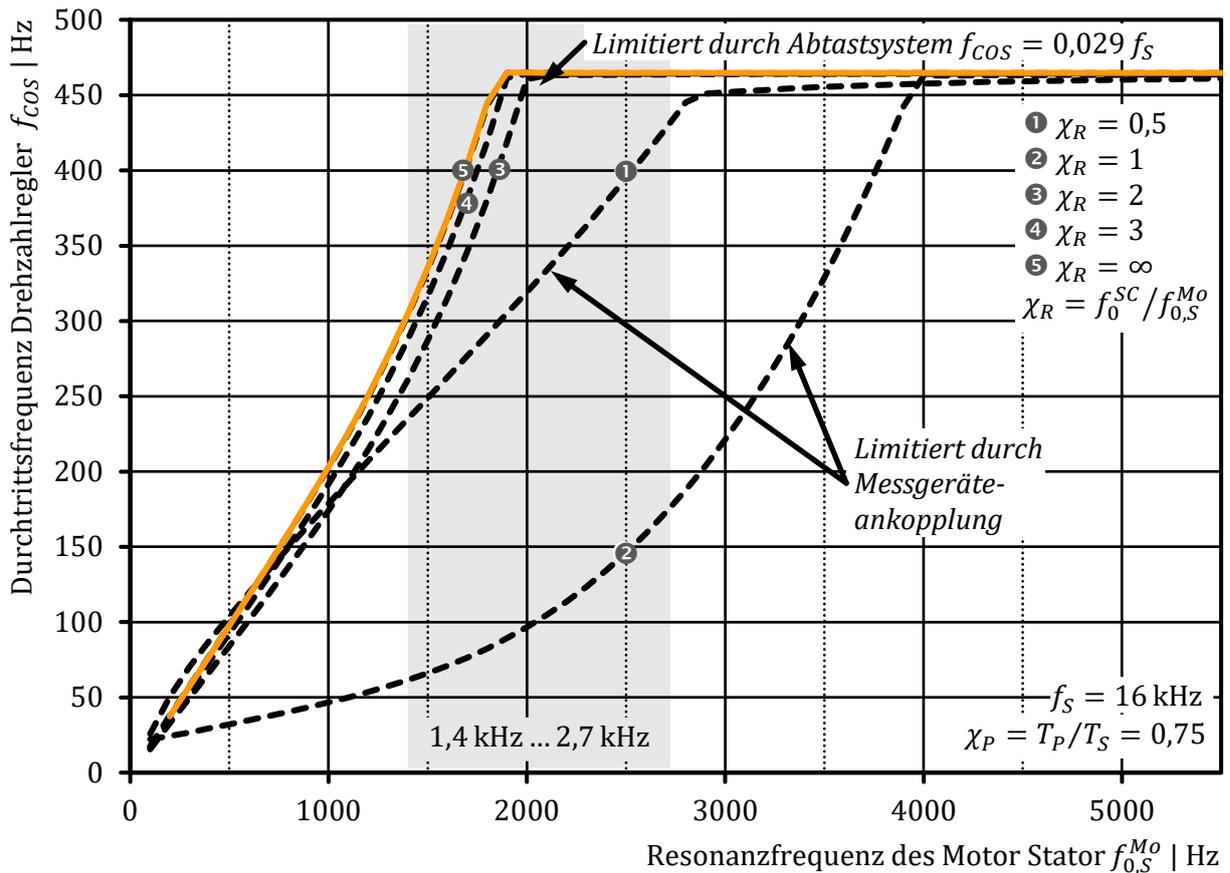


Bild 4.12 Maximale Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises unter Berücksichtigung von Torsionsresonanzen des Motor Stators und der Statorkupplung für eine Abtastfrequenz von $f_s = 16 \text{ kHz}$

4.6 Einfluss des Positionsmessortes

Anhand einer Modellierung des Servomotors mit Motor Stator Torsionsfrequenz $f_{0,S}^{Mo}$ und einer Rotortorsionsfrequenz $f_{0,R}$ soll der Einfluss beziehungsweise die Bedeutung des Messortes auf die Dynamik des Drehzahlregelkreises untersucht werden. Die Betrachtung analysiert den Einfluss des Messortes aus regelungstechnischer Sicht, berücksichtigt aber nicht die Realisierbarkeit einer Positionsmessung an dem entsprechenden Messort. Die Rotortorsionsfrequenz $f_{0,R}$ beschreibt eine dominante Resonanzfrequenz zwischen dem Rotor des Positionsmessgerätes und dem Kräfteinleitungspunkt auf der Motorwelle. Je nach Realisierung der Ankopplung des Positionsmessgerätes beschreibt diese Rotortorsionsfrequenz die Rotorkupplungsfrequenz f_0^{RC} – bei Positionsmessgeräten mit Eigenlagerung und Rotorkupplung – oder eine Torsionsfrequenz der Motorwelle $f_{0,R}^{Mo}$ – bei modularen Positionsmessgeräten. Am lastfreien Ende (Englisch: Non Drive End, NDE) angekoppelte Positionsmessgeräte messen zusätzlich zu den Rotorschwingungen auch die Oszillationen des Stators, wohingegen Positionsmessgeräte an

der Abtriebsseite (Englisch: Drive End, DE) nicht durch die Statorresonanzen des Motors beeinflusst werden. Der Stator wird zwar weiterhin zum Schwingen angeregt, jedoch wird dies nicht durch das Positionsmessgerät in den Regelkreis zurückgeführt. Dieser Betrachtung an der Abtriebsseite liegt zugrunde, dass das Positionsmessgerät statorseitig am ruhenden A-Flansch (=Bezugspunkt) des Servomotors befestigt ist und dieser nicht durch Resonanzen der Umgebung beeinflusst wird. Die Prinzipskizze in Bild 4.13 zeigt beide beschriebenen Ankopplungen.

Analog zu den vorausgegangenen Betrachtungen zeigt Bild 4.14 die Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises in Abhängigkeit der mechanischen Resonanzfrequenzen des Servomotors. Wiederum ist eine relative Verarbeitungszeit $\chi_P = 0,75$ angenommen. Die Abtastfrequenz beträgt $f_S = 40$ kHz. Als Referenz ist das mechanische steife System für eine Abtastfrequenz von $f_S = 8$ kHz mit ① eingezeichnet. Bei dieser in der Industrie weit verbreiteten Abtastfrequenz ist die Diskussion des Messortes für die untersuchten Servomotoren wegen folgenden möglichen Restriktionen überflüssig:

- Der Regelkreis ist durch das Abtastsystem unabhängig der mechanischen Eigenschaften begrenzt
- Der Regelkreis ist durch die Torsionsfrequenz des Rotors mechanisch limitiert, die unabhängig des Messortes auftritt.

Um daher die Vorteile des Messortes überhaupt nutzen zu können, ist eine höhere Abtastfrequenz notwendig, damit die Motor Stator Torsionsfrequenz limitierend auf den Regelkreis wirken kann. Der Dämpfungsgrad der Rotortorsionsschwingung ist im Allgemeinen niedriger als derjenige der Stator Torsionsschwingungen $D_{M,R} < D_{M,S}^{Mo}$.

Für hohe mechanische Resonanzfrequenzen im Servomotor ist nach Bild 4.14 der Drehzahlregelkreis durch das Verhalten des Abtastsystems limitiert, damit das Kriterium der Phasenreserve von $\varphi_{PMS} = 60$ Grad erfüllt bleibt. Für kleine Resonanzverhältnisse $\chi_R < 3$ begrenzt ausschließlich die schwächer gedämpfte Rotorresonanz die Bandbreite des Drehzahlregelkreises, damit das Kriterium der Resonanzunterdrückungs-Magnitude Rechnung getragen wird (Kurven ① und ②). Zusätzlich ist das Verhalten nahezu unabhängig vom Messort. Für die Ankopplung des Positionsmessgerätes am lastfreien Ende geht das von der Rotortorsion dominierte Verhalten in das Verhalten der Motor Stator-torsion über, wie es in Abschnitt 4.2 und im speziellen Bild 4.2 vorgestellt ist. Dieser Übergang ist erst in den Kurven $\chi_R \geq 3$ erkennbar (Linie ③ und ④). Das rein durch die Motor Stator-torsionsresonanz dominierte Verhalten beschreibt die graue Kurve in Bild 4.14. Ist das Positionsmessgerät an der Abtriebsseite des Servomotors montiert, gibt es diesen Übergang nicht. Die Statortorsion des Motors hat bei dieser Motorkonfiguration keinen Einfluss auf das Messergebnis. Dementsprechend kann die Bandbreite des Drehzahlregelkreises durch eine andere Anbauposition unter bestimmten Randbedingungen erhöht werden. Aus dem Vergleich beider Motorkonfigurationen – Positionsmessgerät am lastfreiem Ende oder an der Abtriebsseite – sind folgende Erkenntnisse für die analysierten Motoren mit einer Motor Stator Torsionsfrequenz im Bereich von $f_{0,S}^{Mo} = 1,4 \dots 2,7$ kHz ableitbar:

dementsprechend die Untersuchung und Verifikation eines hochdynamischen Antriebes mit abtriebsseitiger Positionsmessung.

Abhilfe für regelungstechnische Untersuchungen kann ein differentielles Laser Interferometer schaffen, welches kontaktlos die Rotationsgeschwindigkeit der Motorwelle ermittelt [51, 52]. Den Prüfstand mit dem verwendeten Laser Interferometer und dessen Anordnung am Servomotor zeigt Bild 4.16. Die Vorrichtung zur Aufnahme der Laserköpfe kann in vertikaler Richtung verfahren werden, sodass eine Feinpositionierung zur messenden Welle erfolgen kann. Mittels Prismen werden die Laserstrahlen so umgelenkt, dass diese parallel in geringem Abstand zueinander auf das Messobjekt auftreffen. Dabei ist darauf zu achten, dass die Weglängen der beiden Laserstrahlen identisch sind. Da das Interferometer mit einer diffusen Reflektion arbeitet, ist die Verwendung von Retro-reflex Folie zur Erhöhung der Reflektion in Laserstrahl-Richtung auf der blanken und gewölbten Oberfläche der Stahlwelle des Motors zwingend erforderlich. Dadurch wird der Anteil der direkten Reflektion verringert und die diffuse Reflektion verstärkt.

Das Messprinzip beruht darauf, dass zwei Laserstrahlen ① und ② derselben Laserquelle parallel mit einem Abstand d auf die Wellenoberfläche mit Radius r gerichtet sind (siehe Prinzipsskizze in Bild 4.15). Es gilt der geometrische Zusammenhang

$$d = r (\cos \beta + \cos \alpha) . \quad (4.2)$$

Der Dopplereffekt bewirkt aufgrund

- der Umdrehungsgeschwindigkeit des Rotors eine Frequenzverschiebung und
- der Winkelverschiebung des Rotors eine Phasenverschiebung

des reflektierten Laserstrahls. Da für die Anwendung am Servomotor eine Positionsmessung zielführend ist, wird im Folgenden nur die Phasenverschiebung φ_D aufgrund einer Winkelverschiebung φ betrachtet. Die Verschiebung der Messwelle in Laserstrahlrichtung ist

$$x_{\bullet} = \varphi r \cos \alpha \text{ beziehungsweise } -x_{\bullet} = -\varphi r \cos \beta. \quad (4.3)$$

Mit Bezug auf Gleichung (4.2) gelten die Zusammenhänge:

$$\frac{x_{\bullet}}{\varphi} = r \cos \alpha \text{ beziehungsweise } \frac{x_{\bullet}}{\varphi} = r \cos \beta \quad (4.4a)$$

$$d = \frac{x_{\bullet}}{\varphi} + \frac{x_{\bullet}}{\varphi} \quad (4.4b)$$

Die resultierende Phasenverschiebung ergibt sich mit der Wellenlänge $\lambda = 633 \text{ nm}$ des Lasers zu

$$\varphi_{D\bullet} = 2 \frac{2\pi x_{\bullet}}{\lambda} \text{ beziehungsweise } \varphi_{D\bullet} = -2 \frac{2\pi x_{\bullet}}{\lambda}. \quad (4.5)$$

Die reflektierten Laserstrahlen werden in der Laserquelle differentiell optisch verrechnet. Mit dem geometrischen Zusammenhang aus Gleichung (4.4b) kann die differentielle Doppler Phasenverschiebung berechnet werden.

$$\varphi_D = \varphi_{D\mathbf{1}} - \varphi_{D\mathbf{2}} \quad (4.6a)$$

$$\varphi_D = 2 \frac{2\pi}{\lambda} (x_{\mathbf{1}} + x_{\mathbf{2}}) \quad (4.6b)$$

$$\varphi_D = \underbrace{2 \frac{2\pi d}{\lambda}}_{z_{SP}} \varphi \quad (4.6c)$$

Die Phasenverschiebung des differentiellen Lasersignals ist demnach unabhängig von der Dimension der Messwelle und ausschließlich abhängig von der Wellenlänge und dem Abstand der Laserstrahlen. Anschaulich gesagt ist die Wellenlänge des Lasers in Kombination mit dem Abstand der Laserstrahlen die Maßverkörperung des kontaktlosen Positionsmessgerätes. Bei einem Abstand $d = 10 \text{ mm}$ ergeben sich für das Positionsmessgerät eine mit einer mechanischen Maßverkörperung vergleichbaren äquivalenten Anzahl an Signalperiode von $z_{SP} = 198521$. Das Steuergerät des Lasers gibt die Positionsinformation in Form von zwei um 90 Grad zueinander verschobenen Sinussignalen an den Regler weiter – analog zu den 1Vss-Schnittstellen von typischen Positionsmessgeräten für die Antriebstechnik. Die Schnittstelle wurde auf dem Rapid Control Prototyping System so implementiert, dass keine für den Regelkreis nennenswerten Latenzen und Totzeiten durch das Messgerät entstehen. Somit ist ein kontaktloses Positionsmessgerät ohne zusätzliche Massenträgheiten am Servomotor realisierbar und direkt im Regelkreis einsetzbar. Es bildet demnach ein Positionsmessgerät mit ideal steifer Kopplung am Servomotor nach und eignet sich zur hochdynamischen Analyse eines Servomotors im Regelkreis. Das Messprinzip mittelt – analog zur Verrechnung von zwei Abtaststellen – Biegeschwingungen aus dem Signal heraus.

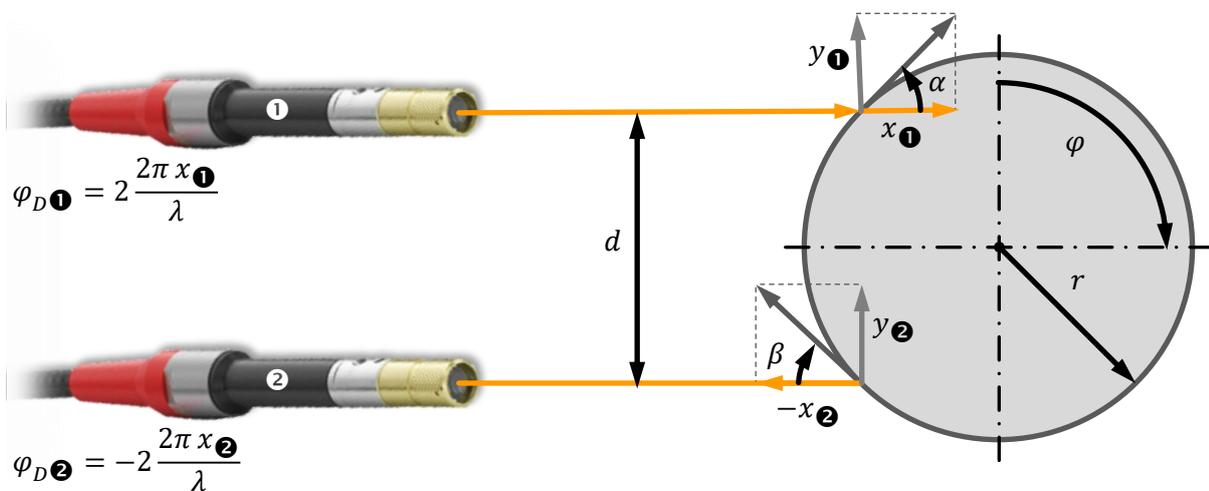


Bild 4.15 Funktionsprinzip des differentiellen Vibrometers zur Rotationsmessung

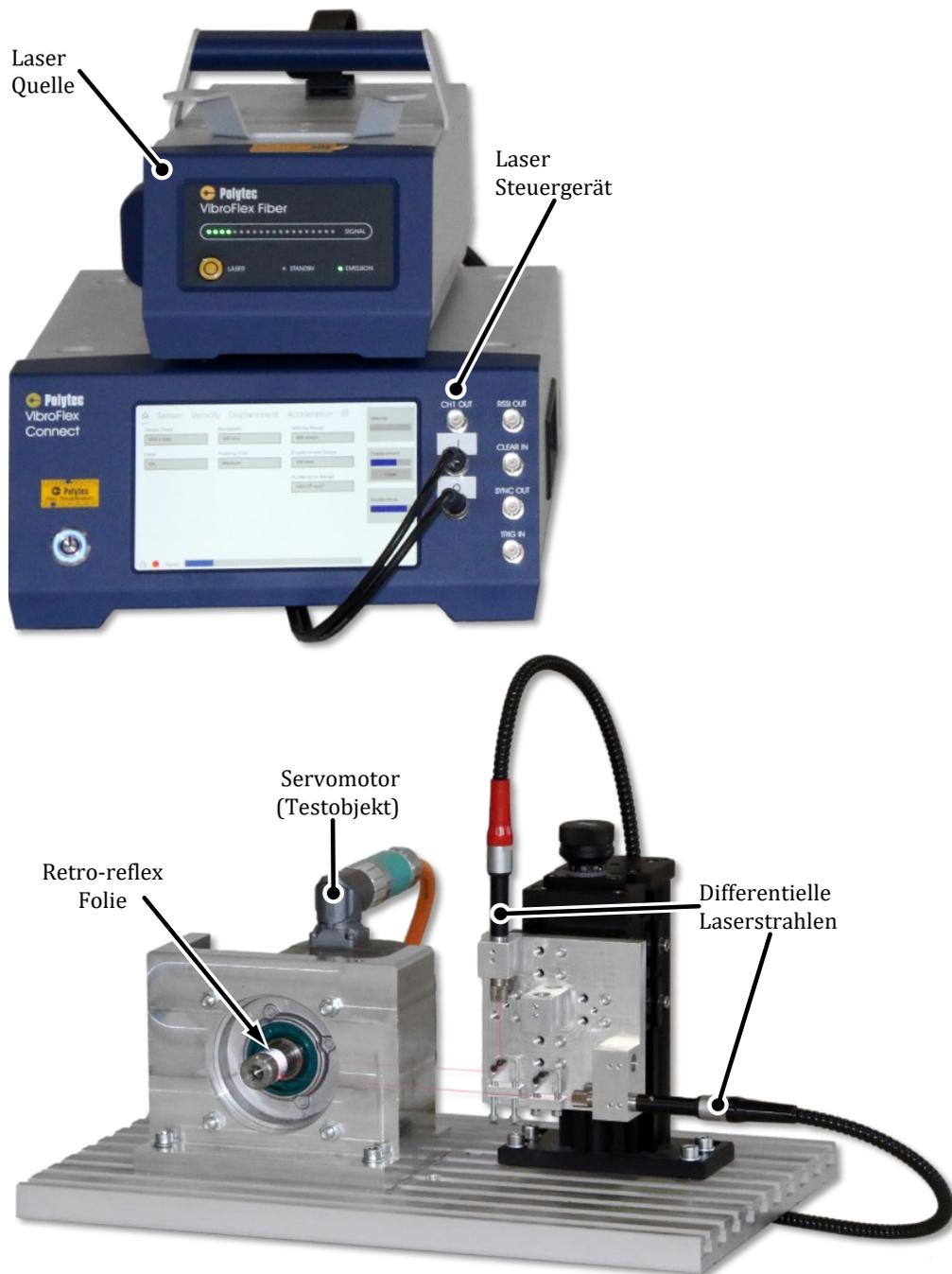


Bild 4.16 Teststand zur berührungslosen Positionsmessung am abtriebsseitigen Wellenende eines Servomotors mittels Polytec® VibroFlex Fiber Laser Interferometer

4.6.2 Messtechnische Validierung des Servomotors mit abtriebsseitigem berührungslosen Positionsmessgerät

Zur Validierung der Messanordnung wird der Drehzahlregelkreis zweier Servomotoren mit IGBT-Umrichtern mit $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ verglichen. Es beschreibt demnach das erreichbare Verhalten und die Limitationen des Drehzahlregelkreises auf dem Stand der

Technik für Umrichter in Industrieautomation. Für einen Ausblick auf hochdynamische Anwendungen unter Einsatz von GaN-Umrichtern sei auf Abschnitt 4.8 verwiesen.

Für die Untersuchung werden zwei Servomotoren gleicher Baugröße verwendet, die sich mechanisch ausschließlich in der Länge unterscheiden. Die Auslegungskriterien für den Regelkreis sind in Abschnitt 4.1 beschrieben. Als Bezug ist das Verhalten des im Servomotor integrierten Positionsmessgerätes mit Eigenlagerung und Rotorkupplung in schwarz gezeigt. Der kurze Servomotor in Bild 4.17 ist charakterisiert durch hohe mechanische Eigenfrequenzen und kann aus regelungstechnischer Sicht als mechanisch steif betrachtet werden. Dies führt zu einem Verhalten eines idealen Drehzahlregelkreises, wenn an dem abtriebsseitigen Wellenende berührungsfrei gemessen wird. Dieser Servomotor wird sich demnach für hochdynamische Anwendungen bestens eignen, da er nicht durch mechanische Effekte limitiert ist. Im Vergleich zu dem im Servomotor integrierten Positionsmessgerät, welches eine ausgeprägte Rotorkupplungsfrequenz zeigt, kann die Bandbreite soweit erhöht werden, bis das Abtastsystem die Dynamik bei einer Durchtrittsfrequenz von $f_{cos} \approx 460 \text{ Hz} = 0.029 f_s$ begrenzt. Diese erreichte Bandbreite entspricht der theoretisch maximal erreichbaren Bandbreite eines mechanisch steifen Antriebes bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 16 \text{ kHz}$, wie es Bild 1.2 und Bild 4.14 zeigen.

Die aktive Länge des zweiten Motors ist um den Faktor drei größer als der gezeigte kurze Motor. Dies führt zu deutlich stärker ausgeprägten mechanischen Resonanzen im Motor. So ist der Drehzahlregelkreis in Bild 4.18 trotz des berührungslosen Messprinzips mechanisch limitiert. Die Eigenfrequenz des Motor Stators wirkt hierbei limitierend, weil sie auf die Motorhalterung rückwirkt und dadurch zu einer Dreh-Kippbewegung des gesamten Aufbaus führt. Da jeder Laserstrahl die Differenzbewegung zwischen Laserkopf und Objekt misst, können auch Drehbewegungen des Stators beziehungsweise des Aufbaus in die Messung mit einkoppeln. Dies ist einer der Nachteile des Messprinzips. Eine steifere Aufnahme wäre an dieser Stelle für den Motor zielführend. Durch diese Beobachtung wird die schon getroffene Aussage für modulare Positionsmessgeräte nochmals bekräftigt. Das modulare Positionsmessgerät kann aus regelungstechnischer Sicht als ideal angesehen werden. Das Verhalten der Regelstrecke wird ausschließlich durch das mechanische Verhalten des Motors definiert.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass bei einer geeigneten Wahl des Servomotors ein hochdynamischer Antrieb realisierbar ist. Die Vorteile des steifen Antriebes können mit Umrichtern auf dem aktuellen Stand der Technik ($f_{PWM} \leq 16 \text{ kHz}$) nur geringfügig ausgenutzt werden, da das System abtastzeit-limitiert ist. Es ist zwingend notwendig die Abtastzeit des digitalen Systems deutlich zu erhöhen, um einen hochdynamischen Antrieb zu realisieren.

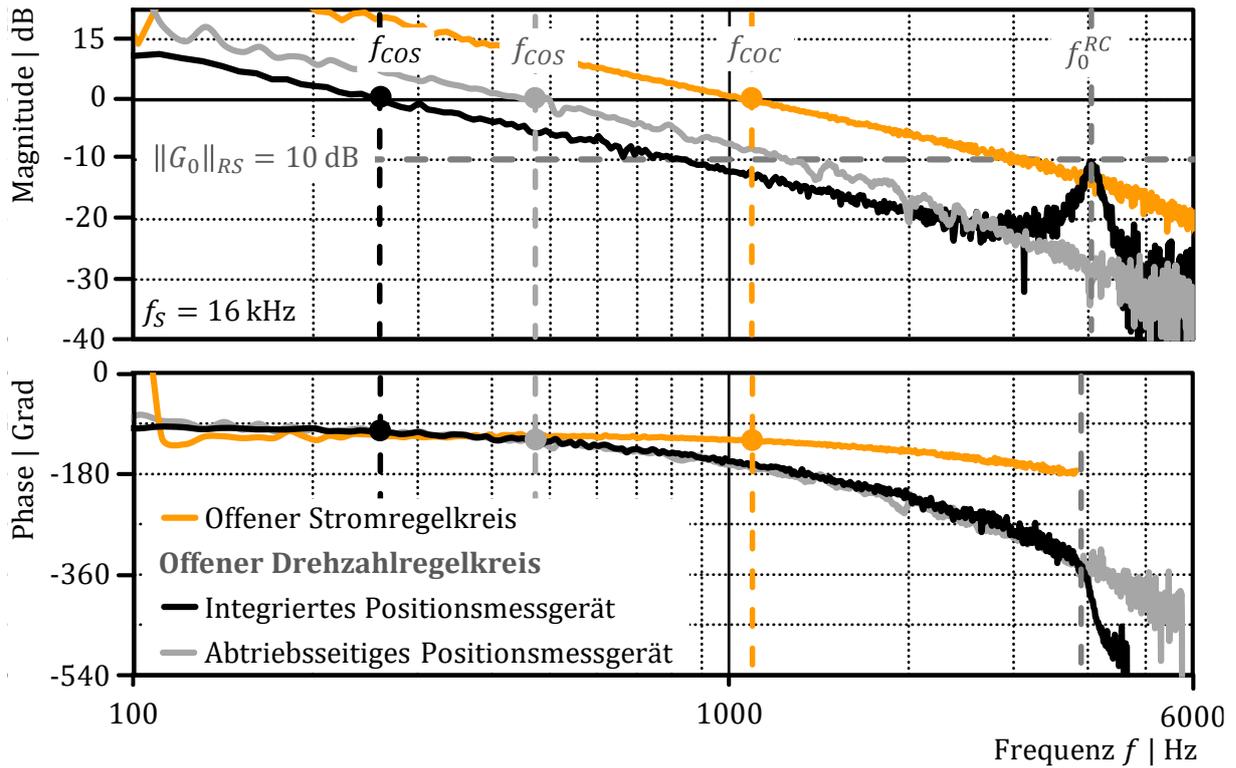


Bild 4.17 Bode Diagramm des Drehzahlregelkreises eines kurzen Servomotors mit unterschiedlichen Messpositionen

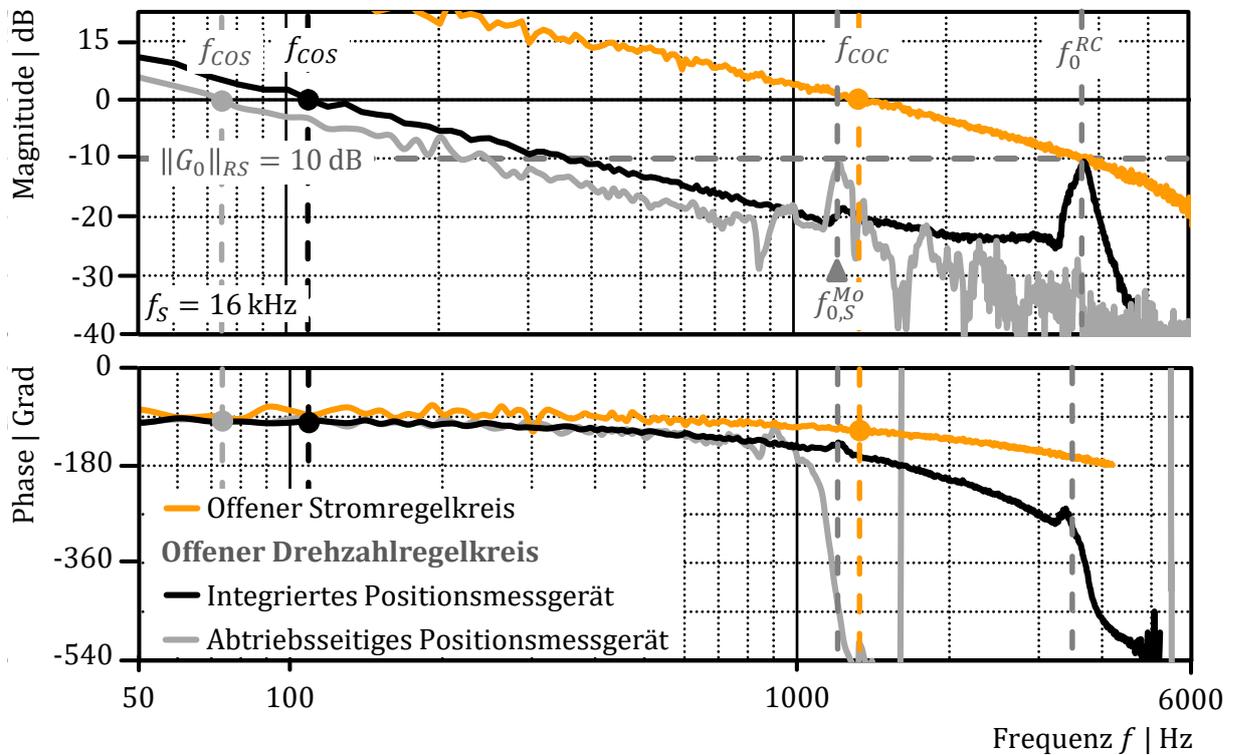


Bild 4.18 Bode Diagramm des Drehzahlregelkreises eines langen Servomotors mit unterschiedlichen Messpositionen

4.7 Anforderungen an einen Servomotor für hochdynamische Regelungsanwendungen

Unter Zuhilfenahme aller gesammelten Erkenntnisse und Beobachtungen in Bezug auf eine hohe Bandbreite des Drehzahl- oder Positionsregelkreises von Servoantrieben können folgend aufgelistete Anforderungen an den Servoantrieb für hochdynamische Applikationen gestellt werden.

Die Anforderungen an den Servomotor selbst sind:

- Strukturmechanische Resonanzen sollen möglichst hohe Frequenzen bei gleichzeitig hohen Dämpfungsgraden aufweisen. Hohe Frequenzen werden durch kurze Bauweisen der Servomotoren erreicht. Es hat sich gezeigt, dass die Motoren, die ausschließlich aus Blechpaketen aufgebaut sind, höhere Dämpfungsgrade der Stator-Torsionsfrequenz haben als diejenigen mit Spritzguss-Gehäuse.
- Es sollte ein modulares Positionsmessgerät am lastfreien Ende (NDE) eingesetzt werden, welches keine eigenen mechanischen Resonanzen zeigt.
- Positionsmessgeräte mit zwei Abtaststellen ermöglichen es, Messfehler aufgrund von translatorischen Schwingungen in dem Messsignal zu eliminieren.
- Eine angepasste niedrige elektrische Zeitkonstante T_{El} ist Voraussetzung für einen sinnvoll einzustellenden dynamischen Stromregelkreis (siehe Abschnitt 4.8, [39, 4]).

Limitieren nicht die mechanischen Resonanzen, sondern das zeitdiskrete System die Bandbreite des Regelkreises, so muss die Abtastzeit des Regelkreises verringert werden, um höhere Dynamik im Regelkreis zu erreichen – vorausgesetzt die relative Verarbeitungstotzeit verändert sich nicht. Daraus abgeleitet ergeben sich folgende Anforderungen an die Leistungselektronik:

- Schnellschaltende Leistungshalbleiter für höhere Abtastfrequenzen zur Erreichung hoher Bandbreiten im Stromregler
- Werden die elektrischen Eigenschaften des Servomotors nicht angepasst, so werden hohe Stellgrade für eine erhöhte Dynamik des Stromregelkreises benötigt. Die normierte Proportionalverstärkung des Stromreglers K_C^* ist ein Maß für die Spannungsüberhöhung und proportional zur Bandbreite. Daraus abgeleitet wird eine hohe Zwischenkreisspannung des Umrichters benötigt um die Dynamik des Stromregelkreises erhöhen zu können.

Für den Regler und die verwendete Regelungshardware gelten weitere Anforderungen:

- Kurze Berechnungszeiten der Regelungsalgorithmen auf der Rechenhardware
- Geringe Verarbeitungstotzeit
- Schnelle Analog-Digital Wandler und digitale Ausgänge

Da die wenigsten mechanischen Anforderungen ideal erfüllt werden können, müssen gewisse Einschränkungen in Kauf genommen werden. Einige Einschränkungen führen

dazu, dass der gesamte Antriebsstrang in der Dynamik limitiert wird. Dies ist beispielhaft bei Rotortorsionsfrequenzen der Fall, welche im überkritischen Betriebszustand dazu führen, dass die abtriebsseitige Mechanik vom Motor entkoppelt wird. Eine Bewegung der mechanischen Übertragungselemente ist damit nicht mehr möglich. Die abtriebsseitige Rotor-Torsionsfrequenz stellt ein absolutes Limit für die Dynamik des Regelkreises dar und ist der Konstruktion des Motors geschuldet. Translatorische Schwingungen führen lediglich dazu, dass der zu regelnde Zustand Oszillationen aufweist und damit nur die Performance, aber nicht die Dynamik begrenzt. Mechanische Resonanzen limitieren nur dann den Regelkreis, wenn diese über das Positionsmessgerät in den Regler zurückgeführt werden. Tabelle 4.4 bewertet den Einfluss der Resonanzfrequenzen in Abhängigkeit des Ankopplungsprinzips und der Position des Positionsmessgerätes. Teilweise kann durch messtechnische Anpassungen, wie zum Beispiel durch zwei diametrale Abtaststellen, eine Eliminierung von Resonanzen erreicht werden und sollte für Anwendungen mit sehr hohen Anforderungen verwendet werden.

Wie eingangs schon erwähnt, können mit SiC oder GaN Halbleitern effiziente und schnelltaktenden Umrichter für die Servoantriebstechnik realisiert werden. Schaltfrequenzen von $f_{PWM} > 40$ kHz sind im Bereich der Servoantriebe anzustreben. Die Regelungsalgorithmen können dann meist nicht mehr schnell genug auf einem Prozessor berechnet werden, sodass diese zum Beispiel im Field Programmable Gate Array (FPGA) umgesetzt werden müssen. Dies ist mit einem erheblichen Aufwand verbunden, jedoch zwingende Voraussetzung für kurze Berechnungszeiten. Das folgende Kapitel beschreibt die Realisierung eines hochdynamischen Servoantriebes und zeigt den erzielbaren Nutzen.

Tabelle 4.4 Bewertung der im Regelkreis eingekoppelten mechanischen Resonanzen gegliedert nach den Messgeräte-Ankopplungsprinzipien

| | Ort | Mech. Resonanzen | Mag | Freq | Ursache | Verbesserung |
|----------------|-----|------------------------|-----|------|---|---|
| Rotorkupplung | NDE | Rotorkupplung Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi}^{RC} \uparrow, d_{\varphi}^{RC} \uparrow, J_R^{MD} \downarrow$ |
| | | Motor Rotor Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| | | Motor Stator Torsion | + | - | Reaktions-Drehmoment | $c_{\varphi,S}^{Mo} \uparrow$ |
| | DE | Rotorkupplung Torsion | ++ | o | Rotorbewegung | $c_{\varphi}^{RC} \uparrow, J_R^{MD} \downarrow$ |
| | | Motor Rotor Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| Statorkupplung | NDE | Statorkupplung Torsion | ++ | o | Motor Stator Torsion, Messgeräte Lagerreibung | $c_{\varphi}^{SC} \uparrow, d_{\varphi}^{SC} \uparrow, J_S^{MD} \downarrow$ |
| | | Motor Rotor Torsion | + | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| | | Motor Stator Torsion | + | - | Reaktions-Drehmoment | $c_{\varphi,S}^{Mo} \uparrow$ |
| | DE | Statorkupplung Torsion | - | o | Messgeräte Lagerreibung | $d_{\varphi}^{MD} \uparrow$ |
| | | Motor Rotor Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| Modular | NDE | Motor Stator Torsion | + | - | Reaktions-Drehmoment | $c_{\varphi,S}^{Mo} \uparrow$ |
| | | Motor Rotor Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| | | Motorlager Radial | + | - | Radialkräfte im Luftspalt, Radiale Lastkräfte | 2-Kopf-Abtastung |
| | | Biegung Rotor | + | - | Radialkräfte im Luftspalt, Radiale Lastkräfte | $c_{x,R}^{Mo} \uparrow$, 2-Kopf-Abtastung |
| | DE | Motor Rotor Torsion | ++ | + | Rotorbewegung | $c_{\varphi,R}^{Mo} \uparrow$ |
| | | Motorlager Radial | + | - | Radialkräfte im Luftspalt, Radiale Lastkräfte | 2-Kopf-Abtastung |
| | | Biegung Rotor | + | - | Radialkräfte im Luftspalt, Radiale Lastkräfte | $c_{x,R}^{Mo} \uparrow$, 2-Kopf-Abtastung |

DE Abtriebsseite (Drive End)

NDE Lastfreies Ende (Non Drive End)

Ort Messort

Mag Magnitude

Freq Frequenz

++ sehr hoch | + hoch | o mittel | - niedrig

4.8 Umsetzung eines hochdynamischen Antriebes

Zur Umsetzung eines hochdynamischen Antriebes ist es essentiell, die Taktfrequenz der PWM zu erhöhen. Zur Realisierung der hohen Schaltfrequenzen wurde ein 3-phasiger GaN-Umrichter aufgebaut, der Schaltfrequenzen bis zu $f_{PWM} = 200 \text{ kHz}$ ermöglicht [9]. Als Halbbrücken wurde ein Evaluationsboard von GaN-Systems verwendet [53]. Der verwendete Chip GS66516B ist laut Datenblatt für einen Dauerstrom von $I = 60 \text{ A}$ und eine Durchbruchspannung von $U = 650 \text{ V}$ ausgelegt. Die Kühlung ist durch das Design mit isoliertem Metallsubstrat für die Schaltverluste optimiert, die durch die hohen Schaltfrequenzen entstehen. Durch die schnellen Schaltflanken und die hohe Taktfrequenz der Halbleiter entsteht ein größerer Einfluss der elektromagnetischen Strahlung und der leitungsgebundenen Störungen auf andere elektrische Geräte. Dementsprechend muss bei der Auslegung ein erhöhter Augenmerk auf die elektromagnetische Verträglichkeit gelegt werden [17]. So können durch geeignete Filtermaßnahmen leitungsgebundene Störungen beziehungsweise Störstrahlung reduziert werden, auf die an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden soll. Des Weiteren führen schnelle Schaltflanken zu Spannungsüberschwingern, welches durch eine optimierte Aufbau- und Verbindungstechnik begrenzt werden kann [54]. Den aufgebauten Versuchsumrichter mit GaN-Leistungshalbleitern zeigt Bild 4.19. Die Zwischenkreisspannung wird durch eine externe Spannungsquelle bereitgestellt.

Als Regelungs-Hardware kommt das RCP System SCALEXIO® von dSPACE® zum Einsatz. In der verwendeten Konfiguration verfügt das System über einen Intel® Core™ i7-6820EQ Quad-Core-Prozessor und einen Xilinx® Kintex® UltraScale+™ KU15P FPGA mit

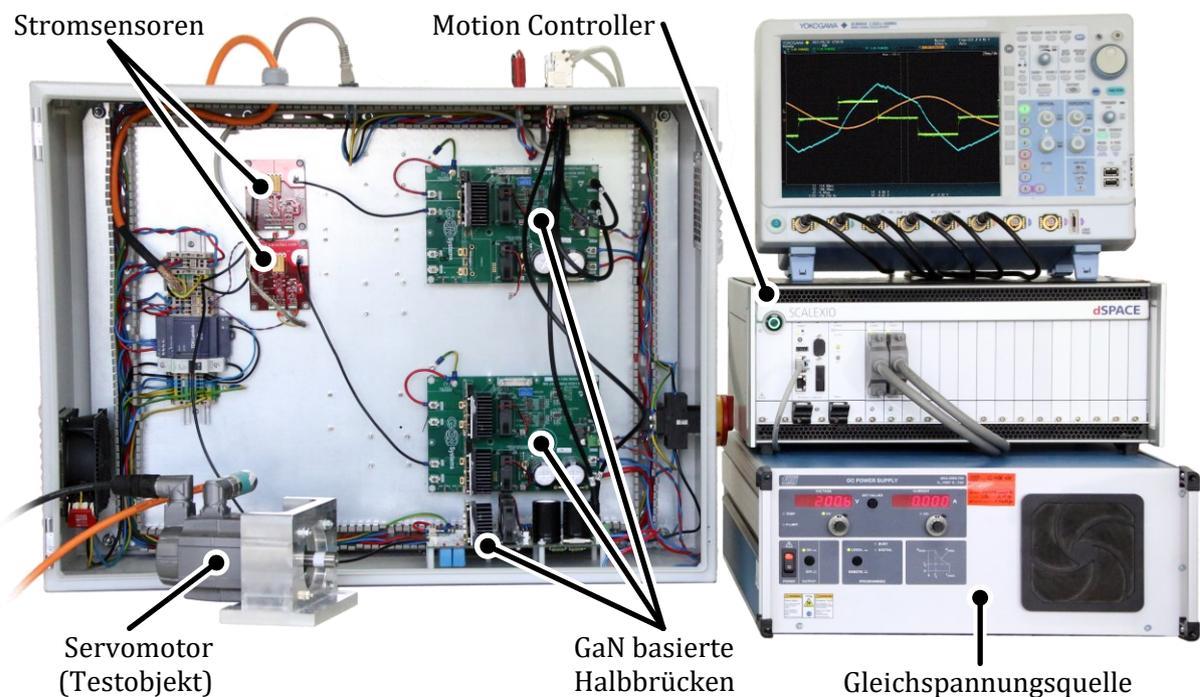


Bild 4.19 GaN-Umrichter mit externem Spannungszwischenkreis

4GB externen RAM. Der Basistakt des FPGAs beträgt $t_{FPGA} = 8 \text{ ns}$. Da ein Abtastschritt des Regelungsalgorithmus für die 3-phasige Synchronmaschine nicht innerhalb von $10 \mu\text{s}$ im Prozessor berechnet werden kann, muss dieser auf dem FPGA implementiert werden. Der verwendete Regelungsalgorithmus ist modellbasiert in der Entwicklungsumgebung SIMULINK® realisiert worden. Das SIMULINK® Modell für die FPGA-Implementierung wird aus demselben zentralen Modell abgeleitet. Dafür sind jedoch einige Anpassungen am Regelungsmodell notwendig:

- Umwandlung in Festkomma-Arithmetik
- Skalierung der Wertebereiche
- Verlangsamung des FPGA-Rechentaktes, um rechenintensive arithmetische Operationen berechnen zu können

Aus dem angepassten Modell für die FPGA-Implementierung wird ein HDL-Code erzeugt, der wiederum vollautomatisch im FPGA-Modell integriert wird. Das FPGA-SIMULINK®-Modell mit Einbindung des Vivado® System Generators zeigt exemplarisch Bild 4.20. Aufgrund des modellbasierten Ansatzes kann für den prozessorbasierten Code und den hardware-basierten Code dasselbe Ausgangsmodell verwendet werden.

Wie die Untersuchungen in Abschnitt 4.6 gezeigt haben, sollte für einen hochdynamischen Antrieb ein kurzer Servomotor mit abtriebsseitigem modularem Positionsmessgerät verwendet werden, damit möglichst wenige mechanischen Resonanzen den Regelkreis beeinflussen oder limitieren. Für die messtechnischen Untersuchungen in diesem Teilabschnitt wird daher der in Abschnitt 4.6 vorgestellte Servomotor mit

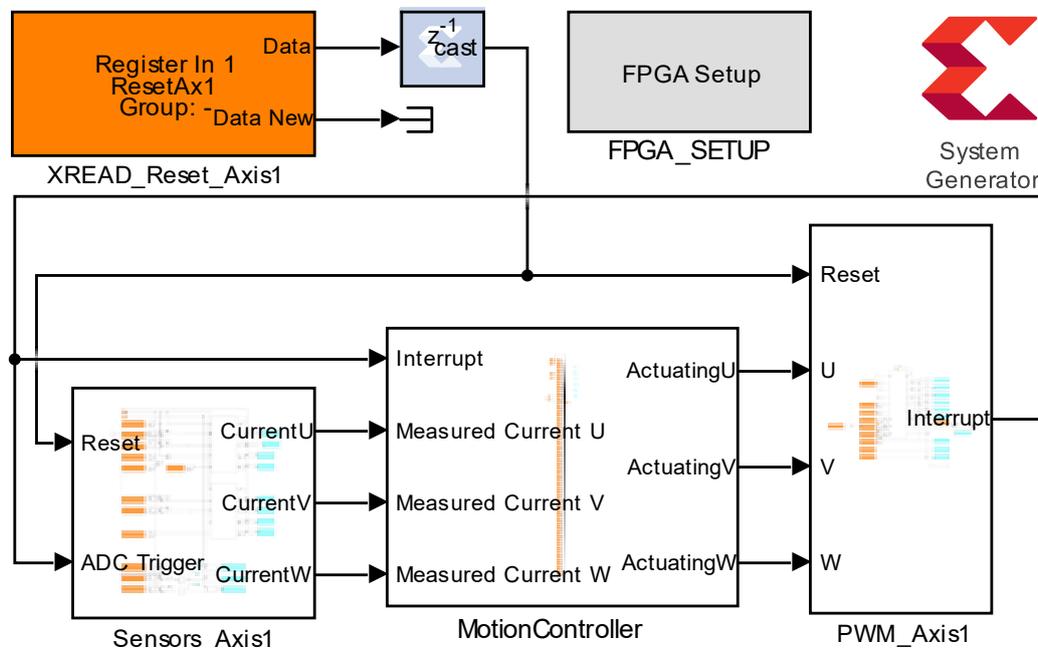


Bild 4.20 SIMULINK®-Modell für die FPGA-Implementierung zur hochdynamischen Regelung eines Servomotors

berührunglosem Positionsmesssystem mit einem Umrichter auf Basis von GaN Leistungshalbleitern angesteuert. Dieser Aufbau dient lediglich der Validierung eines hochdynamischen 3-phasigen Antriebes, hat aber für die Praxis aufgrund der umständlichen Positionsmessung keine Bedeutung. Hier müsste auf ein modulares Positionsmessgerät am lastfreien Wellenende zurückgegriffen werden. Ist die Kompensation von translatorischen Schwingung im Messsignal notwendig, kann ein Positionsmessgerät mit zwei diametral angeordnete Abtaststellen verwendet werden.

Zur Verdeutlichung des Mehrwertes hochtaktender Antriebe wird als Vergleich ein System mit einer Abtastfrequenz von $f_S = 8 \text{ kHz}$ verwendet, da dieses vielfach zum Einsatz kommt. Wie die Messergebnisse des offenen Regelkreises in Bild 4.21 und zusammengefasst in Tabelle 4.5 zeigen, kann mit dem Vergleichssystem eine maximale Durchtrittsfrequenz für den Drehzahlregelkreis von $f_{COS} \approx 300 \text{ Hz}$ erreicht werden. Die Bandbreite des Drehzahlregelkreises ist durch das Abtastzeitsystem aufgrund der geforderten Phasenreserve von $\varphi_{PMC} = 60 \text{ Grad}$ begrenzt. Wird die Abtastfrequenz um einen Faktor 5 auf $f_S = 40 \text{ kHz}$ erhöht, so kann auch die Bandbreite des Strom- und Drehzahlregelkreises erhöht werden. Die Messergebnisse in Bild 4.21 zeigen, dass aufgrund des mechanisch passenden Antriebes für hochdynamische Anwendungen die Bandbreite des Drehzahlregelkreises erhöht werden konnte. Da keine mechanischen Resonanzen in den Regelkreis zurückgeführt werden, ist das System im Vergleich zu Servoantrieben mit Rotor- oder Statorkupplung nicht mechanisch begrenzt, sondern wird durch das zeitdiskrete Verhalten limitiert. Dennoch kann die erwartete Bandbreitenerhöhung des Stromregelkreises und Drehzahlregelkreises nicht komplett realisiert werden. Die Bandbreite kann nur um einen Faktor 2 erhöht werden. Hierfür gibt es folgende Gründe:

- Bei einer Pol-Nullstellen Kompensation im Stromregler gilt in guter Näherung der Zusammenhang:

$$f_{COC} \propto K_C^* \frac{1}{2\pi T_{EI}} \quad (4.7)$$

Bei dem verwendeten Servomotor ist die elektrische Zeitkonstante für hohe Dynamiken zu groß und müsste für den Einsatz in hochdynamischen Anwendungen reduziert werden. Allgemein kann ein sinnvolles Verhältnis der elektrischen Zeitkonstante zur Abtastzeit von 5 ...20 angegeben werden. Wird die elektrische Zeitkonstante nicht angepasst, sind zwingend sehr große Stellgrade notwendig um die gewünschte Bandbreite zu erreichen [4]. Der verwendete Motor ist ein typischer kommerzieller Servomotor auf dem Stand der Technik, bei dem die elektrische Zeitkonstante nicht für hohe Bandbreiten angepasst ist. Zur Realisierung hochdynamische Antriebe ist eine gezielte elektromagnetische Auslegung des Servomotors zur Erreichung einer geringen elektrischen Zeitkonstante erforderlich.

- Im Vergleich zu den anderen untersuchten Servomotoren gleicher Baugröße ist die elektrische Zeitkonstante nahezu identisch, wohingegen der Widerstand jedoch um

einen Faktor 3 ... 6 größer ist. Aufgrund des Zusammenhanges zwischen Stellspannung u_C und Regelfehler des Stromregelkreises e_C

$$u_C = R K_C^* e_C \quad (4.8)$$

führt ein höherer Widerstand des Motors in gleicher Weise zu einer höheren Stellspannung.

- Wie in [39] vorgestellt, ändert sich das Verhalten der elektrischen Parameter, insbesondere die elektrische Zeitkonstante, eines Servomotors über der Frequenz deutlich. Dieser Effekt ist bei dem verwendeten Servomotor stark ausgeprägt und müsste in der Auslegung von Servomotoren für hochdynamische Anwendungen berücksichtigt werden.

Nichts desto trotz konnte durch das modulare Positionsmessgerät und die höhere Abtastfrequenz die Bandbreite des Drehzahlregelkreises um einen Faktor 2 auf $f_{COS} = 620$ Hz erhöht werden. Tabelle 4.5 macht nochmals deutlich, dass für hochdynamische Antriebe elastische Kupplungselemente zwischen Motor und Positionsmessgerät ungeeignet sind. Für hochdynamische Antriebe muss auf modulare Positionsmessgeräte zurückgegriffen werden.

Tabelle 4.5 Erreichbare Bandbreiten im offenen Drehzahlregelkreis für verschiedene Positionsmessgeräte

| Abtastfrequenz f_s kHz | Relative Verarbeitungstzeit χ_P | Rotor- kupplung | Abtriebseitig modular und berührungslos |
|-------------------------------|--|--------------------|--|
| 8 (1x) | 0.75 | 240 Hz | 300 Hz |
| 40 (5x) | 0.75 | 240 Hz | 620 Hz |

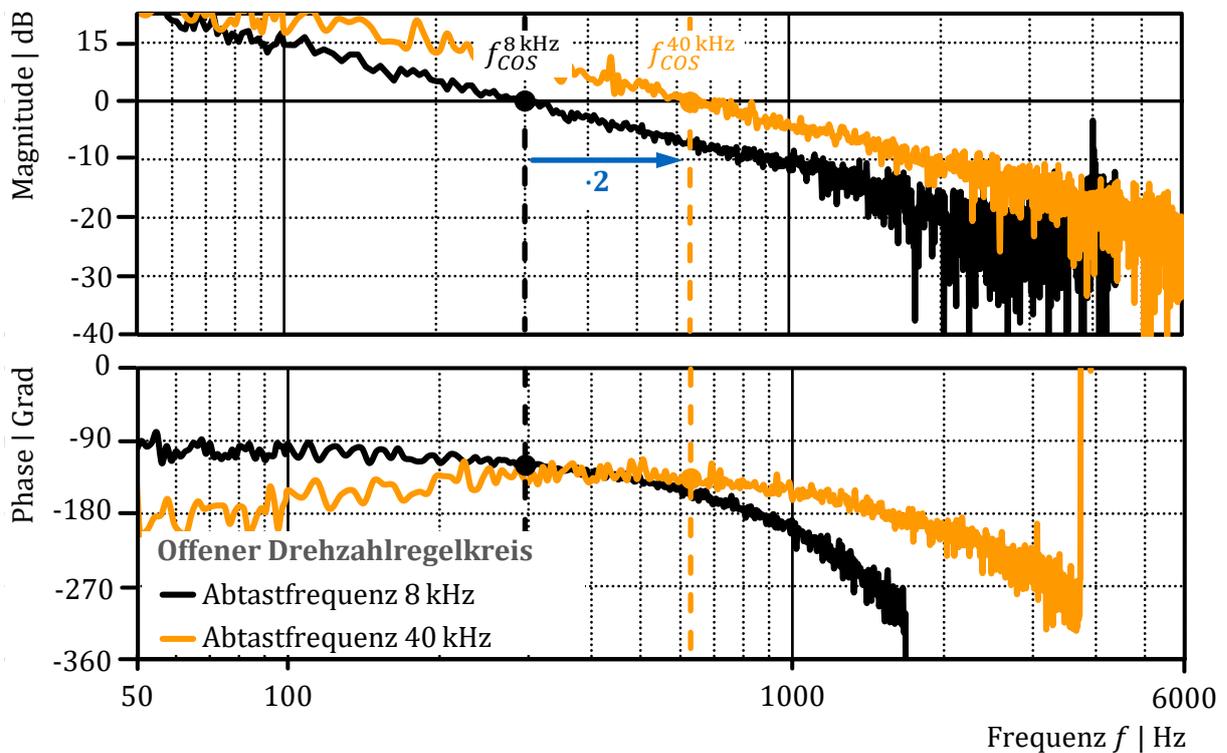


Bild 4.21 Frequenzgang des offenen Drehzahlregelkreises unter Verwendung eines GaN-basierten Umrichters bei unterschiedlichen Abtastzeiten

5 Lasteinfluss bei Servomotoren

Die vorherigen Kapitel haben sich mit dem mechanischen Verhalten von Servomotoren durch die Eigenanregung befasst. Der Servomotor ist jedoch nicht der Selbstzweck einer Anwendung, sondern stets Aktuator in einer Maschine mit einer begrenzt steifen Mechanik. In der Regel ist die Elastizität der angekoppelten Maschinenmechanik deutlich höher als diejenige des Servomotors. Dennoch ist es unerlässlich, die mechanischen Eigenschaften des Servomotors an sich zu untersuchen, um die Begrenzungen durch den Aktuator zu kennen. Die Dynamik einer Maschine kann nicht höher sein als die Dynamik seiner Aktuatoren. Das folgende Kapitel wird sich wieder mit dem mechanischen Verhalten des Servomotor beschäftigen, jedoch nun mit dem Einfluss von rückwirkenden Kräften durch eine anzutreibende Mechanik.

In den meisten Fällen wird der Servomotor über ein Kupplungselement an die nachfolgende Mechanik angekoppelt, um Wellenversätze auszugleichen. Für die Anwendung in der Werkzeugmaschine ist der Einbau von Servomotoren beispielhaft in den Darstellungen von Bild 5.1 anhand einer Linear- und Rotationsachse zu sehen. Ist ein Kopplungselement zwischen Motor und mechanischen Übertragungselement verbaut, sind die dynamischen Kraftspitzen am Motor abgeschwächt. Eine deutlich kritischere Anregung tritt hingegen dann auf, wenn zum Beispiel ein Zahnrad direkt auf der Motorwelle befestigt ist oder mit diesem ohne elastische Kopplungselemente verbunden ist. Dies ist beispielsweise bei Zahnstangenantrieben oder Getriebemotoren der Fall, wie es Bild 5.1 rechts zeigt. In diesen Fällen wirken die Kräfte durch den Zahnflankeneingriff direkt auf die Motorwelle – vorwiegend in tangentialer, radialer und axialer Richtung – und regen den Motor über den Rotor von außen an. Für die folgenden Betrachtungen sei die Annahme getroffen, dass keine Anregung über den Stator von außen erfolgt. Die beschriebene Anwendung mit direkt auf der Rotorwelle befestigten Zahnrädern stellt die kritischste Anwendung bezüglich externer Rotoranregung dar und wird im Folgenden als Untersuchungsgrundlage verwendet.

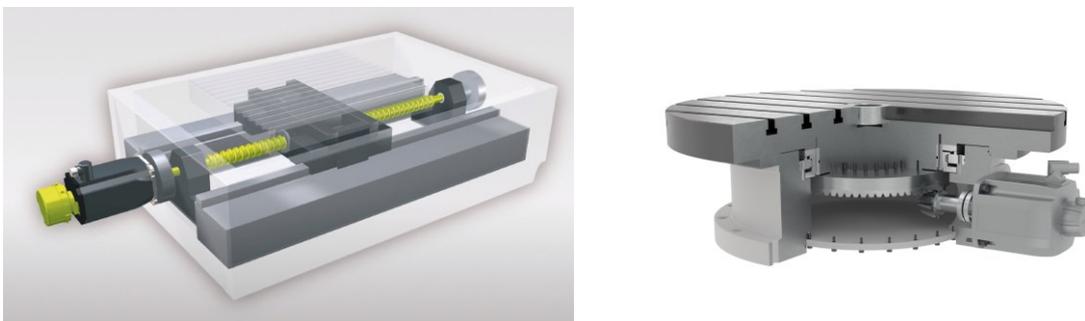


Bild 5.1 Typische Anwendung eines Servomotors zur Bewegung **Links:** einer Linearachse mittels Kugelgewindetrieb (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH); **Rechts:** einer Rundachse des Maschinentisches (© peiseler GmbH & Co. KG)

Die folgenden Untersuchungen sollen zeigen, ob externe Lasten zu parasitären Effekten im Positionsmesssignal führen und ob jene zusätzliche Moden im Servomotor anregen, die bisher nicht aufgefallen sind. Darüber hinaus wird untersucht, welche Moden durch diametral am Umfang verteilte Abtaststellen im Positionssignal kompensiert werden können und welchen Mehrwert dies mit sich bringt.

5.1 Prüfstand

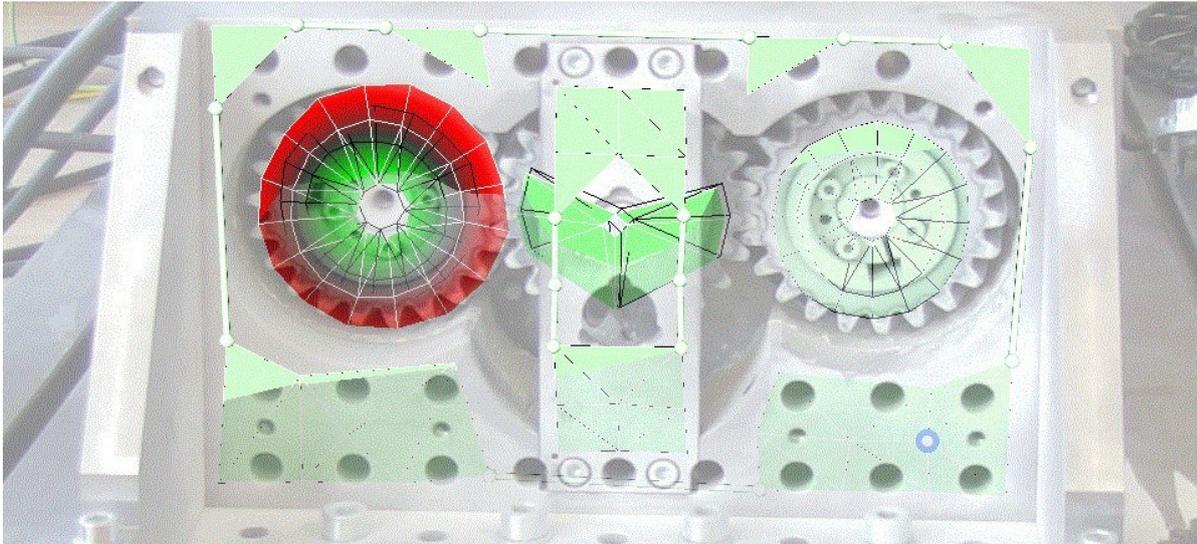
Grundlage für die Untersuchungen bildet der in Bild 5.2 gezeigte Versuchsaufbau. Im Groben empfindet er das Verhalten eines Zahnstangen-Antriebes nach. Zwei Servomotoren sind über Stirnzahnräder mit Evolventenverzahnung, die mittels Klemmring auf den Motorwellen befestigt sind, gekoppelt. Dabei fungiert ein Motor als Test-Motor, während der andere die Aufgabe der Last übernimmt. Die Getriebeübersetzung ist $i_G = 1$, sodass keine Umrechnungen vorgenommen werden müssen. Der Teststand ist so konzipiert, dass Untersuchungen mit gerad- und schrägverzahnten Stirnrädern durchgeführt werden können, um den Einfluss von axialen Kräften zu erkennen. Die Eigenschaften der verwendeten Stirnräder listet Tabelle 5.1 auf. Durch die Verwendung einer relativ groben Verzahnung sind die Zahneingriffskräfte stark ausgeprägt. Die Vielfachen der Zahnfrequenz beeinflussen das Regelverhalten deutlich, sodass der Einfluss der Zahnräder im Verhalten des Regelkreises eindeutig analysiert werden kann.

Um die strukturmechanischen Eigenschaften des Prüfstands im Vorhinein zu ermitteln, werden Messungen mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer ausgewertet, welche in Bild 5.3 dargestellt sind. Erwartungsgemäß treten ausgeprägte Torsionsresonanzen der Stirnzahnräder auf, die für den Versuchsaufbau im Bereich von $f_0 \approx 1,3$ kHz liegen. Darüber hinaus weisen die Getrieberäder bei einer Frequenz von $f_0 \approx 650$ Hz eine Biegung in vertikaler Richtung auf. Es scheint, als würden sich die Zahnräder am mittleren Zahnrad in vertikaler Richtung abstützen. Eine axiale Mode bildet der Prüfstand in Kombination mit den Servomotoren bei $f_0 \approx 4,4$ kHz aus.

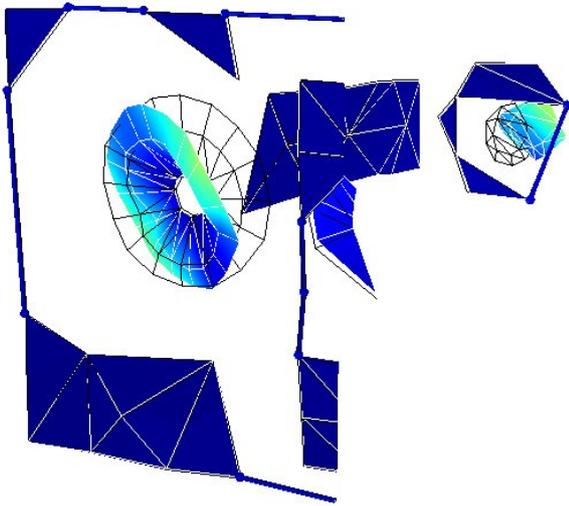
Tabelle 5.1 Eigenschaften der verwendeten Zahnräder

| | Stirnrاد | |
|-----------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|
| | geradverzahnt | schrägverzahnt |
| Modul | 3 | |
| Anzahl Zähne | 25 | 22 |
| Innendurchmesser | 35 mm | |
| Außendurchmesser | 81 mm | 76 mm |
| Schrägungswinkel | 0° | 19° 31' 42'' |
| Massenträgheit (mit Klemmring) | $6 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$ | $4,6 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$ |
| Masse (mit Klemmring) | 0,771 kg | 0,783 kg |

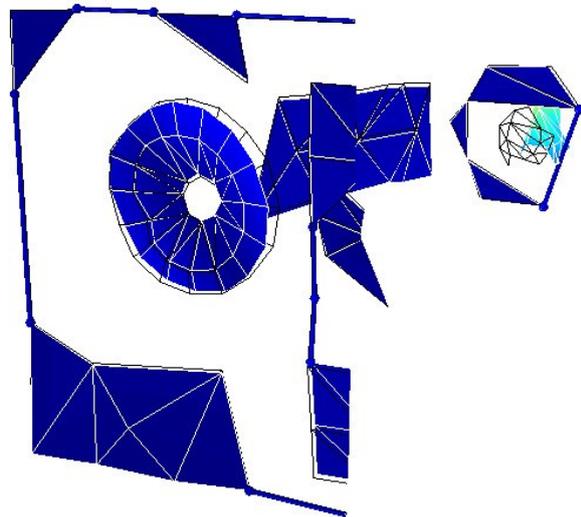
**Bild 5.2** Prüfstand mit zwei über ein Getriebe gekoppelten Servomotoren



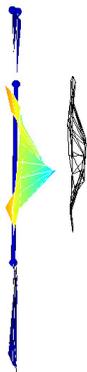
a) Torsionsmode ($f_{0,T}^G = 1,28 \text{ kHz}$)



b) Biegung ($f_0 = 2,25 \text{ kHz}$)



c) Biegung ($f_0 = 3,23 \text{ kHz}$)



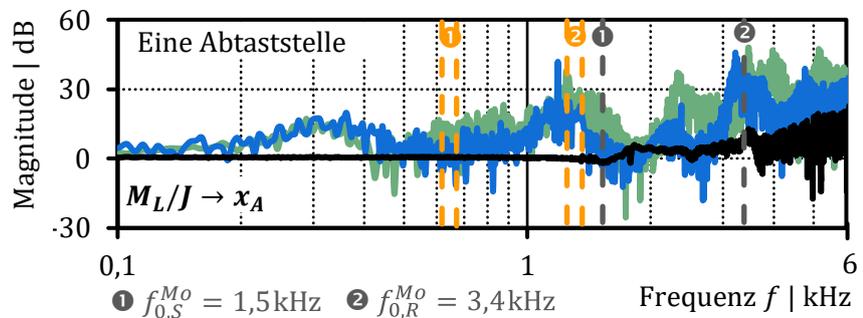
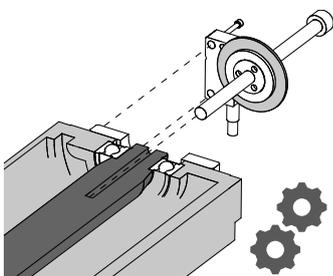
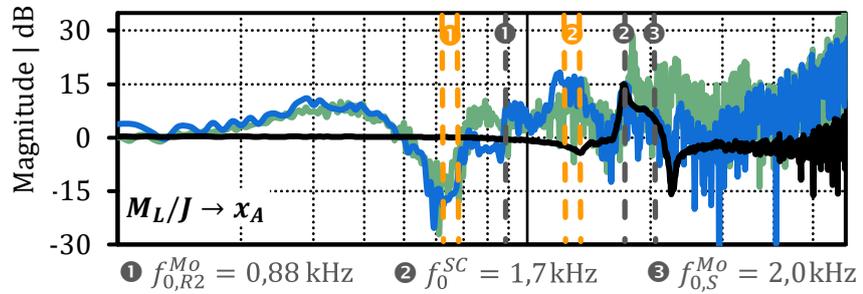
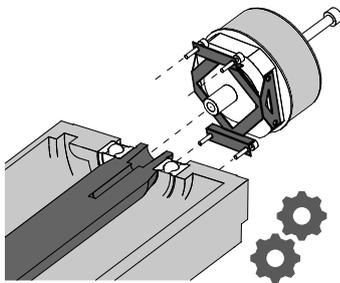
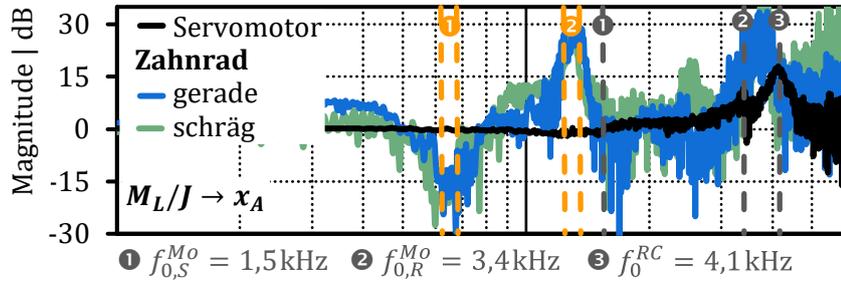
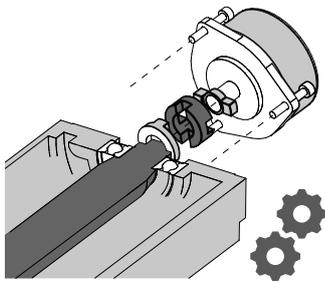
d) Axialmode ($f_0 = 4,44 \text{ kHz}$)

Bild 5.3 Moden des Prüfstandes mit über ein Getriebe gekoppelten Servomotoren einer kombinierten Messung mit dem 3D-Laser Scanning Vibrometer

5.2 Mechanisches Verhalten der Motoren bei externer Anregung

Zur Charakterisierung und Untersuchung des mechanischen Übertragungsverhaltens von der Abtriebsseite des Getriebes auf das Messsignal des Positionsmessgerätes des Servomotors regt der Lastmotor die Mechanik mit einem Gleitsinus-Drehmoment an, während der zu untersuchende Motor auf Stillstand regelt. Zudem ist zwischen den Zahnradern ein konstantes Vorspannmoment vorgesehen, damit die Zahnflanken stets auf Kontakt sind. Dadurch ist gewährleistet, dass die anregende Bewegung nicht durch das Getriebespiel beeinflusst wird. Es wird an dieser Stelle bewusst die Mechanik des Getriebes mit gemessen, da dessen Einfluss auf das Positionsmesssignal ermittelt werden soll. Mit Bezug auf Bild 2.24 zeigt Bild 5.4 das Lastübertragungsverhalten der Prüfstandseinheit aus Getriebe, Motor und Positionsmessgerät bei verschiedenen Koppelungsprinzipien des Positionsmessgerätes im Servomotor. Das Positionsmessgerät mit Rotorkupplung und das modulare Positionsmessgerät konnten auf demselben Motor befestigt werden, wohingegen das Positionsmessgerät mit Statorkupplung wegen der mechanischen Anbaukonstruktion auf einem anderen Motor ähnlicher Baugröße montiert ist.

Die Amplitudengänge in Bild 5.4 zeigen das Übertragungsverhalten der erzeugten Lastbeschleunigung M_L/J auf die durch zweifache zeitdiskrete Ableitung ermittelte Beschleunigung des Positionsmessgerätes. Als Bezug ist stets das Verhalten des Servomotors ohne Getriebe und Last mit eingezeichnet (schwarze Linie). Die Kurven des Getriebes zeigen die Variationen der gerad- (blau) und schrägverzahnten (grün) Ritzel. Allgemein kann festgestellt werden, dass die getriebespezifischen Moden – Torsion und Biegung der Ritzel – das mechanische Verhalten in einem relativ niedrigem Frequenzbereich von $f = 500 \dots 2000$ Hz dominieren. Diese Frequenzen sind bei allen Servomotor-Kombinationen deutlich erkennbar. Die Amplitudenüberhöhung der Getriebemoden ist größer gleich derjenigen des Ankopplungselementes des Positionsmessgerätes. Erkennbar ist jedoch auch, dass neben den bekannten Resonanzen des Servomotors ohne nachfolgende Mechanik weitere Resonanzen angeregt werden. Besonders die in Bild 5.3 b), c) und d) gezeigten Moden sind im Bodediagramm deutlich erkennbar. Diese Moden scheinen durch das schrägverzahnte Ritzel stärker angeregt zu werden, als es bei dem geradverzahnten Ritzel der Fall ist. Da Biegemoden durch die elastische Ankopplung der Messgeräte mit Eigenlagerung ausgeglichen werden, sind bei diesen Servomotoren nur die torsionalen Schwingungen im Übertragungsverhalten erkennbar. Das modulare Positionsmessgerät misst dagegen neben den Torsionsmoden auch die Biegemoden. Dennoch ist keine Resonanz des Messgerätes an dieser Stelle ersichtlich. Das Fazit der Betrachtung ist ähnlich zu Abschnitt 2.5 und 4.6. Das modulare Positionsmessgerät verhält sich aus regelungstechnischer Sicht wie ein ideales Messgerät, wohingegen die Positionsmessgeräte mit einem Kupplungselement durch dieses maßgeblich beeinflusst werden. Nichts desto trotz ist nun das Verhalten des gesamten Antriebes durch die Mechanik des Getriebes dominiert und nicht mehr durch den Servomotor.



- ① Biegefrequenz der Zahnräder $f_{0,B}^G = 0,6\text{kHz}$ bzw. $f_{0,B}^G = 0,7\text{kHz}$
- ② Torsionsfrequenz der Zahnräder: $f_{0,T}^G = 1,3\text{kHz}$ bzw. $f_{0,T}^G = 1,4\text{kHz}$

Bild 5.4 Mechanisches Last-Übertragungsverhalten des über ein Getriebe mit gerad- und schrägverzahnten Stirnzahnrädern gekoppelten Servomotors bei verschiedenen Ankopplungsprinzipien des Positionsmessgerätes

5.3 Optimierungsmöglichkeit durch diametral angeordnete Abtaststellen

Wie schon in Abschnitt 2.5 angedeutet, kann durch eine Verrechnung von mehreren Abtaststellen eine Verbesserung des Messsignals erzielt werden. Im vorliegenden Fall werden ausschließlich zwei Abtaststellen betrachtet, die um 180 Grad am Umfang mechanisch versetzt sind. Durch die Mittelung beider Messsignale kann

- der Positionsmessfehler reduziert und
- der Einfluss von translatorischen Schwingungen (Bild 3.5) auf das Positionssignal eliminiert werden.

Das Messsignal des modularen Positionsmessgerätes mit einer Abtaststelle ist im Vergleich zu Positionsmessgeräten mit Eigenlagerung und Kupplung neben den Torsionsschwingungen auch von translatorischen Schwingungen beeinflusst, was dazu führt, dass mehr Resonanzen im Spektrum des Messsignals erkennbar sind. Auch wenn die Resonanzüberhöhungen der translatorischen Moden deutlich geringer sind als diejenigen der Kopplungselemente, kann es Applikationen geben, bei denen die translatorischen Resonanzen einen kritischen Einfluss haben. Aus diesem Grund kann es vorteilhaft sein, diese durch zwei diametral angeordnete Abtaststellen aus dem Signal herauszurechnen. In diesem Zusammenhang zeigt Bild 5.5 den Einfluss der Ein- (eine Abtaststelle) und Zwei-Kopf-Abtastung (zwei diametral angeordnete Abtaststellen) auf das Messsignal am Prüfstand mit über schrägverzahnten Zahnrädern gekoppelten Servomotoren. Vor allem die im Motor angeregten Biegefrequenzen können durch die Zwei-Kopf-Abtastung effektiv unterdrückt werden. Torsionsfrequenzen können funktionsbedingt niemals herausgerechnet werden. Eine interessante Beobachtung ist zudem, dass die Resonanzüberhöhung der axialen Mode bei $f_0 = 4,44$ kHz durch die Verrechnung von zwei Abtaststellen reduziert wird. Da beide Abtaststellen den gleichen Einfluss mit gleichen Vorzeichen der axialen Schwingmode in ihrem Messsignal haben, kann durch diametral angeordnete Abtaststellen dieser Effekt nicht herausgerechnet werden. Daher ist anzunehmen, dass die axiale Mode durch eine Bewegung in radialer Richtung überlagert ist, welche nun durch die diametral angeordneten Abtaststellen kompensiert wird.

Die Messung zeigt, dass durch zwei diametral angeordnete Abtaststellen das Messsignal optimiert werden kann, sodass das resultierende Verhalten maßgeblich durch die Resonanzen des Getriebes und der Torsionsmoden des Motors bestimmt ist. In Applikationen, die ein besonders ideales und störunempfindliches Positionsmessgerät am Servomotor benötigen, sind daher zwei diametral angeordnete Abtaststellen empfehlenswert und führen zu einem optimierten Verhalten.

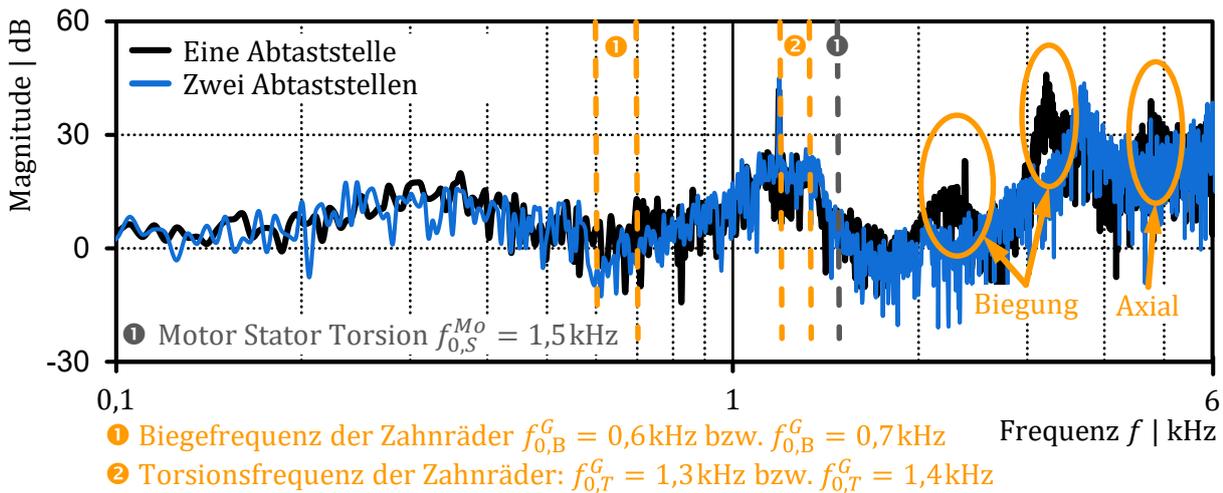


Bild 5.5 Übertragungsverhalten des Prüfstandes mit über ein Getriebe gekoppelten Servomotoren mit Ein- und Zwei-Kopf-Abtastung

5.4 Drehzahlregelkreis

Der Drehzahlregelkreis zeigt, dass in der Applikation das mechanische Verhalten des Getriebes der begrenzende Faktor für die Dynamik des Antriebes ist. Dies ist unabhängig von dem verwendeten Kopplungsprinzip des Positionsmessgerätes. Beispielhaft zeigt Bild 5.6 den Drehzahlregelkreis eines Servomotors mit Rotorkupplung als Kopplungsprinzip zwischen Motor und Positionsmessgerät. Das Getriebe ist mit einem konstanten Drehmoment des Lastmotors vorgespannt. Die Torsionsschwingung des Getriebes dominiert das mechanische Verhalten der Regelstrecke und limitiert die Durchtrittsfrequenz des Drehzahlregelkreises auf $f_{COS} = 18 \text{ Hz}$. Ohne das Getriebe ist eine Bandbreite des Drehzahlregelkreises von $f_{COS} \approx 300 \text{ Hz}$ realisierbar (Bild 3.9). Die Resonanz der Rotorkupplung ist zwar deutlich erkennbar, aber aufgrund der hohen Frequenz nicht kritisch bezüglich der Dynamik des Regelkreises. Weiter kann beobachtet werden, dass das Getriebe bei $f = 300 \text{ Hz}$ die Eingangsseite von der Ausgangsseite entkoppelt.

Das in Bild 5.6 gezeigte Verhalten gilt für einen Betriebspunkt und berücksichtigt nicht den Einfluss periodischer Anregung durch die Zahnflanken. Um diesen Effekt kurz zu beleuchten, sei auf das Wasserfalldiagramm in Bild 5.7 verwiesen. Die Zahnfrequenz f_{Gear} und dessen Vielfache sind in den Spektren deutlich zu erkennen. Regt eine Zahnfrequenz oder dessen Vielfache eine mechanische Frequenz des Prüfstandes exakt an, ist eine deutliche Überhöhung dieser Resonanz zu erkennen. Dieser Effekt tritt erstmals ab einer Drehzahl $n_{Mo} = 750 \text{ min}^{-1}$ auf, da die vierte Zahnfrequenz die Torsionsfrequenz des Getriebes anregt. Die Biegemoden werden im Allgemeinen nicht überproportional angeregt, sodass auch das Wasserfalldiagramm prinzipiell das Verhalten des Bodediagramms eines Betriebspunktes (siehe Bild 5.6) widerspiegelt. Dominant ist die Torsionsfrequenz

des Getriebes. Es ist erkennbar, dass mit maximaler gemessener Drehzahl von $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ die Torsionsfrequenz des Getriebes durch die erste Zahnfrequenz fast ange-regt wurde. Auch wenn beide Frequenzen noch nicht ganz übereinander liegen, so ist doch eine deutliche Amplitudenanhebung erkennbar. Liegen diese beiden Frequenzen exakt übereinander, würde der Prüfstand einen kritischen Betriebszustand erreichen. Dieser muss auf alle Fälle vermieden werden.

Neben der Torsionsfrequenz hat die Resonanzfrequenz bei $f_0 = 3.23 \text{ kHz}$ im Zusammen-hang mit der 3. und 4. Zahnfrequenz ein deutlich ausgeprägtes Verhalten. Die Messun-gen mit dem 3D-Laser Scanning Vibrometer haben gezeigt, dass bei dieser Frequenz der Teilkreis deutliche radiale Bewegungen aufweist. Hier wären zwei diametral angeord-nete Abtaststellen empfehlenswert, wenn der Servomotor bei hohen Drehzahlen einge-setzt wird. Die roten Messkurven in Bild 5.7 zeigen deutlich die Kompensation der Fre-quenzen translatorischer Schwingungen in dem Spektrum durch die Zwei-Kopf-Abtas-tung.

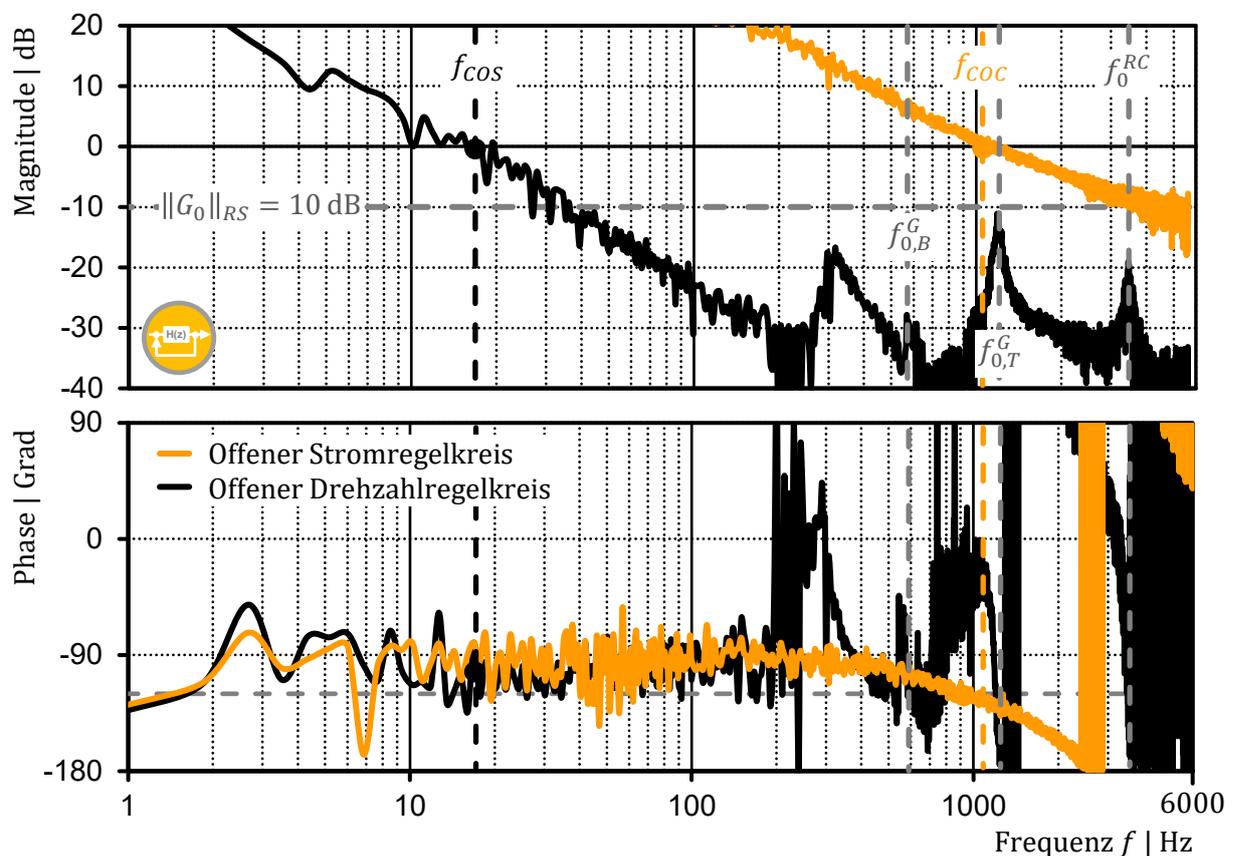


Bild 5.6 Drehzahlregelkreis eines über Getriebe gekoppelten Servomotors mit Rortorkupplung

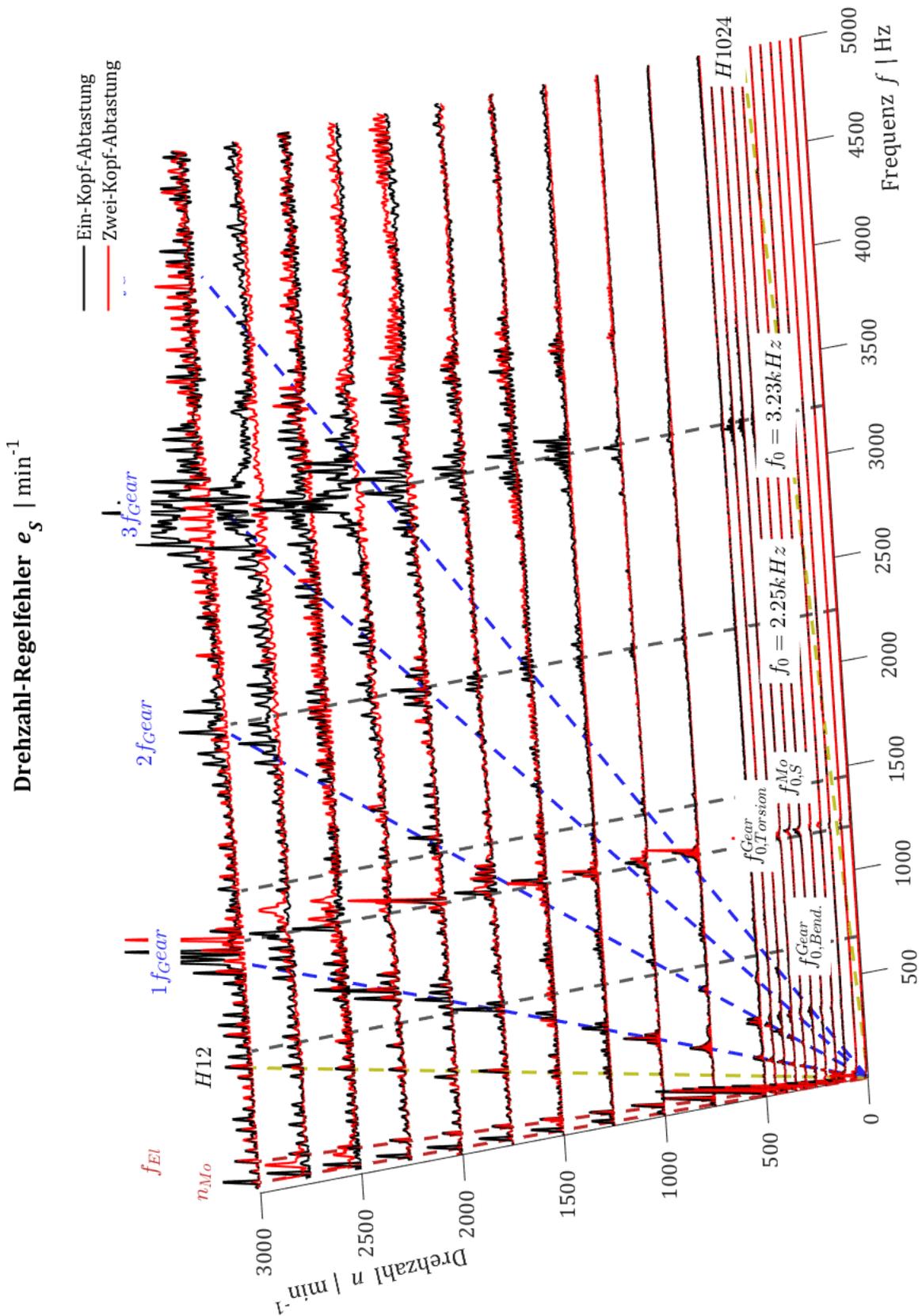


Bild 5.7 Wasserfalldiagramm des Drehzahlregelfehlers eines über Getriebe gekoppelten Servomotors mit modularem Positionsmessgerät und Ein-Kopf-Abtastung

6 Abschließende Betrachtung

Die vermehrte Forschung und Entwicklung im Bereich der Leistungshalbleiter mit großer Bandlückenenergie auf Basis von GaN oder SiC ermöglicht eine Erhöhung der PWM- und Abtastfrequenz der zeitdiskreten Regelung von Servomotoren. Die Bandbreite des Stromregelkreises erhöht sich linear mit der Abtastfrequenz. Eine Dynamik des Stromregelkreises von Servoantrieben im Bereich von $f_{COC} \approx 3 \dots 10$ kHz ist erreichbar. Die Dynamikerhöhung im Stromregelkreis kann aufgrund des mechanischen Verhaltens des Servomotors nur begrenzt bis gar nicht auf den Drehzahl- oder Positionsregelkreis übertragen werden. Ziel dieser Arbeit ist es, strukturmechanische Schwingungen im Servomotor zu charakterisieren und deren Anregungsmechanismen und regelungstechnischen Einflüsse zu verstehen. Aus den gewonnenen Erkenntnissen sollen strukturmechanische Optimierungsansätze zur Erreichung hoher Dynamik in Servoantrieben erarbeitet und validiert werden. Folgend soll der Beitrag zur Forschung dieser Arbeit zusammengefasst werden.

Die systematische strukturmechanische Vermessung von mehr als zehn unterschiedlichen Servomotoren mit einem 3D-Laser Scanning Vibrometer ermöglicht allgemeingültige Aussagen über dominante Moden von Servoantrieben zu treffen. Die für die Regelungstechnik bedeutendste Mode des Motorgehäuses ist die Torsionsmode, welche bei den untersuchten Motoren im Bereich von $f_{0,S}^{Mo} = 1,4 \dots 2,7$ kHz auftritt. Der Rotor ist vor allem durch Biegeschwingungen und translatorische Bewegungen in den Kugellagern charakterisiert. Der Vergleich von drei möglichen Ankopplungsprinzipien des Positionsmessgerätes an den Motor

- Eigengelagert mit Rotorkupplung
- Eigengelagert mit Statorkupplung
- Modular

ist zentraler Bestandteil der Untersuchungen. Diese wurden auch bei extern anregenden Lasten durchgeführt und bewertet. Wird das Positionsmessgerät durch eine Rotor- oder Statorkupplung an dem Motor befestigt, dominieren die Torsionsschwingungen der Kupplung das Verhalten des gesamten Servomotors. Modulare Positionsmessgeräte zeigen keine Resonanzfrequenzen bis $f = 5$ kHz und können aus regelungstechnischer Sicht als ideal betrachtet werden.

Ein allgemeingültiges strukturmechanisches Modell für Servomotoren wurde auf Basis der Messergebnisse eingeführt. Das Modell berücksichtigt die für die Regelung dominanten torsionalen und translatorischen Moden und ist mit regelungstechnischen Untersuchungen verifiziert. Die mathematische Beschreibung erfolgt im Zustandsraum und ermöglicht systematische Analysen zum Einfluss relevanter mechanischer Resonanzen auf den Servoantrieb. Die vorliegende Arbeit zeigt aufeinander aufbauend den Einfluss

- der Torsionsmode des Motorstators,
- der Torsionsmode der Rotorkupplung und
- der Torsionsmode der Statorkupplung

auf die maximal erreichbare Bandbreite des Drehzahlregelkreises. Weiterführend wird der Einfluss des Ankopplungsortes des Positionsmessgerätes am Servomotor – abtriebsseitig oder am lastfreien Ende – systematisch untersucht.

Basierend auf den Erkenntnissen aus den Untersuchungen wurde ein hochdynamischer Servoantrieb aufgebaut. An einen kurzen Motor wird ein modulares Positionsmessgerät angekoppelt, sodass ein mechanisch ideal steifer Antrieb realisiert ist. Mithilfe eines schnellschaltenden Umrichters ist eine Abtastfrequenz von $f_s = 40$ kHz realisierbar. Zur Erreichung niedriger Verarbeitungstotzeiten ist die Regelung auf einem FPGA realisiert. Die Ergebnisse zeigen, dass mithilfe geeigneter Maßnahmen aufgrund des gewonnenen strukturmechanischen Verständnisses von Servomotoren die Bandbreitenerhöhung des Stromregelkreises durch die Verwendung von Halbleitern mit hoher Bandlückenenergie auf den Drehzahlregelkreis nur zum Teil übertragen werden kann. Grund hierfür ist das nicht optimal aufeinander abgestimmte elektrische Verhalten des Servoantriebes.

Die Forschungstätigkeit im Bereich hochdynamischer Servoantriebe hat verstärkt gezeigt, dass ein performanter hochdynamischer Antrieb nicht mit universellen Standardkomponenten eines Antriebssystems realisiert werden kann. Die Komponenten eines Antriebssystems

- Regler
- Umrichter
- Motor

müssen mechanisch, elektrisch und elektromagnetisch aufeinander abgestimmt und für die Applikation optimiert werden. Maßgeblich treibende Größe für einen hochdynamischen Antrieb ist die Abtastfrequenz des Stromreglers, welche es zu erhöhen gilt. Dadurch definiert sich die maximal zulässige Berechnungszeit des Reglers. Je nach Anwendung muss eine hardwarenahe Implementierung auf einem FPGA oder ASIC gewählt werden. Darüber hinaus definiert die Abtastfrequenz auch die PWM-Frequenz und somit die zu verwendenden Leistungshalbleiter. Um die Schaltverluste zu reduzieren und eine hohe PWM-Frequenz sinnvoll einzusetzen, ist der Einsatz von Leistungshalbleitern mit hoher Bandlückenenergie notwendig. Dadurch ergibt sich ein notwendiges Forschungsfeld, das sich mit dem Einfluss hoher PWM-Frequenzen auf den Servomotor beschäftigt und geeignete Gestaltungsanforderungen daraus ableitet. Diesbezüglich gibt es Überlegungen die Blechpakete beispielsweise durch Eisengranulat zu ersetzen [55].

Neben den elektrischen und elektromagnetischen Einflüssen muss auch sichergestellt werden, dass der Motor die erhöhte Dynamik des Drehmomentenaufbaus am abtriebsseitigen Wellenende abgeben kann. Darüber hinaus müssen mechanische Frequenzen des Servomotors in einen hohen Frequenzbereich oberhalb einiger Kilohertz verschoben

werden und einer größeren Dämpfung unterliegen. Inwieweit dies durch geeignete Materialien, bestimmte Fügemechanismen oder geometrische Anpassungen erreicht werden kann, muss in zukünftigen Forschungen untersucht werden.

Die angerissenen Aspekte eines hochdynamischen Servoantriebes zeigen jedoch deutlich, dass bei steigenden Abtastfrequenzen und erhöhter Dynamik die Verkopplungen der Komponenten eines Antriebssystems stark zunehmen und nicht mehr vernachlässigt werden dürfen. Diese gilt es bei zukünftigen Untersuchungen in dem Themengebiet zu berücksichtigen.

A. Anhang

A.1 Berechnung der Dämpfung

Mechanische Dämpfung ist ein Effekt, der in allen Materialien, Verbindungen oder mechanischen Konstruktionen auftritt, die sich nicht ideal elastisch verhalten. Unter Einbringung einer periodischen Last bzw. Energie W dissipiert ein Teil der Energie W_D irreversibel [56]. Im allgemeinsten Fall berechnet sich die Dämpfungsenergie W_D aus der aufgebrauchten Last F und der Verformung x zu

$$W_D = \oint F dx \quad (\text{A.1})$$

Eine charakteristische Kenngröße für die Dämpfung in Bezug auf die Regelungstechnik ist der Dämpfungsgrad D . Dieser kann auf verschiedene Arten messtechnisch ermittelt werden. In der allgemeinsten Form wird dieser aus der dissipierten Energie mithilfe von Hysteresekurven bestimmt. Auch die Schätzung des Dämpfungsgrades aus dem Amplitudengang der Frequenzantwort eines Systems liefert zuverlässige Ergebnisse. Als dritte Möglichkeit, die auch im Folgenden näher betrachtet werden soll, ist die Ermittlung der Abklingkonstante aus dem Zeitverhalten des Systems.

Allgemeine Zusammenhänge zwischen charakteristischen Größen für die Dämpfung sind [56, 57]:

$$\eta = \frac{1}{Q} = 2D_M \text{ für } D_M \ll 1 / \text{allgemein } \eta = 2D_M \left| \sqrt{1 - D_M^2} \right| \quad (\text{A.2})$$

$$\psi = \frac{W_D}{W} = 2\pi \eta = \frac{2\pi}{Q} = 2\pi \tan \delta_{loss} \quad (\text{A.3})$$

$$D_M = \frac{\eta}{2} = \frac{\psi}{4\pi} = \frac{W_D}{4\pi W} \quad (\text{A.4})$$

$$\Lambda_t = \pi \eta = \delta_0 T = \omega_0 D_M T \quad (\text{A.5})$$

$$D_M = \frac{d_x}{2\sqrt{c_x m}} = \frac{d_x \omega_0}{2c_x} = \frac{d_x}{2m\omega_0} = \frac{\Lambda}{\sqrt{(2\pi)^2 + \Lambda^2}} \quad (\text{A.6})$$

A.1.1 Hysterese

Für die Hystereseemessung wird das System mit einer periodischen – im Idealfall sinusförmigen – Last beaufschlagt und die Verformung zeitgleich bestimmt. Dies ist die einzige Methode mithilfe derer die Dämpfung im quasi-statischen Zustand ermittelt wird [20]. Bild A.1 zeigt das Verhalten von linearem und nichtlinearen Systemen, wobei die eingeschlossene graue Fläche die Dämpfungsarbeit darstellt.

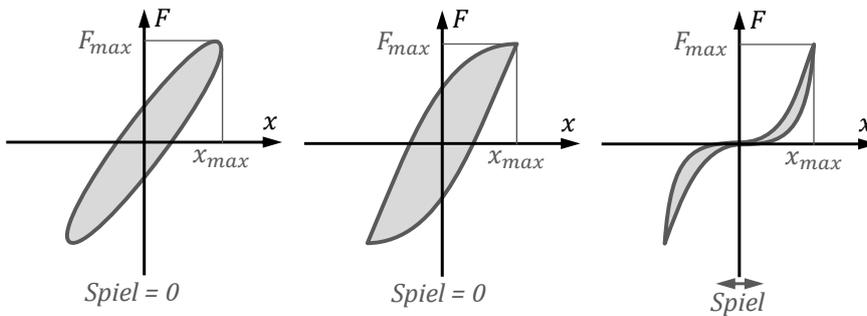


Bild A.1 Hysteresekurven für lineares Materialverhalten (links) und nichtlineares Materialien wie hohe Spannungen in Metallen (Mitte) oder Spiel in Koppellementen (rechts)

Für die Regelungstechnik ist es stets zielführend, das Verhalten des Systems zu linearisieren. Das Verhalten von Kugellagern, Kupplungen oder Materialien wird für den Arbeitspunkt $x_{AP} = 0$ linearisiert. Die lineare Steifigkeit berechnet sich demnach zu

$$c_x = \frac{F_{max}}{x_{max}}. \quad (\text{A.7})$$

Die elastische Arbeit bei linearer Steifigkeit beträgt

$$W = \frac{1}{2} F_{max} x_{max}. \quad (\text{A.8})$$

Aus dem Verhältnis der dissipierten Energie zur elastisch aufgebrauchten Energie errechnet sich die spezifische Dämpfungskapazität

$$\psi = \frac{W_D}{W} = 2\pi \eta = \frac{2\pi}{Q}. \quad (\text{A.9})$$

Der Verlustfaktor η und der Gütefaktor Q stehen in einem direkten Zusammenhang zur relativen Dämpfung. Der Dämpfungsgrad bestimmt sich demnach zu

$$D_M = \frac{\eta}{2} = \frac{\psi}{4\pi} = \frac{W_D}{4\pi W}. \quad (\text{A.10})$$

A.1.2 Halbwertsbreite der Resonanzfrequenz

Die Dämpfung kann alternativ aus dem Amplitudengang mithilfe der Halbwertsbreite der Resonanzstelle ermittelt werden. Es gilt:

$$D = \frac{f_2 - f_1}{2f_0}, \text{ mit } A(f_1) = A(f_2) = \frac{1}{\sqrt{2}}A(f_0). \quad (\text{A.11})$$

Die Frequenzen f_1 und f_2 sind die Erregerfrequenzen, bei denen der Überhöhungsfaktor um 3 dB kleiner ist als bei der Resonanzfrequenz f_0 . Es wird vorausgesetzt, dass die Dämpfung kleiner 10% ist [58]. Im Folgenden soll der Beweis für diese Berechnung erbracht werden.

Der Amplitudengang eines 2-Masseschwingers mit einer Resonanzfrequenz f_0 berechnet sich zu

$$A(f) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right)^2 + \left(2D\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad (\text{A.12})$$

und erreicht sein Maximum bei der Eigenfrequenz $f_N = f_0\sqrt{1 - D^2}$

$$\max(A(f)) = A(f_N) = \frac{1}{2D\sqrt{1 - 3D^2}}. \quad (\text{A.13})$$

Zur Berechnung der Frequenzen f_1 und f_2 werden die Gleichungen (A.12) und (A.13) in Gleichung (A.11) eingesetzt, sodass gilt:

$$A(f_{1,2}) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{f_{1,2}^2}{f_0^2}\right)^2 + \left(2D\frac{f_{1,2}}{f_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2D\sqrt{1 - 3D^2}} \quad (\text{A.14})$$

Durch Quadrieren des Kehrbruches ergibt sich

$$\left(1 - \frac{f_{1,2}^2}{f_0^2}\right)^2 + 4D^2 \frac{f_{1,2}^2}{f_0^2} = 8D^2(1 - 3D^2) \quad (\text{A.15a})$$

$$1 - 2\frac{f_{1,2}^2}{f_0^2} + \frac{f_{1,2}^4}{f_0^4} + 4D^2 \frac{f_{1,2}^2}{f_0^2} - 8D^2 + 24D^4 = 0 \quad (\text{A.15b})$$

$$\chi_f^2 + \chi_f(4D^2 - 2) + (1 - 8D^2 + 24D^4) = 0, \text{ mit } \chi_f = \frac{f_{1,2}^2}{f_0^2} \quad (\text{A.15c})$$

Die Lösung der quadratischen Gleichung liefert

$$\chi_f = 1 - 2D^2 \pm \sqrt{\frac{1}{4}(4D^2 - 2)^2 - (1 - 8D^2 + 24D^4)}, \quad (\text{A.16a})$$

$$\chi_f = 1 - 2D^2 \pm \sqrt{4D^4 - 4D^2 + 1 - 1 + 8D^2 - 24D^4},$$

$$\chi_f = 1 - 2D^2 \pm \sqrt{-20D^4 + 4D^2}. \quad (\text{A.16b})$$

Es wird die Näherung $D^2 \ll 1$, eingeführt, sodass Gleichung (A.16b) vereinfacht

$$\chi_f = 1 \pm 2D. \quad (\text{A.17})$$

lautet. Gleichung (A.16b) in das Quadrat der Gleichung (A.11) eingesetzt ergibt

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{4} \frac{f_2^2}{f_0^2} - \frac{1}{2} \frac{f_2 f_1}{f_0^2} + \frac{1}{4} \frac{f_1^2}{f_0^2} \quad (\text{A.18a})$$

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{4} (1 - 2D^2 - \sqrt{-20D^4 + 4D^2}) - \frac{1}{2} \sqrt{(1 - 2D^2 - \sqrt{-20D^4 + 4D^2})(1 - 2D^2 + \sqrt{-20D^4 + 4D^2})} + \frac{1}{4} (1 - 2D^2 + \sqrt{-20D^4 + 4D^2}) \quad (\text{A.18b})$$

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} (1 - 2D^2) - \frac{1}{2} \sqrt{1 - 8D^2 + 24D^4} \quad (\text{A.18c})$$

Dies zeigt, dass die Gleichung (A.11) eine Näherung ist, jedoch keine absolut korrekte Berechnung der Dämpfung. Der sich daraus ergebene Fehler zeigt Bild A.2 in Abhängigkeit vom Dämpfungsgrad.

Auch die Näherungsgleichung (A.17) in das Quadrat der Gleichung (A.11) eingesetzt ergibt noch nicht den gewünschten Zusammenhang.

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{4} \frac{f_2^2}{f_0^2} - \frac{1}{2} \frac{f_2 f_1}{f_0^2} + \frac{1}{4} \frac{f_1^2}{f_0^2} \quad (\text{A.19a})$$

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{4} (1 - 2D) - \frac{1}{2} \sqrt{(1 - 2D)(1 + 2D)} + \frac{1}{4} (1 + 2D) \quad (\text{A.19b})$$

$$D^2 \stackrel{!}{=} \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4D^2} \quad (\text{A.19c})$$

Es muss eine Näherung $\sqrt{\chi_f} = 1 \pm D$ eingeführt werden, die zu dem gewünschten Zusammenhang führt [58]. Dies führt mit Gleichung (A.11) zu

$$D \stackrel{!}{=} \frac{f_2}{2f_0} - \frac{f_1}{2f_0} = \frac{1+D}{2} - \frac{1-D}{2} = D. \quad (\text{A.20})$$

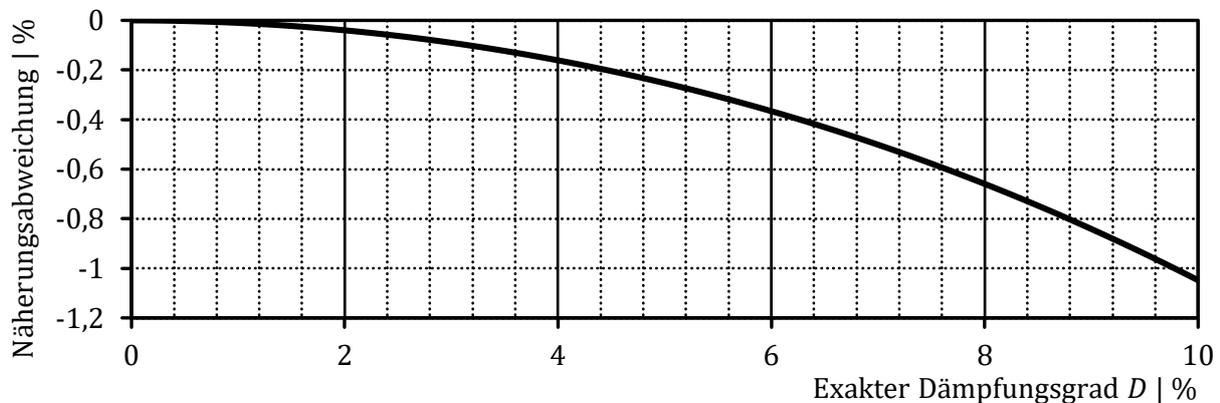


Bild A.2 Abweichung der Näherungsberechnung des Dämpfungsgrades vom exakten Dämpfungsgrad

A.1.3 Abklingzeit der freien Schwingung

Für die Berechnung des Dämpfungsgrades aus der zeitlichen Abklingkurve kann entweder das logarithmische Dekrement oder die Abklingkonstante verwendet werden. Das Zeitverhalten der freien Schwingung beim Ausschwingen wird in der Form

$$x(t) = x_0 e^{-\delta_0 t} \sin(\omega_d t + \varphi_0), \text{ mit } \omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \quad (\text{A.21})$$

beschrieben. Das logarithmische Dekrement wird über die maximalen Amplituden benachbarter Schwingungen errechnet (siehe Bild A.3 [59]).

$$\Lambda = \ln \frac{A(t)}{A(t+T)} \quad (\text{A.22})$$

Der Dämpfungsgrad berechnet sich zu

$$D_M = \frac{\Lambda}{\sqrt{(2\pi)^2 + \Lambda^2}} = \frac{\delta_0}{\omega_0} \quad (\text{A.23})$$

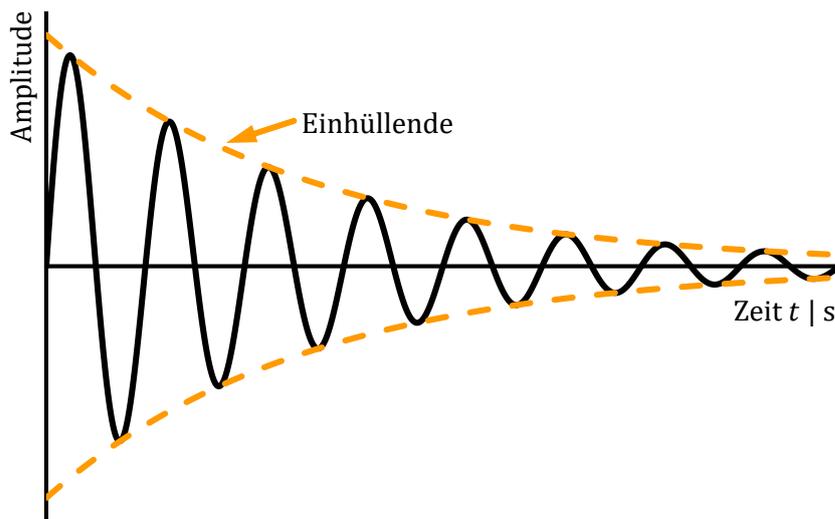


Bild A.3 Zeitverlauf eines Ausschwingversuchs zur Ermittlung der Dämpfungseigenschaften

A.2 Zusammenhang Eigenfrequenz und Bauteilgeometrie

Die grundlegenden Zusammenhänge zwischen der Eigenfrequenz eines einfachen Bauteils und seiner Geometrie sollen für die drei Moden

- Dehnung
- Biegung
- Torsion

gezeigt werden.

A.2.1 Dehnung

Bei der Dehnungsfrequenz schwingt das Bauteil in sich in Längsrichtung (siehe Bild A.4b). Die Bauteilsteifigkeit wird durch das Elastizitätsmodul E , die Querschnittsfläche A und die Länge l_0 definiert:

$$c = \frac{F}{l_0} = \frac{EA}{l_0} \quad (\text{A.24})$$

Die Eigenfrequenz berechnet sich demnach zu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{m}} \quad (\text{A.25})$$

und führt unter Berücksichtigung von Gleichung (A.24) und der Masse eines beliebigen Körpers

$$m = A l_0 \rho \quad (\text{A.26})$$

mit der Dichte ρ zu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EA}{l_0 m}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EA}{l_0^2 A \rho}}, \quad (\text{A.27a})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{l_0} \sqrt{\frac{E}{\rho}}. \quad (\text{A.27b})$$

A.2.2 Biegung

Die Biegesteifigkeit

$$c_b = \frac{EI}{Al_0}. \quad (\text{A.28})$$

führt mit Gleichung (A.26) zu der Beschreibung der Eigenfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EI}{l_0 A m}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EI}{l_0^2 A^2 \rho}}, \quad (\text{A.29})$$

Für einen Balken mit rechteckigem Querschnitt berechnet sich das Flächenträgheitsmoment zu

$$I = \frac{h b^3}{12}. \quad (\text{A.30})$$

Es ergibt sich eine Eigenfrequenz von

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E h b^3}{12 l_0^2 A^2 \rho}}, \quad (\text{A.31a})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{l_0} \sqrt{\frac{b}{12 h}} \sqrt{\frac{E}{\rho}}. \quad (\text{A.32b})$$

A.2.3 Torsion

Die Torsionssteifigkeit berechnet sich mit dem Schubmodul G und dem Torsionsflächenmoment I_T zu:

$$c_\varphi = \frac{M}{\varphi l_0} = \frac{G I_T}{l_0} \quad (\text{A.33})$$

Die Eigenfrequenz einer Torsionsschwingung

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_\varphi}{J}} \quad (\text{A.34})$$

kann aufgrund der Berechnungsmöglichkeit des Torsionsflächenmomentes nur für eine kreisrunde Geometrie analytisch gelöst werden. Für einen Zylinder, wie er in Bild A.4b gezeigt ist, berechnet sich das Massenträgheitsmoment zu

$$J_{Zyl} = \frac{1}{2} m r^2, \quad (\text{A.35})$$

wobei die Masse nach Gleichung (A.26) ermittelt werden kann. Für den gleichen Körper berechnet sich das Torsionsflächenmoment nach dem polaren Flächenträgheitsmoment

$$I_T = I_p = \frac{r^4 \pi}{2}. \quad (\text{A.36})$$

Somit ergibt sich die Abhängigkeit der Torsionseigenfrequenz von

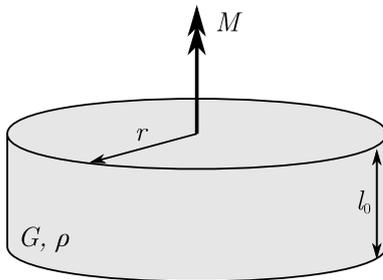
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G I_T}{l_0 J}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G r^4 \pi}{2 l_0^2 \frac{1}{2} \pi \rho r^4}}, \quad (\text{A.37a})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{l_0} \sqrt{\frac{G}{\rho}}. \quad (\text{A.38b})$$

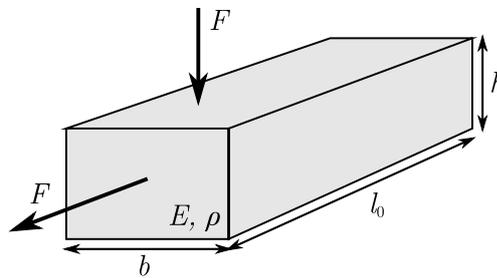
Die Torsionssteifigkeit einer Motorwelle vom Krafteinleitungspunkt bis zur Rotorkupplung kann demnach berechnet werden zu:

$$c_{\varphi} = \frac{M}{\varphi l_0} = \frac{G I_T}{l_0} = \frac{G r^4 \pi}{2 l_0} \approx 72,7 \cdot 10^3 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}} \quad (\text{A.39})$$

| Parameter | Wert |
|---|--|
| Schubmodul Stahl | G $81 \cdot 10^9 \frac{\text{N}}{\text{m}^2}$ |
| Radius Motorwelle | r 0,013 m |
| Länge (Krafteinleitung bis Rotorkupplung) | l_0 0,05 m |



a) Torsion



b) Biegung und Dehnung

Bild A.4 Zugrunde gelegte Geometrien und Definitionen

A.3 Zustandsraummodell des Servoantriebes

An dieser Stelle sei das zur Analyse des Regelkreises herangezogene Simulationsmodell in Zustandsraumdarstellung eingeführt. Es wird anhand eines beispielhaften Servoantriebes mit modularem Positionsmessgerät gezeigt, das sowohl Torsions- als auch Biegefrequenzen beinhaltet. Aufgrund der Komplexität des Systems ist eine Beschreibung ausschließlich durch Übertragungsfunktionen nicht mehr möglich, da numerische Ungenauigkeiten bei der Berechnung zu erheblichen Fehlern führen können. Numerisch deutlich robuster ist die Beschreibung im Zustandsraum. Darüber hinaus bietet diese mathematische Beschreibung eine bessere Struktur und Übersichtlichkeit. Auch große und verkoppelte Systeme können anschaulich analysiert werden. Das Zustandsraummodell für den zeitkontinuierlichen, offenen Drehzahlregelkreis zeigen Bild A.5 und Bild A.6. Es wurde hier die zeitkontinuierliche Beschreibung gewählt, in der die Zusammenhänge analytisch gezeigt werden können. Die zeitdiskrete Darstellung unterscheidet sich nur darin, dass das mechanische System numerisch diskretisiert ist und über eine Totzeit am Eingang verfügt. Das hier dargestellte mechanische System des Servomotors berücksichtigt rotatorische Bewegungen (Bild A.5 ❶) und kleine translatorische Bewegungen (Bild A.5 ❷). Das rotatorische Submodell ❶ wird durch den rotatorischen Freiheitsgrad der Rotormasse (1.1) und die Torsionsmode des Motorgehäuses (1.2) beschrieben. Angeregt werden diese beiden Bewegungen durch das volle Drehmoment des Motors, das proportional zum drehmomentbildenden Motorstrom ist (❸). Da sich das Motordrehmoment der Welle am Stator abstützt (Actio = Reactio), wirkt das Drehmoment im Stator und Rotor mit gegensätzlichem Vorzeichen. Eine Kopplung zwischen Stator und Rotor besteht ausschließlich durch die Wälzlager, die mit linear dämpfenden Eigenschaften $d_{\varphi 2}^{Mo}$ modelliert sind (1.3). Die translatorischen Bewegungen des Teilsystems ❷ ergeben sich aus der Biegung des Motor-Rotors, einer Verschiebung der Motorwelle im abtriebsseitigen Lager und einer parallelen Biegeschwingung im Stator des Motors. In diesem Fall sind alle drei Massen voneinander entkoppelt. Die Anregung erfolgt ausschließlich über radiale Kräfte im Luftspalt. Diese werden durch den Umrechnungsfaktor von 0.06 aus dem Drehmoment ermittelt. Das Messsignal setzt sich nun aus den rotatorischen (Bild A.6 ❶) und den translatorischen Bewegungen (Bild A.6 ❷ und ❸) zusammen. Auch bei den translatorischen Bewegungen ergibt sich die gemessene Position bei Kleinwinkelnäherung aus der Differenzbewegung des Stators und Rotors. Bei den modalen Rotormassen ❷ muss zusätzlich zur Kleinwinkelnäherung auch noch die kinematische Beziehung auf den Messpunkt berücksichtigt werden, da keine zusätzliche Messgeräte-Rotormasse in dem vorliegenden Beispiel modelliert ist. Neben dem mechanischen Teilsystem umfasst das Zustandsraummodell zusätzlich den Stromregler und den offenen Drehzahlregler (Regler mit ❹ gekennzeichnet). Aufgrund der strukturierten und übersichtlichen Art des Zustandsraummodells ist es möglich diese Modelle programmatische flexibel aufzubauen. Dies ermöglicht die zeiteffiziente Untersuchung von Servomotoren mit Bezug auf den Einfluss im Regelkreis. Sowohl der Einfluss mechanischer Resonanzen als auch die Auswirkungen von diversen Anordnungen in einem Servomotor können analysiert werden, wie es in der vorliegenden Arbeit gezeigt wurde.

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} x_{P1} \\ x_{S1} \\ x_R^{Mo} \\ x_P \\ x_S \\ u_i \\ x_C \\ y_P \\ y_S \\ x_{CSP} \\ x_{CSS} \\ x_{CSC} \end{matrix} = \begin{pmatrix}
 x_R^{Mo} & \dot{x}_R^{Mo} & x_S^{Mo} & \dot{x}_S^{Mo} & x_{R2}^{Mo} & \dot{x}_{R2}^{Mo} & x_{R3}^{Mo} & \dot{x}_{R3}^{Mo} & x_{S,r}^{Mo} & \dot{x}_{S,r}^{Mo} & x_{CSC}^* & u_{CI}^* & u_{SI}^* \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & c_U & 0 & -c_U & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \textcircled{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J_R^{Mo} + J_R^{MD}}{c_T} & 0 & 0 \\
 1 & 0 & -1 & 0 & \frac{1}{r_D^{MD}} \frac{2 l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} & 0 & \frac{1}{r_D^{MD}} \frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} & 0 & \frac{-1}{r_D^{MD}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & \frac{1}{r_D^{MD}} \frac{2 l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} & 0 & \frac{1}{r_D^{MD}} \frac{l_{SC}^{MD}}{l_{xy}^{Mo}} & 0 & \frac{-1}{r_D^{MD}} & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J_R^{Mo} + J_R^{MD}}{c_T} & 0 & 0
 \end{pmatrix} x + \\
 & \begin{matrix} x_{P1} \\ x_{S1} \\ x_R^{Mo} \\ x_P \\ x_S \\ u_i \\ x_C \\ y_P \\ y_S \\ x_{CSP} \\ x_{CSS} \\ x_{CSC} \end{matrix} + \begin{pmatrix}
 e_{SC} & z_L & z_{SOC} & z_{SMC} & z_{SOS} & z_{SMS} & w_{CC}^* & w_{MPS} & w_{MPA} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix} u
 \end{aligned}$$

Bild A.6 Beispielhafte Ausgangsgleichung des zeitkontinuierlichen offenen Drehzahlregelkreises eines Servomotors mit Torsions- und Biegeschwingungen

L. Literaturverzeichnis

- [1] R. Hagl, Elektrische Antriebstechnik, 3. Hrsg., München: Carl Hanser Verlag, 2013.
- [2] D. Schröder, Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen, 5. Hrsg., München: Springer Vieweg, 2021.
- [3] J. Höllthaler, R. Hagl und R. Kennel, „Bandwidth Improvements of Linear Direct Drives with a 100 kHz PWM-Frequency,“ in *2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*, Neuchatel, Switzerland, 2019.
- [4] J. Höllthaler, R. Hagl und R. Kennel, „Bandwidth Improvements for Current Control Loops with a 100 kHz PWM Frequency and GaN Power Semiconductors,“ in *2019 58th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)*, Hiroshima, Japan, 2019.
- [5] J. Hilverkus, R. Hagl und R. Kennel, „Structural Mechanical Limitations of Dynamics of Servo Drives,“ in *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorronto, Italy, 2020.
- [6] K. Shenai, „High-Density Power Conversion and Wide-Bandgap Semiconductor Power Electronics Switching Devices,“ *Proceedings of the IEEE*, Bd. 107, Nr. 12, S. 2308-2326, Dec 2019.
- [7] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler und J. W. Kolar, „SiC versus Si—Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 58, Nr. 7, S. 2872-2882, July 2011.
- [8] U. Probst, Servoantriebe in der Automatisierungstechnik, 2. Hrsg., Gießen: Springer Vieweg, 2016.
- [9] M. Ivkovic und K. Lehnhoff, „So werden Leistungswandler effizienter,“ *Markt&Technik Quarterly - Distribution & Supply Chain*, Bd. 2021, Nr. 4, S. Q14-Q17, 29 Januar 2021.

- [10] J. Walko, „Intrinsic touts micropipe-free SiC substrates,“ EDN, 30 September 2005. [Online]. Available: <https://www.edn.com/intrinsic-touts-micropipe-free-sic-substrates/>. [Zugriff am 28 September 2021].
- [11] F. Perraud und G. Kucera, „Das große Potenzial der Galliumnitrid-Halbleiter,“ 27 März 2017. [Online]. Available: <https://www.elektronikpraxis.vogel.de/das-grosse-potenzial-der-galliumnitrid-halbleiter-a-590029/>. [Zugriff am 24 September 2021].
- [12] N. Wörner und F. Heidemann, „Wer bei SiC vorne dabei ist, hat einen immensen Marktvorteil,“ *Markt & Technik*, Bd. 2020, Nr. 42, S. 11-13, 16 Oktober 2020.
- [13] I. Hübner, „Die Meilensteine der Leistungselektronik - Prof. Leo Lorenz über bahnbrechende Entwicklungen,“ 30 Juni 2017. [Online]. Available: <https://www.elektroniknet.de/halbleiter/leistungshalbleiter/prof-leo-lorenz-ueber-bahnbrechende-entwicklungen.143008.2.html>. [Zugriff am 24 September 2021].
- [14] U. Probst, *Leistungselektronik für Bachelors*, München: Carl Hanser Verlag, 2015.
- [15] F. Stubenrauch, N. Seliger und D. Schmitt-Landsiedel, „Design and performance of a 200kHz GaN Motor Inverter with Sine Wave Filter,“ in *PCIM Europe*, Nürnberg, 2017.
- [16] F. Stubenrauch, J. Wittmann, A. Kiermayer, N. Seliger, R. Hagl, D. Schmitt-Landsiedel und R. Kennel, „FPGA-based high dynamic servo drive control with a 200 kHz Gallium Nitride inverter,“ in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, 2017.
- [17] F. Stubenrauch, *Halbleiter großer Bandlückenenergie in Stromrichtern mit Spannungszwischenkreis zur Ansteuerung dynamischer Servoantriebe*, München: Technische Universität München, 2018.
- [18] M. Sellen, V. Mágori, P.-C. Eccardt, H. Höfler, H. Kügel, A. Ernst und D. M. Giel, „Weg- und Winkelsensoren,“ in *Sensortechnik*, 2. Hrsg., H. Tränkler und L. M. Reindl, Hrsg., Berlin, Springer Vieweg, 2018, S. 573-724.
- [19] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, *Messgeräte für elektrische Antriebe*, Traunreut: Heidenhain, 2020.
- [20] A. Jungiewicz, *Verbesserung der Schwingungsvorhersage für große Elektrische Antriebe*, Berlin: Technische Universität Berlin, 2014.
- [21] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet und P. Brochet, „Characterization and reduction of audible magnetic noise due to PWM supply in induction machines,“

- IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 4, S. 1288-1295, April 2010.
- [22] M. Valavi, E. Devillers, J. Le Besnerais, A. Nysveen und R. Nilsen, „Influence of Converter Topology and Carrier Frequency on Airgap Field Harmonics, Magnetic Forces, and Vibrations in Converter-Fed Hydropower Generator,“ *IEEE Transactions on Industrial Applications*, S. 2202-2214, May-June 2018.
- [23] P. Millithaler, *Dynamic behaviour of electric machine stators: Modelling guidelines for efficient finite-element simulations and design specifications for noise reduction*, Besançon: Université de Franche-Comté, 2016.
- [24] V. Luchscheider, *Experimentelle und numerische Identifikation eines homogenisierten Materialmodells für Blechpakete elektrischer Maschinen*, Selbstverlag: Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2016.
- [25] R. Pintelon und J. Schoukens, *System Identification - A Frequency Domain Approach*, Hoboken: Wiley, 2012.
- [26] J. Geisler, *Numerische und experimentelle Untersuchungen zum dynamischen Verhalten von Strukturen mit Fügstellen*, Erlangen, 2010.
- [27] P. Avitabile, *Modal Testing*, Lowell, Massachusetts, USA: Wiley & Sons Ltd, 2018.
- [28] I. H. Chan, *Swept Sine Chirps for Measuring Impulse Response*, Sunnyvale, California, USA: Stanford Research Systems, 2010.
- [29] M. Horn und F. Höflinger, „Inertialsensoren,“ in *Sensortechnik*, 2. Hrsg., H. Tränkler und L. M. Reindl, Hrsg., Berlin, Springer-Verlag, 2018, S. 541-571.
- [30] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors*, 5. Hrsg., Cham: Springer, 2016.
- [31] PCB Group, Inc., *Test & Measurement, Sensors & Instrumentation*, Depew, New York, USA, 2011.
- [32] Polytec GmbH, „Laser-Doppler-Vibrometrie,“ Polytec, 24.02.2022. [Online]. Available: <https://www.polytec.com/de/vibrometrie/technologie/laser-doppler-vibrometrie>. [Zugriff am 24.02.2022].
- [33] Polytec GmbH, *Polytec Scanning Vibrometer - Theory Manual*, Waldbronn: Polytec GmbH, 2018.
- [34] R. Gasch, R. Nordmann und H. Pfützner, *Rotordynamik*, 2. Hrsg., Berlin: Springer-Verlag, 2006.

- [35] George Emmott (Pawsons) Ltd, *Pre-Load Waved Washers*, Oxenhope, 2021.
- [36] Borrelly Spring Washers, *CN Standard XC 75 and Stainless Steel Waved Spring Washers*, Saint-Laurent d'Agny, 2021.
- [37] M. Braun, W. Kessler und M. Zisler, „Shaft Coupling“. United States Patent US 2009/0230825 A1, 17 09 2009.
- [38] Automatisierung Messtechnik Optik GmbH, Zweigniederlassung Deutschlang, „MHS-Winkelmesssystem mit Kalibrierfunktion für hochgenaue Anwendungen“, AMO GmbH, Dunningen, 2022.
- [39] J. Hilverkus, M. Märkl, R. Hagl und R. Kennel, „Influence of Frequency Dependent Motor Resistance and Inductance on the Current Control Loop Design of Servo Drives,“ in *30th IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Online, 2021.
- [40] J. Lunze, *Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*, 6. Hrsg., Berlin: Springer-Verlag, 2010.
- [41] D. Hercog und K. Jezernik, „Rapid Control Prototyping using MATLAB/Simulink and a DSP-based Motor Controller,“ *TEMPUS Publications*, Bd. 21, Nr. 4, S. 596-606, 2005.
- [42] D. Abel und A. Bollig, *Rapid Control Prototyping*, 1. Hrsg., Berlin: Springer-Verlag, 2006.
- [43] F. Röthemeyer und F. Sommer, *Kautschuktechnologie*, 2. Hrsg., München: Carl Hanser, 2006.
- [44] M. Rinnbauer, *Technische Elastomerwerkstoffe*, München: verlag moderne industrie, 2006.
- [45] M. Waltz, *Dynamisches Verhalten von gummigefederten*, Aachen: Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 2005.
- [46] M. Braun, W. Kessler und M. Zisler, „Wellenkupplung“. International Patent WO 2008/034768 A1, 27 März 2008.
- [47] Orbit Antriebstechnik GmbH, *Oldham-Kupplung*, Wolfenbüttel, 2016.
- [48] VMA Verbindungs- Meß- und Antriebstechnik GmbH, „Kreuzschieberkupplung KsK,“ 03 02 2020. [Online]. Available: <http://www.vma-antriebstechnik.de>

- /produkte/wellenkupplungen/kreuzschieberkupplungen /technische-daten.html. [Zugriff am 03 02 2020].
- [49] Victrex Polymer Solutions, *VICTREX™ PEEK*, Lancashire, United Kingdom, 2019.
- [50] Polyfluor Plastics, *PEEK*, Breda, Niederlande, 2020.
- [51] Polytec GmbH, „VibroFlex Fiber Messkopf VFX-I-140. Betriebsanleitung,“ Waldbronn, 2021.
- [52] Polytec GmbH, „RLV-5500 Rotationsvibrometer. Produktbroschüre,“ Waldbronn, 2017.
- [53] GaN Systems Inc., *High Power IMS Evaluation Platform - Technical Manual*, Ottawa, 2020.
- [54] E. Dechant, N. Seliger und R. Kennel, „Performance of a GaN Half Bridge Switching Cell with Substrate Integrated Chips,“ in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, 2019, S. 1-7.
- [55] M. Ziegler, „Vom Elektroband zum Blechpaket – Klassifizierung, Eigenschaften, Herstellung, Verarbeitung, Paketiertechnologien,“ in *FAPS-Seminar Produktion elektrischer Antriebe*, Erlangen, 2021.
- [56] B. J. Lazan, *Damping of Materials and Members in Structural Mechanics*, Oxford, Great Britain: Pergamon Press Ltd., 1968.
- [57] K. K. Niehues, *Identifikation linearer Dämpfungsmodelle für Werkzeugmaschinenstrukturen*, München: Technische Universität München, 2015.
- [58] J. Wandlinger, *Skript Strukturodynamik - Übertragungsfunktionen*, München: Hochschule München, 2018.
- [59] I. Schmidt, *Untersuchung zur Dämpfungskapazität superelastischer Nickel-Titan-Formgedächtnislegierungen*, Hamburg: Helmut Schmidt Universität, Institut für Mechanik, 2004.

F. Formel- und Symbolverzeichnis

Formelverzeichnis

| <i>Symbol</i> | Deutsch | English | Einheit |
|----------------|---|--|--------------------------------|
| a | Beschleunigung | <i>Acceleration</i> | m/s^2 |
| A | Magnitude Amplitude | <i>Magnitude</i> <i>Amplitude</i> | |
| c_K | Kinematische Konstante | <i>Kinematic constant</i> | |
| c_T | Drehmomentkonstante | <i>Torque constant</i> | Nm/A |
| c_U | Spannungskonstante | <i>Voltage constant</i> | V/min^{-1} |
| c_x | Lineare Steifigkeit | <i>Linear stiffness</i> | N/m |
| c_φ | Torsionssteifigkeit | <i>Torsional stiffness</i> | Nm/rad |
| d | Abstand | <i>Distance</i> | m |
| d_x | Linearer Dämpfungskoeffizient | <i>Linear damping coefficient</i> | Ns/m |
| d_φ | Torsionaler Dämpfungskoeffizient | <i>Torsional damping coefficient</i> | Nm s/rad |
| D_M | Dämpfungsgrad Lehrsches Dämpfungsmaß | <i>Damping grade</i> | |
| e | Regelabweichung | <i>Control error</i> | |
| f | Frequenz | <i>Frequency</i> | Hz |
| f_0 | Kennfrequenz | <i>Characteristic frequency</i> | Hz |
| f_{CO} | Durchtrittsfrequenz | <i>Crossover frequency</i> | Hz |
| f_{COC} | Durchtrittsfrequenz des Stromregelkreises | <i>Crossover frequency of the current control loop</i> | Hz |
| f_{COP} | Durchtrittsfrequenz des Positionsregelkreises | <i>Crossover frequency of the position control loop</i> | Hz |
| f_{COS} | Durchtrittsfrequenz des Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsregelkreises | <i>Crossover frequency of the speed control loop</i> | Hz |
| f_S | Abtastfrequenz | <i>Sampling frequency</i> | Hz |
| f_{PWM} | Frequenz der Pulsweitenmodulation | <i>Frequency of pulse width modulation</i> | Hz |
| F | Kraft | <i>Force</i> | N |
| F_{ini} | Inertialkraft | <i>Inertial force</i> | N |
| F_r | Radialkraft | <i>Radial force</i> | N |
| G | Schubmodul | <i>Shear module</i> | Pa |
| $\ G_0\ _{RS}$ | Unterdrückung der Resonanzmagnitude | <i>Resonance suppression magnitude</i> | dB |
| h_{Sp} | Spindelsteigung des Gewindetriebes | <i>Spindle pitch of screw drive</i> | m |
| H_{CC} | Übertragungsfunktion Stromregler (zeitdiskret) | <i>Transfer function current controller (discrete-time)</i> | V/A |
| H_{CP} | Übertragungsfunktion Positionsregler (zeitdiskret) | <i>Transfer function position controller (discrete-time)</i> | V/rad |
| H_{CS} | Übertragungsfunktion Drehzahlregler oder Geschwindigkeitsregler (zeitdiskret) | <i>Transfer function speed controller (discrete-time)</i> | $\frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$ |

| | | | |
|---------------|--|---|------------------|
| H_{SC} | Übertragungsfunktion Geschwindigkeitsberechnung (zeitdiskret) | <i>Transfer function speed calculation (discrete-time)</i> | 1/s |
| i_G | Getriebeübersetzung | <i>Gear ratio</i> | |
| I_P | Polare Flächenträgheitsmoment | <i>Polar second moment of area</i> | m ⁴ |
| I_T | Torsionsträgheitsmoment | <i>Second moment of area</i> | m ⁴ |
| J | Trägheitsmoment | <i>Inertia</i> | kgm ² |
| J_T | Gesamtes Trägheitsmoment | <i>Total inertia</i> | kgm ² |
| K_C | Proportionalverstärkung Stromregler | <i>Proportional gain current controller</i> | V/A *: – |
| K_{Ci} | Kompensationsfaktor für die induzierte Spannung | <i>Factor for induced voltage compensation</i> | |
| K_P | Proportionalverstärkung Positionsregler (Drei-Kaskaden Variante) | <i>Proportional gain position controller</i> | 1/s |
| K_S | Proportionalverstärkung Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler | <i>Proportional gain speed controller</i> | As/rad *: 1/s |
| l | Länge | <i>Length</i> | m |
| l_{SC}^{MD} | Axiale Abstand im Messgerätes zwischen Teilkreis und Rotorende | <i>Axial distance in the position measuring device between graduated disk and shaft end</i> | m |
| l_{xy}^{Mo} | Stützabstand der Lager im Motor | <i>Bearing distance in the motor</i> | m |
| L | Induktivität | <i>Inductance</i> | H |
| M | Drehmoment | <i>Torque</i> | Nm |
| m | Masse | <i>Mass</i> | kg |
| P | Leistung | <i>Power</i> | W |
| q_φ | Winkelpositionsauflösung | <i>Angular position resolution</i> | Grad |
| Q | Gütefaktor | <i>Quality factor</i> | |
| r | Radius | <i>Radius</i> | m |
| r_D^{MD} | Radius des Teilkreises des Positionsmessgerätes | <i>Radius of the graduated disk of position measuring device</i> | m |
| R | Elektrische Widerstand | <i>Electrical resistance</i> | Ω |
| t | Zeit | <i>Time</i> | s |
| T | Periodendauer | <i>Period time</i> | s |
| | Temperatur | <i>Temperature</i> | °C |
| ΔT | Übertemperatur | <i>Over-temperature</i> | K |
| T_{El} | Elektrische Zeitkonstante | <i>Electrical time constant</i> | s |
| T_{IC} | Nachstellzeit (Integrationszeit) Stromregler | <i>Integration time (reset time) current controller</i> | s |
| T_{IS} | Nachstellzeit Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler (Drei-Kaskaden Variante) | <i>Integration time (reset time) speed controller</i> | s |
| T_S | Abtastzeit | <i>Sampling time</i> | s |
| T_P | Verarbeitungstotzeit | <i>Processing dead time</i> | s |
| T_{PWM} | Zeitschritt der Pulsweitenmodulation | <i>Sampling time of pulse width modulation</i> | s |

| | | | |
|-----------|---|--|----------------------------|
| u | Stellgröße | <i>Actuating variable</i> | |
| u_{Ci} | Stellgröße der Spannungskompensation | <i>Actuating variable of the induced voltage compensation</i> | V *: rad/s ² |
| u_{CT} | Gesamtstellgröße des Stromreglers | <i>Total actuating variable of the current controller</i> | V *: A |
| u_i | Induzierte Spannung | <i>Induced voltage</i> | V |
| u_{SI} | Stellgröße Integralanteil Drehzahlregler oder Geschwindigkeitsregler | <i>Actuating variable integral part speed controller (Three-cascade variant)</i> | A *: rad/s ² |
| U | Spannung | <i>Voltage</i> | V |
| U_{DC} | Zwischenkreisspannung | <i>DC link Voltage</i> | V |
| w | Sollwert | <i>Reference value</i> | |
| w_C | Sollstrom | <i>Reference current</i> | A |
| w_P | Sollposition | <i>Reference position</i> | m, rad |
| w_S | Sollwinkelgeschwindigkeit | <i>Reference speed</i> | rad/s |
| W | elastische Arbeit Dehnungsenergie | <i>Elastic energy</i> | J |
| W_D | Dämpfungsenergie | <i>Damping energy</i> | J |
| x | Istwert Position Regelgröße Zustandsgröße | <i>Actual value Position Controlled variable State</i> | m, rad |
| x_A | Istbeschleunigung | <i>Actual acceleration</i> | rad/s ² |
| x_{AP} | Arbeitspunkt | <i>Operating point</i> | |
| x_C | Iststrom | <i>Actual current</i> | A |
| x_{CSC} | Komplementäre Ausgangssensitivität Strom | <i>Complementary output sensitivity variable current</i> | A |
| x_{CSP} | Komplementäre Ausgangssensitivität Position oder Winkelposition | <i>Complementary output sensitivity variable angular position</i> | rad |
| x_{CSS} | Komplementäre Ausgangssensitivität Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit | <i>Complementary output sensitivity variable angular speed</i> | rad/s |
| x_P | Istposition | <i>Actual position</i> | m, rad |
| x_S | Istwinkelgeschwindigkeit oder Istgeschwindigkeit | <i>Actual speed</i> | rad/s, m/s |
| y | Messgröße | <i>Measuring variable</i> | |
| y_{FBC} | Rückführgröße Stromregler | <i>Feedback variable current controller</i> | A |
| y_{FBP} | Rückführgröße Positionsregler | <i>Feedback variable position controller</i> | rad |
| y_{FBS} | Rückführgröße Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler | <i>Feedback variable speed controller</i> | rad/s |
| z | Störgröße | <i>Disturbance variable</i> | |
| z_L | Lastgröße | <i>Load variable</i> | |

| | | | |
|-----------------|---|---|-----------------|
| z_{SP} | Anzahl Signalperioden pro Umdrehung | <i>Number of signal periods per revolution</i> | |
| z_{SOC} | Ausgangssensitivität Strom | <i>Output sensitivity variable current</i> | A |
| z_{SOP} | Ausgangssensitivität Position oder Winkelposition | <i>Output sensitivity variable angular position</i> | rad |
| z_{SOS} | Ausgangssensitivität Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit | <i>Output sensitivity variable angular speed</i> | rad/s |
| α | Winkel | <i>Angle</i> | rad |
| α_{Th} | Thermischer Längenausdehnungskoeffizient | <i>Coefficient of thermal expansion (CTE)</i> | K ⁻¹ |
| β | Winkel | <i>Angle</i> | rad |
| γ_0 | Impuls | <i>Impulse</i> | |
| δ_0 | Dirac-Impuls | <i>Dirac-Impulse</i> | |
| | Abklingkonstante | <i>Decay constant</i> | 1/s |
| δ_{loss} | Verlustwinkel | <i>Loss angle</i> | |
| η | Verlustfaktor | <i>Loss coefficient</i> | |
| λ | Wellenlänge | <i>Wave length</i> | m |
| Λ_t | Logarithmische Dekrement | <i>Logarithmic decrement</i> | |
| χ | Verhältnis | <i>Ratio</i> | |
| χ_m | Massenverhältnis | <i>Mass ratio</i> | |
| χ_P | Relative Verarbeitungstotzeit | <i>Relative processing dead time</i> | |
| χ_R | Resonanzverhältnis | <i>Resonance ratio</i> | |
| χ_S | Faktor für Verhältnis Periodendauer zu Abtastzeit | <i>Factor for ratio of period time to sample time</i> | |
| | Verhältnis Abtastzeit zur elektrischen Zeitkonstante | <i>Ratio sample time to electrical time constant</i> | |
| χ_{SD} | Unterteilungsfaktor | <i>Subdivision factor</i> | |
| ψ | Spezifische Dämpfungskapazität relative Dämpfung | <i>Specific damping capacity</i> | |
| φ | Winkelposition | <i>Angular position</i> | rad |
| | Phasenwinkel | <i>Phase angle</i> | rad |
| | Phasenverschiebung | <i>Phase shift</i> | rad |
| φ_D | Doppler Phasenverschiebung | <i>Doppler phase shift</i> | rad |
| φ_e | Winkelfehler | <i>Angular position error</i> | rad |
| φ_{PM} | Phasenrand | <i>Phase margin</i> | rad |
| φ_{PMC} | Phasenrand des Stromregelkreises | <i>Phase margin of the current control loop</i> | rad |
| φ_{PMP} | Phasenrand des Positionsregelkreises | <i>Phase margin of the position control loop</i> | rad |
| φ_{PMS} | Phasenrand des Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsregelkreises | <i>Phase margin of the speed control loop</i> | rad |
| ω | Winkelgeschwindigkeit | <i>Angular speed</i> | rad/s |
| | Kreisfrequenz | <i>Angular frequency</i> | rad/s |
| ω_0 | Kennkreisfrequenz | <i>Characteristic angular frequency</i> | rad/s |

Symbolverzeichnis

| | Deutsch | English |
|-----------------------|--|---|
| \square^{Al} | Aluminium | <i>Aluminum</i> |
| \square^{Acc} | Beschleunigungssensor | <i>Accelerometer</i> |
| \square^{Fe} | Eisen | <i>Ferrite</i> |
| \square^L | Last | <i>Load</i> |
| \square^{Mo} | Motor | <i>Motor</i> |
| \square^{MD} | Messgerät | <i>Measuring Device</i> |
| \square^M | Mechanik | <i>Mechanics</i> |
| \square^{SC} | Statorkupplung | <i>Stator coupling</i> |
| \square^* | Normierte Größe oder konjugiert komplexe Größe | <i>Normalized variable or conjugate complex</i> |
| $\hat{\square}$ | Spitzenwert | <i>Peak value</i> |
| $\bar{\square}$ | Mittelwert | <i>Average value</i> |
| $\underline{\square}$ | Vektorgröße | <i>Vector variable</i> |
| \square_B | Wälzlager | <i>Bearing</i> |
| $\square_{C1,2}$ | Stecker 1 oder 2 | <i>Connector 1 or 2</i> |
| \square_R | Rotor (bewegtes Teil) | <i>Rotor (moving part)</i> |
| $\square_{R1,2,3}$ | Subkomponente des Rotors (bewegtes Teil) | <i>Subcomponent of rotor (moving part)</i> |
| $\square_{\square,r}$ | Radiale Komponente | <i>Radial component</i> |
| \square_S | Stator (feststehendes Teil) | <i>Stator (fixed part)</i> |
| $\square_{\square,t}$ | Tangentiale Komponente | <i>Tangential component</i> |
| \square_{max} | Maximalwert der Größe | <i>Maximum value of variable</i> |
| \square_{min} | Minimalwert der Größe | <i>Minimum value of variable</i> |

Abkürzungen

| Abkürzung | Bedeutung |
|-----------|--|
| A/D | Analog zu Digital (Wandler) |
| D/A | Digital zu Analog (Wandler) |
| DE | Abtriebsseite (Englisch: Drive end) |
| FPGA | Field Programmable Gate Array |
| GaN | Gallium Nitrid |
| HDL | Hardware Description Language |
| IGBT | Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (Englisch: insulated-gate bipolar transistor) |
| MEMS | Mikro-Elektromechanisches System |
| NDE | Lastfreies Ende (Englisch: Non drive end) |
| PEEK | Polyetheretherketon |
| PWM | Pulsweiten Modulation |
| SiC | Silizium Carbid |
| RAM | Direktzugriffsspeicher (Random-access memory) |
| RCP | Rapid Control Prototyping |