

Deckblatt

(Hrsg. ???)



Effektive Nutzung des Leistungspotenzials von Direktantrieben durch

**Impulsentkopplung,
Beschleunigungsregelung,
achsübergreifende Regelung
und gekoppelte Simulation**

GEFÖRDERT VOM



**Bundesministerium
für Bildung
und Forschung**

Dieses Forschungs- und Entwicklungsprojekt wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) innerhalb des Rahmenkonzeptes „Forschung für die Produktion von morgen“ (Förderkennzeichen 02PP2440) gefördert und vom Projektträger Forschungszentrum Karlsruhe, Bereich Produktion und Fertigungstechnologien (PTKA-PFT), betreut.

Ansprechpartner für weitere Informationen

Dr.-Ing. Joachim Berkemer
Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG
Georg-Reismüller-Straße 32, D-80999 München
Tel. +49 (0)89/81886-0
Fax +49 (0)89/81886-519
E-Mail: Joachim.Berkemer@siemens.com

Dipl.-Ing. Michael Petzold
Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Projektträger Forschungszentrum Karlsruhe
Bereich Produktion und Fertigungstechnologien (PFT)
Außenstelle Dresden
Hallwachstraße 3, D-01069 Dresden
Tel. +49 (0)351/463-31469
E-Mail: Petzold@pft.fzk.de

Copyright, ISBN etc.

Am Projekt *EffeNDi* waren folgende Unternehmen und Forschungseinrichtungen beteiligt



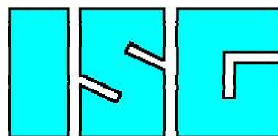
1.1 FISW Forschungs- und Ingenieurgesellschaft für Steuerungstechnik GmbH, Stuttgart
Dr. C. Eppler
Dr. R. Kirchberger
Ch. Kramer
Dr. W.-D. Lehner
P. Pruschek
G. Willuweit



1.2 Hübner Elektromaschinen GmbH (vormals Hübner Elektromaschinen AG), Berlin
B. Hiller
Dr. L. Wilhelmy



1.3 Intes GmbH, Stuttgart
R. Fischer
Dr. R. Helfrich
Dr. B. Kirchgäßner



1.4 ISG Industrielle Steuerungstechnik GmbH, Stuttgart
U. Eger
J. Hipp
Dr. D. Scheifele



Fraunhofer Institut
Werkzeugmaschinen
und Umformtechnik

1.5 IWU Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik, Chemnitz
S. Ihlenfeldt
Th. Koch
Dr. C.-D. Schmidt



Bis 2002:
1.6 Lernstatt Industrie- und Automatisierungstechnik GmbH, Chemnitz
Dr. D. Fischer
M. Lau

SIEMENS

**Siemens AG Bereich Automatisierung
und Antriebstechnik, Erlangen**

1.7

Dr. R. Finkler
H. Gose
Dr. L. Ruffertshöfer
G. Stöppler
Dr. A. Uhl
Dr. M. Zäh

SIEMENS

Linear Motor Systems GmbH & Co. KG

**Siemens Linear Motor Systems
GmbH & Co. KG, München
(Koordinator)**

Dr. J. Berkemer
M. Knorr
G. Schlatterer
D. Schury

TRUMPF



Bis 2003:

1.8

Trumpf Sachsen GmbH, Neukirch
Dr. H. Thonig

VARIOMATIC®

1.9

Variomatic GmbH & Co. KG, Chemnitz
W. Michel
B. Illmann
Dr. F. Wieland

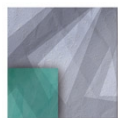


ZFS Zentrum Fertigungstechnik

1.1

Stuttgart, Stuttgart
R. Altenburger
H. Böhler
K. Keller
Dr. E. Schrem
B. Wiener
Dr. A. Ziegler

Das Projekt wurde betreut vom



Projektträger
Forschungszentrum
Karlsruhe (PTKA)

**Projektträger Forschungszentrum
Karlsruhe, Bereich Produktion und
Fertigungstechnologien (PFT), Dresden**
M. Petzold

Inhaltsverzeichnis

EINLEITUNG	9
DAS PROJEKT <i>EFFENDI</i>.....	10
1 IMPULSENTKOPPLUNG	15
1.1 ABKÜRZUNGEN UND FORMELZEICHEN	15
1.2 PROBLEMSTELLUNG	15
1.3 ZIELSTELLUNG	16
1.4 VORBETRACHTUNGEN UND VORUNTERSUCHUNGEN.....	17
1.4.1 <i>Grundlegende Untersuchungen eines impulsentkoppelten Achsaufbaues, Modellbildung und Simulation.....</i>	<i>17</i>
1.4.2 <i>Festlegen der Rahmenbedingungen für die einzeln umzusetzenden Anwendungsfälle</i>	<i>22</i>
1.4.3 <i>Kenngrößendefinition, Störgrößenbetrachtung</i>	<i>27</i>
1.5 ENTWURF, KONZEPTION UND KONSTRUKTION	28
1.6 ACHSAUFBAU, PRAXISTEST, OPTIMIERUNG	38
1.7 ERZIELTES ERGEBNIS	46
1.8 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	48
2 ACHSÜBERGREIFENDE REGELUNG.....	49
2.1 PROBLEMSTELLUNG	49
2.2 ZIELSETZUNG	51
2.3 ENTWICKLUNG FEININTERPOLATOR.....	51
2.3.1 <i>Aufbau des Master-Slave-Steuerung</i>	<i>51</i>
2.3.2 <i>Aufstellung des Anforderungsprofils.....</i>	<i>53</i>
2.3.3 <i>Entwicklung Feininterpolator</i>	<i>54</i>
2.3.4 <i>Implementierung</i>	<i>56</i>
2.3.5 <i>Test der Funktionalitäten.....</i>	<i>56</i>
2.4 ENTWICKLUNG DER ACHSÜBERGREIFENDEN REGELUNG.....	57
2.4.1 <i>Aufstellung der dynamischen Gleichungen.....</i>	<i>57</i>
2.4.2 <i>Synthese des Regelalgorithmus.....</i>	<i>61</i>
2.4.3 <i>Simulation des Reglerverhaltens.....</i>	<i>64</i>
2.5 KONZEPTION UND AUFBAU DES VERSUCHSTANDES	65
2.5.1 <i>Spezifikation der Anforderungen an Meßsystem, die Umrichter und Antrieb .</i>	<i>66</i>
2.5.2 <i>Konstruktion von parallelen Achsen auf Basis des ZFS-Linearmotor- Prüfstandes.....</i>	<i>67</i>
2.5.3 <i>Konstruktion der variablen Maschinenelemente für die Achs-Kopplung</i>	<i>68</i>
2.6 IMPLEMENTIERUNG UND UNTERSUCHUNG	69
2.6.1 <i>Implementierung auf Steuerungs-System</i>	<i>69</i>
2.6.2 <i>Anpassung des Referenzmodells an das reale System</i>	<i>69</i>
2.6.3 <i>Untersuchung der achsübergreifenden Regelung am realen System.....</i>	<i>69</i>
2.7 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	71
3 GEKOPPELTE SIMULATION.....	72
3.1 PROBLEMSTELLUNG	72
3.2 ZIELSETZUNG	73
3.3 THEORETISCHE GRUNDLAGEN	74
3.3.1 <i>Formulierung des gekoppelten Problems</i>	<i>75</i>

3.3.2	<i>Einbeziehung der Zeitdiskretisierung in Reglermodelle</i>	81
3.3.3	<i>Übernahme reduzierter FEM Modelle und zeitdiskreter Regler in Matlab</i>	81
3.4	SOFTWARETECHNISCHE GRUNDLAGEN	90
3.4.1	<i>Regelelemente</i>	90
3.4.2	<i>Assemblierung</i>	92
3.4.3	<i>Frequenzabhängige Steifigkeit, Dämpfung</i>	92
3.4.4	<i>Statische Ansatzfunktionen</i>	92
3.5	LÖSUNGSPROZEDUREN.....	93
3.6	GRAPHISCHES BENUTZERINTERFACE	94
3.7	GESAMTHEITLICHE BETRACHTUNG.....	95
3.8	ZUSAMMENFASSUNG.....	111
4	SIGNALVERARBEITUNG, STROM- UND BESCHLEUNIGUNGS-REGELUNG	
	113	
4.1	PROBLEMSTELLUNG.....	113
4.2	ZIELSETZUNG.....	114
4.3	OPTIMIERUNG DES RELATIVBESCHLEUNIGUNGSSENSORS	115
4.3.1	<i>Untersuchung der Signale eines Relativbeschleunigungssensors</i>	117
4.3.2	<i>Miniatürisierung des Relativbeschleunigungssensors</i>	121
4.3.3	<i>Optimierung des Relativbeschleunigungssensors und der Sensorelektronik</i> . 121	
4.3.4	<i>Konstruktive Richtlinien zur optimalen Anbringung des Relativ-</i> <i>beschleunigungssensors</i>	129
4.3.5	<i>Entwicklung eines einseitig abtastenden Relativbeschleunigungssensors</i>	129
4.3.6	<i>Literaturverweise zu Kapitel 4.3</i>	133
4.4	SIGNALVERARBEITUNGSELEKTRONIK ZUR HOCHGENAUEN ERFASSUNG VON LAGE UND BESCHLEUNIGUNG.....	134
4.4.1	<i>Analyse der Fehler von Relativbeschleunigungssensor und Lagemesssystem</i> <i>134</i>	
4.4.2	<i>Oversamplingmethoden für die Signalverarbeitungselektronik</i>	138
4.4.3	<i>Entwicklung der Hardware für ein Auswertemodul zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung</i>	143
4.4.4	<i>Entwicklung der Software zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung</i>	145
4.4.5	<i>Test der neu entwickelten Signalverarbeitungselektronik zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung</i>	147
4.5	NEUARTIGE DIGITALE STROMREGELUNG	150
4.5.1	<i>Entwicklung einer Stromregelungshardware</i>	150
4.5.2	<i>Adaptive Filterung zur Unterdrückung von Strompeaks</i>	151
4.5.3	<i>Implementierung eines Stromreglers in programmierbarer Logik</i>	152
4.5.4	<i>Test der neu entwickelten Stromregelung</i>	153
4.5.5	<i>Versuchsstand für die Stromreglerhardware</i>	154
4.5.6	<i>Ausblick</i>	155
4.6	BESCHLEUNIGUNGSREGELUNG	156
4.6.1	<i>Simulative Untersuchungen zur Beschleunigungsregelung zur aktiven Schwingsbedämpfung</i>	156
4.7	INBETRIEBNAHME UND TEST.....	162
4.8	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	166
5	ZUSAMMENFASSUNG	168
	VERÖFFENTLICHUNGEN	171

Einleitung

Der elektrische Direktantrieb für Werkzeugmaschinen in der Ausführung als Linear- oder Torquemotor ist ein Hochleistungsleistungsmaschinenelement, das über ein herausragendes Potenzial extremer Dynamik bei gleichzeitig hervorragender Positioniergenauigkeit verfügt.

Aus verschiedenen Versuchsachsen, auch gestützt durch Messungen und Berechnungen, ist die vorhandene Dynamik von elektrischen Direktantrieben bekannt. So lässt sich ein Linearmotor selbst je nach Typ mit etwa 30 g und einem Ruck bis zu etwa 500 000 m/s³ bei gleichzeitiger Genauigkeit um 1 µm, bei verminderter Dynamik auch mit weit höherer Genauigkeit positionieren. Im Lageregler können K_V-Werte mit 60 m/min mm und deutlich höher realisiert werden.

Dieses Potenzial konnte bis jetzt in industriellen Anwendungen nur sehr eingeschränkt umgesetzt werden, wobei zu bemerken ist, dass auch mit den bis jetzt bestehenden Grenzen bereits hohe Produktivitäten und Genauigkeiten in Werkzeugmaschinen erreicht werden können.

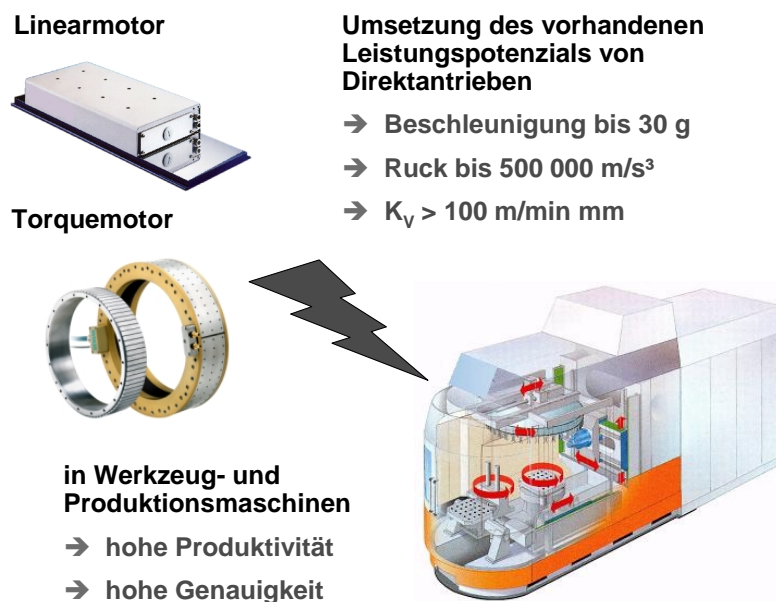


Abbildung 1: Zielsetzung

Zum einen begrenzen mechanische Schwingungen, die in Wechselwirkung mit der Regelung stehen, die stabil einstellbaren Reglerverstärkungen. Durch oftmals notwendige Ruckbegrenzung wird die Anregung solcher und anderer mechanischer Schwingungen zwar vermindert, aber auch das Beschleunigungsvermögen und damit Geschwindigkeit und Produktivität reduziert.

Seitens der Steuerungstechnik führen kurze Abtastzeiten in den Regelkreisen bei herkömmlicher Ermittlung des Geschwindigkeitssignals durch zeitdiskrete Differentiation zu Quantisierungsfehlern. Antriebsnahe Reglerstrukturen sind im allgemeinen auch bei mehrachsigen Maschinenstrukturen als Nebeneinanderschaltung von Eingrößenreglern konzipiert und nutzen das Potenzial vorliegender Zustandsgrößen nur eingeschränkt. In übertragenen Sinne gelten die Feststellungen zur Dynamik und zur Problematik von Linearmotoren natürlich auch für Torquemotoren.

Zielsetzung des Projekts war damit nicht die Weiterentwicklung der Direktantriebe selbst, sondern die verbesserte Systemintegration von Maschinenmechanik, Antrieben, Steuerung und Regelung sowie Signalverarbeitung und Sensorik.

Darüber hinaus sollen durch gekoppelte Simulation von Strukturmechanik und Regelung Schwachstellen einer Maschinenkonstruktion frühzeitig erkannt werden und die Eignung der hier vorgestellten Lösungen für künftige Entwicklungen ausgelotet werden können.

Als Ergebnis ist eine deutliche Steigerung der Produktivität und Genauigkeit direktangetriebener Maschinen zu erwarten.

Das Projekt *EffeNDi*

Das Projekt Effektive Nutzung des Leistungspotenzials von Direktantrieben durch Impulskopplung, Beschleunigungsregelung, achsübergreifende Regelung und gekoppelte Simulation - *EffeNDi* - wurde vom 1.06.2001 bis 31.05.2004 durchgeführt und im Rahmen des Themenfeldes „Schlüsselkomponenten für die Produktionsmaschinen von morgen“ mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert, Förderkennzeichen 02PP2440.

Das Projektkonsortium, gebildet aus Industrieunternehmen und Forschungseinrichtungen, verknüpfte die Entwicklung von Werkzeugmaschinen, Steuerungen, Antrieben, Sensorik und numerischer Simulation. Das Projekt wurde von der Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Projektträger des BMBF für Produktion und Fertigungstechnologien PTKA-PFT, Außenstelle Dresden fachlich und organisatorisch begleitet.

Das Verbundvorhaben wurde durch die

- Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG, München,

koordiniert.

Am Projekt waren folgende weitere Unternehmen beteiligt

- Hübner Elektromaschinen GmbH (vormals Hübner Elektromaschinen AG), Berlin
- Intes GmbH, Stuttgart
- ISG Industrielle Steuerungstechnik GmbH, Stuttgart
- Lernstatt Industrie- und Automatisierungstechnik GmbH, Chemnitz (bis 2002)
- Siemens AG Bereich Automatisierung und Antriebstechnik, Erlangen
- Trumpf Sachsen GmbH, Neukirch (bis 2003)
- Variomatic GmbH & Co. KG, Chemnitz

sowie die Forschungseinrichtungen

- IWU Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik, Chemnitz
- FISW Forschungs- und Ingenieurgesellschaft für Steuerungstechnik GmbH, Stuttgart
- ZFS Zentrum Fertigungstechnik Stuttgart, Stuttgart.

Die **Hübner Elektromaschinen GmbH** ist ein auf Sensoren für die Antriebstechnik spezialisiertes Unternehmen. Entwickelt und hergestellt werden DC-Tachodynamos, Inkrementalgeber, Heavy-Duty-Drehimpulsgeber für rauhe Einsatzfälle, Sinus-Drehgeber nach dem patentierten LowHarmonics-Prinzip, mechanisch oder elektronisch wirkende (Über-) Drehzahlschalter und Kombinationen dieser Geräte mit regelungstechnisch vorteilhafter gemeinsamer Welle. Elektronikmodule und Kupplungen runden das Programm ab. Der Hauptmarkt mit den wichtigsten Impulsen für Weiter- und Neuentwicklungen ist der deutsche Anlagen- und Maschinenbau, dennoch beträgt der Exportanteil rund 40 %.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Entwicklung und Optimierung des Produktes „Ferraris-Sensor“ zur Messung der Relativbeschleunigung an Direktantrieben. Entwicklung und Aufbau eines einseitig abtastenden Relativbeschleunigungssensors, der beispielsweise in die Führungen integriert werden kann.

Die **Intes GmbH** ist ein FE-Technologieunternehmen, das Kompetenz in allen Aspekten der Finite-Elemente-Methode besitzt. Intes ist Entwickler der High-End Software PERMAS, die bei vielen namhaften Firmen zur Lösung anwendungsspezifischer Probleme eingesetzt wird. Arbeitsschwerpunkte bei Intes sind unter anderem die Entwicklung neuer und effizienter numerischer Verfahren, die Entwicklung von Softwarelösungen für neue Hardwarearchitekturen und die Kopplung zwischen PERMAS und anderen Softwaresystemen. Ein Einsatzschwerpunkt für PERMAS ist im Bereich der Automobilindustrie, den Zulieferfirmen und im Maschinenbau.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Entwicklung und Implementierung von Regelementen, numerischen Lösungen des gekoppelten Problems und Auswertungsmöglichkeiten in der Finite-Elemente-Software PERMAS.

Die **ISG Industrielle Steuerungstechnik GmbH** betätigt sich seit 1987 als Hersteller für CNC Kernsoftware für verschiedenste CNC Steuerungen. Damit wird ein sehr breites Feld von Anwendungen abgedeckt, das sämtliche Typen von Bearbeitungsmaschinen (z.B. Holzbearbeitung Fräsmaschinen, Roboter...) und Anlagen in der Automatisierungstechnik umfasst. So werden 2 europäische Hersteller von Steuerungen sowie 3 deutsche Steuerungshersteller mit CNC Software beliefert. Ebenso gehören Maschinenhersteller zu den Kunden, die eine eigene CNC Steuerung in ihrem Programm führen.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Bereitstellung der Steuerungsbasis für die Implementierung der achsübergreifenden Regelung.

Die **Lernstatt Industrie- und Automatisierungstechnik GmbH** war bis zur Insolvenz im Jahre 2002 Anbieter von Einzelkomponenten und kompletten Anlagen für die Automobil- und Zulieferindustrie wie auch für den Werkzeug- und Formenbau. Kundenorientierte Speziallösungen von Steuerungs- und Antriebseinheiten waren das Schwerpunkt dieses Unternehmens. Bei der industriellen Umsetzung des Projektes wurden die langjährigen Erfahrungen bei der Entwicklung und Konstruktion von Sonderlösungen eingebracht.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Konzeption und Applikation der Impulskopplung für lineare Ein- und Mehrachseinheiten (Gantryanordnung, vertikale Achse), Untersuchung eines hochdynamischen Gewichtsausgleiches.

Siemens AG Automation and Drives Motion Control A&D MC hat anerkannt führende Kompetenz in den Bereichen Automatisierungs- und Antriebstechnik für Werkzeug- und Produktionsmaschinen. Siemens A&D MC ist ein bedeutender Lieferant für Steuerungs- und Antriebstechnik für Werkzeugmaschinen. Das Produktprogramm reicht von Motoren über Umrichter, Antriebsreglersystemen bis hin zu NC-Steuerungen.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Entwicklung, Verifizierung und Test eines Auswertemoduls für Weggeber und Beschleunigungssensoren zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung für einen neuen Antriebsreglersystem für hochdynamische Linearmotoren, das eine Beschleunigungsregelung enthält.

Die **Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG** (Siemens LMS) ging aus der Krauss-Maffei Automationstechnik GmbH hervor und ist heute zu 100% eine Beteiligungsgesellschaft der Siemens AG.

Als Entwickler und Hersteller von Linear-Direktantrieben und Torquemotoren verfügt die Siemens LMS über langjährige Erfahrung in der Systemintegration von NC-Steuerung, Antrieb und Maschine. Besondere Kompetenz liegt in der bei vielen Inbetriebnahmen angewandten Analyse und Optimierung direktantriebener Werkzeugmaschinen vor. Im Rahmen der Dienstleistung Mechatronic Support wurde bei Siemens LMS Kapazität zur rechnerischen Vorhersage maschinendynamischen Verhaltens und zur Beratung von Maschinenherstellern in der Konstruktion geschaffen.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Koordination des Gesamtprojekts. Theoretische Untersuchungen und Entwicklung von Impulskopplungs-Systeme für Direktantriebe. Systemintegration der Achsübergreifenden Regelung. Theoretische Untersuchungen, Entwicklung und Erprobung von Verfahren und Software zur gekoppelten Simulation

Die **Trumpf Sachsen GmbH** ist ein mittelständisches Unternehmen, welches mehrheitlich zur Trumpf Gruppe gehört und dessen Kerngeschäft Werkzeugmaschinen zum Laserschneiden und Abrasivwasserstrahlschneiden sowie die Automatisierungstechnik für Lasermaschinen und Stanz-Nibbel-Maschinen sind.

Aufbauend auf das bewährte Prinzip der Festkörperlasertechnik wurde eine High-Speed Laserschneidanlage mit linearer Antriebstechnik und zwei Schneidköpfen entwickelt. Damit eröffnete sich die Möglichkeit, im Dünoblechbereich von 1 mm mit doppelter Schneidgeschwindigkeit gegenüber herkömmlichen Laserschneidanlagen zu arbeiten.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Konzeption und Applikation der Impulskopplung für lineare Mehrachseinheiten (Gantryanordnung, „Einträger-System“), Aufbau und Bereitstellung eines Gesamtdemonstrators.

Als Entwickler und Hersteller von Produktionsanlagen für die Serienfertigung von Werkstücken der Automobil-, Elektro- sowie diverser Zulieferindustrien verfügt die **Variomatic GmbH** über umfangreiche Erfahrungen bei der Projektierung komplexer Fertigungseinrichtungen. Neben den Bearbeitungseinheiten umfasst das die Komponenten Handling, Transfer, Werkstückspannung und Technologie unter dem Aspekt der Großserienfertigung bei höchster Verfügbarkeit. Der Einsatz von Direktantrieben im Transfer kommt dabei bereits zum Tragen. Mit diesen Erfahrungen konnte im Projekt ein wesentlicher Beitrag geliefert werden.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Konzeption und Applikation der Impulskopplung an rotatorischen Direktantrieben, Untersuchung von Ein- und Mehrachssysteme für Rundtischeinheiten

Als Kompetenzpartner vieler Industrieprojekte besitzt das **Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik IWU** die Erfahrung bei der Konzeption, Entwicklung und prototypischer Umsetzung neuer Maschinen- und Antriebskonzepte. Im Teilprojekt Impulskopplung hat sich das IWU besonders mit seinen Erfahrungen im Bereich der Systemanalyse und Simulation wie auch bei der Auswahl der Materialien und der Definition der Kenngrößen eingebracht.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Wissenschaftliche Fundamentierung, Modellbildung und Simulation ausgewählter Achsanordnungen, Voruntersuchungen am Versuchsstand.

Die **FISW Forschungs- und Ingenieurgesellschaft für Steuerungstechnik GmbH** erarbeitet sich gemeinsam mit dem Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart Grundlagenwissen auf den Gebieten Steuerungs-, Regelungs- und Antriebstechnik, die für die Weiterentwicklung der fertigungstechnischen Industrie von Bedeutung sind. Die FISW GmbH verfolgt ausschließlich und unmittelbar gemeinnützige Zwecke. Zum Schwerpunkt der Arbeiten gehören digitale Regelungsverfahren für elektromechanische, elektrohydraulische sowie für elektrische Direktantriebe. Dabei werden von der FISW GmbH keine Produkte entwickelt, sondern allenfalls im Rahmen von Machbarkeitsstudien Funktionsmuster erstellt.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Durchführung von Simulationen und Messungen bezüglich Weg-, Strom- und Beschleunigungssensoren, Entwicklung von Oversamplingalgorithmen für die hochgenaue Wegmesssystemauswertung, Entwicklung eines neuen Verfahrens zur hochdynamischen, digitalen Stromregelung.

Das **Zentrum Fertigungstechnik Stuttgart ZFS** war bis zu seiner Schließung zum Jahresende 2004 eine industriennahe Forschungseinrichtung des Landes Baden-Württemberg. Forschungsschwerpunkte waren die Fertigungstechnologien Zerspanung, Lasertechnik und Umformtechnik im Zusammenwirken mit der Maschinendynamik. Im Verbund mit der Industrie und in öffentlich geförderten Projekten wurde eine langjährige Erfahrung im Einsatz von Linearantrieben und in der Anwendung der Finite-Elemente-Methode und Mehrkörpersystemen auf Fragestellung der gekoppelten Simulation erworben.

Arbeitsschwerpunkte im Projekt *EffeNDi*:

Entwicklung der Algorithmen und der Software zur achsübergreifenden Regelung. Simulation des Demonstrators bzw. Maschinen der Projektpartner.

In vier Teilprojekten wurden unterschiedliche Lösungsansätze – Impulskopplung, Achsübergreifende Regelung, Nutzung von Relativbeschleunigungssignalen von Ferraisensoren, auch in Kombination neuartiger Strom- und Beschleunigungsregelung sowie die gekoppelte Simulation von Strukturdynamik – untersucht, weiterentwickelt und in einzelnen Demonstratoren umgesetzt.

Die Teilprojekte waren in einzelne Arbeitsschwerpunkte entsprechend Abbildung 2 unterteilt. Die Gliederung dieses Bericht spiegelt die hier dargestellte Unterteilung im wesentlichen wider.

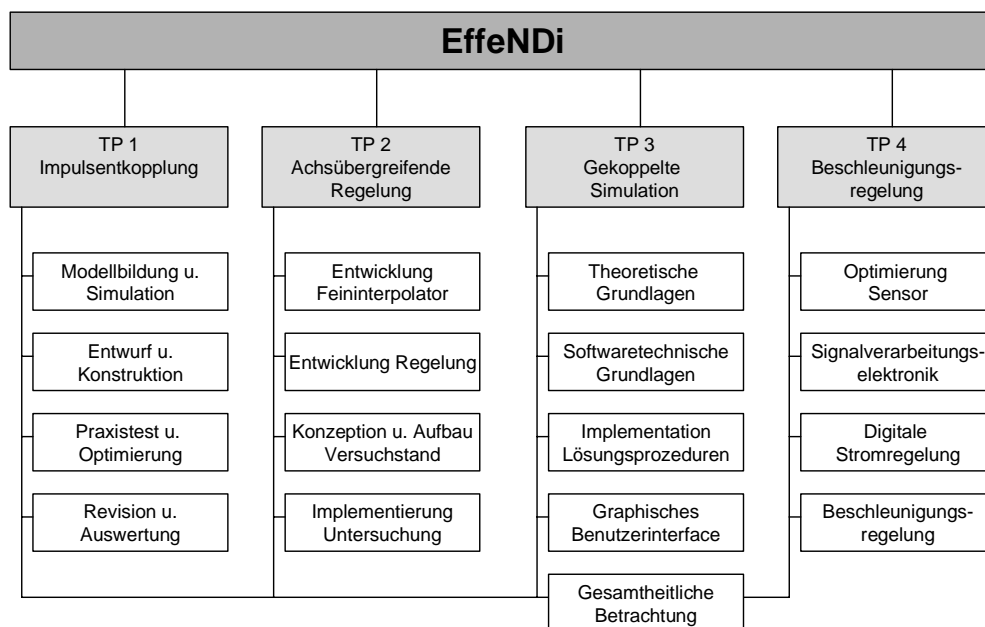


Abbildung 2: Teilprojekte und Arbeitsschwerpunkte

1 Impulskopplung

Thomas Koch, Fhg IWU (Koordinator des Teilprojekts)

1.1 Abkürzungen und Formelzeichen

\ddot{x}	-	linearer Ruck (dritte Ableitung des Weges nach der Zeit)
$t_{\text{Bearbeitung}}$	-	Bearbeitungszeit
F	-	Motorkraft
a	-	Beschleunigung
m	-	beschleunigte Masse
i	-	Strom
k_f	-	Kraftkonstante des Motors
U_{ZW}	-	Zwischenkreisspannung
R_{ph}	-	Strangwiderstand
L_{ph}	-	Stranginduktivität
k_{em}	-	Gegenspannungskonstante des Motors
v	-	Geschwindigkeit des Motors
φ	-	Drehwinkel des Motors
$\dot{\varphi}$	-	Winkelgeschwindigkeit des Motors
$\ddot{\varphi}$	-	Winkelbeschleunigung des Motors
\underline{J}_M	-	Trägheitsmatrix der Rundtischkonstruktion
\underline{B}_M	-	Dämpfungsmatrix der Rundtischkonstruktion
\underline{C}_M	-	Steifigkeitsmatrix des Motors
\underline{M}_R	-	Matrix der konstanten Reibmomente
M_{Motor}	-	Motormoment
r	-	Radius

1.2 Problemstellung

Technologiebedingte hochdynamische Bewegungsprofile erfordern von den Vorschubeinheiten, dass sie die dafür notwendigen Beschleunigungsänderungen in kürzester Zeit ausführen können. Direktantriebe – wie Linear- oder Hochmoment- bzw. Torquemotoren – bieten den Vorteil, dass die Kraftänderungen auf die Vorschubeinheiten im Wesentlichen nur von den elektrischen (elektromagnetischen) Eigenschaften des Motors abhängen. Bedingt durch den mechanischen Aufbau derartiger Vorschubsysteme wirken die

Kraftänderungen direkt auf das tragende Maschinengestell zurück. Die dadurch hervorgerufenen Schwingungen wirken auf die Spannvorrichtungen der Werkstücke und beeinflussen über die Messsysteme die Regelung der Vorschubeinheit, was zur Beeinträchtigung der erreichbaren Qualitäten am Werkstück führt.

In diesem Teilprojekt sollen die aus den Beschleunigungsänderungen hervorgerufenen Rückwirkungen auf das Maschinengestell minimiert werden, um damit die Nutzung des Leistungspotenzials zu verbessern. Dazu wird der Direktantrieb reaktionsseitig mittels Feder- und Dämpfungselementen mit der tragenden Struktur verbunden (siehe Abbildung 3). Aufgabe der Projektpartner ist es, anhand von Modellen das Problem zu beschreiben und damit die Berechnungsgrundlagen für die Auslegung der Entkoppelelemente zu schaffen. Zur Verifizierung der Erkenntnisse sollen industriennahe Versuchsstände aufgebaut werden. Mit dessen Hilfe können verschiedene Feder- und Dämpfungssysteme getestet und Vergleichsuntersuchungen zwischen entkoppelten und herkömmlichen Systemen durchgeführt werden.

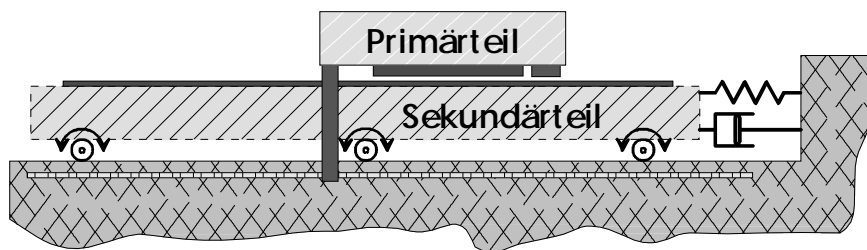


Abbildung 3: Prinzipieller Aufbau impulsentkoppelter Direktantriebe

1.3 Zielstellung

Ziel des Projektes war es, die Kraftstöße, welche aus den starken Beschleunigungsänderungen der Direktantriebe resultieren, in ihrer Wirkung auf das Maschinengestell zu reduzieren. Die dabei zu entwickelnde Schlüsselkomponente stellt eine bewegliche Verbindung des Direktantriebes zum Maschinenbett her und übernimmt durch ihre Feder- und Dämpfungseigenschaften eine Tiefpassfunktion. Dadurch wird der Direktantrieb in seiner impulsartigen Rückwirkung auf das Maschinengestell entkoppelt. Die beim Beschleunigen eingetragene Energie wird nicht direkt an das Maschinengestell weitergegeben, sondern in Dämpfungs- und Verformungsarbeit umgewandelt. Damit werden einerseits kritische Frequenzbereiche nicht mehr angeregt, ohne das dynamische Potenzial der Direktantriebe steuerungstechnisch begrenzen zu müssen. Andererseits werden Verformungen außerhalb des elastisch gestalteten Interface minimiert, die einen Leichtbau bei angepassten Steifigkeiten ermöglichen.

Die Arbeiten zur Impulsentkopplung sind gekennzeichnet durch:

- die Auswahl und Dimensionierung geeigneter Entkoppelelemente,
- die konstruktive Integration der Elemente inklusive der beweglichen Lagerung des Reaktionsteiles,
- der Integration und Inbetriebnahme entsprechender Regelalgorithmen und
- der messtechnischen Untersuchung der realisierten Versuchsstände.

Die Baugruppe wurde zusammen mit der Lernstatt Industrie- und Automatisierungstechnik GmbH, der Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co.KG (LMS), der TRUMPF Sachsen GmbH, der Variomatic GmbH und dem Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik (IWU) entwickelt. Dabei arbeiteten das Fraunhofer IWU und Siemens LMS hauptsächlich als wissenschaftlicher Dienstleister. Die notwendigen technologischen und technischen Voruntersuchungen sowie die Konzeption, konstruktive Umsetzung und der Praxisnachweis werden durch die genannten Industriepartner erbracht.

Im Ergebnis des Projektes soll nachgewiesen werden, dass durch die Integration von entkoppelten Direktantrieben

- die Anregung der ersten Eigenfrequenzen der Maschinenkonstruktion minimiert wird,
- eine geringere steuerungstechnische Ruckbegrenzung notwendig ist und damit die Bearbeitungszeiten bei kurzen Verfahrswegen minimiert wird und
- durch höhere Verstärkungsparameter in den Regelkreisen bessere Konturgenauigkeit und Oberflächenqualität erreicht werden kann.

1.4 Vorbetrachtungen und Voruntersuchungen

1.4.1 Grundlegende Untersuchungen eines impulsentkoppelten Achsaufbaues, Modellbildung und Simulation

Mit der Weiterentwicklung von Bearbeitungstechnologien werden hochdynamische Maschinensysteme erforderlich. Dabei kommen der Struktur- bzw. der Werkstoffleichtbau und die Direktantriebstechnik gleichermaßen zum Einsatz. Die Bandbreite der in vorhandenen Maschinensystemen eingesetzten linearen und rotatorischen Direktantriebe wird hauptsächlich durch die vom Motormesssystem erkannten und durch die Regelung verstärkten Eigenfrequenzen der mechanischen Konstruktion begrenzt. Das Potenzial hinsichtlich Dynamik und Regelgüte von Linear- und Torquemotoren konnte im mechatronischen Gesamtsystem nicht immer entsprechend umgesetzt werden, was eine steuerungsseitige Limitierung der Motoren erforderlich machte. Im direkten Vergleich der erreichten Dynamikparameter von Bearbeitungsmaschinen stehen in diesen Fällen Maschinen mit konventionellem Antriebsprinzip nur unwesentlich denen mit Direktantrieben nach.

Die analysierten Schriften zu Direktantrieben in Werkzeugmaschinen gehen im Allgemeinen von einem steifen und gut gedämpften Maschinengestell aus. Die mit den notwendigen Massereduktionen verbundenen Strukturprobleme können nur bedingt durch die konsequente Anwendung von Leichtbautechniken kompensiert werden. Weiterhin wurde versucht, das Problem durch eine Anpassung der Bewegungsvorgabe zu lösen. Dies ist aber nur dann erfolgreich, wenn das Verhältnis zwischen Kraftanstiegszeit und der Periodendauer der ersten kritischen Eigenfrequenz beachtet wird. Bei hochdynamischen Bewegungsvorgaben wird diese Regel meist verletzt.

Die Leistungsfähigkeit moderner Direktantriebe wird anhand verschiedener Parameter definiert, wie z. B. die maximale und Dauervorschubkraft, die maximale Geschwindigkeit bei maximaler Vorschubkraft, die Maximalgeschwindigkeit, die Verlustleistung und nicht zuletzt auch die geometrischen Abmessungen. Durch Variation geeigneter Werkstoff- und Geometrieparameter (Magnetwerkstoffe, Wicklung, etc.) sind die Motorenhersteller in der Lage, die dynamischen Eigenschaften der Motoren zu verändern. Um hochdynamische

Bewegungsaufgaben zu realisieren und damit die Bearbeitungszeiten zu verringern, stellt der Maschinenhersteller die Frage nach der Ruckfähigkeit des Motors (respektive Antriebes). Bei linearem Ansatz der Beziehungen ergibt sich folgendes Proportionalitätsverhältnis:

$$s = \int v dt$$

$$v = \int a dt$$

$$a = \int j dt, \quad j = \text{konst.}$$

Das ineinander Einsetzen und Integrieren der Formeln ergibt die folgende Beschreibung

$$s = \frac{1}{6} j t^3 + \frac{1}{2} v_0 t^2 + v_0 t + s_0$$

Werden die Startwerte ($a_0, v_0, s_0 = 0$) gesetzt, reduziert sich obige Formel zu

$$s = \frac{1}{6} j t^3$$

und es ergibt sich die Abhängigkeit der Bearbeitungszeit vom erreichbaren Ruck zu

$$t_{\text{Bearbeitung}}^3 \sim \frac{1}{j}$$

Der prozentuale Anteil an der Gesamtbearbeitungszeit ist abhängig von der abzufahrenden Kontur. Je größer der Anteil an stark gekrümmten bzw. sehr kurzen Bewegungsabschnitten am Gesamtverfahrenweg ist, desto stärker wirken sich unterschiedliche Ruckwerte auf die Gesamtbearbeitungszeit aus.

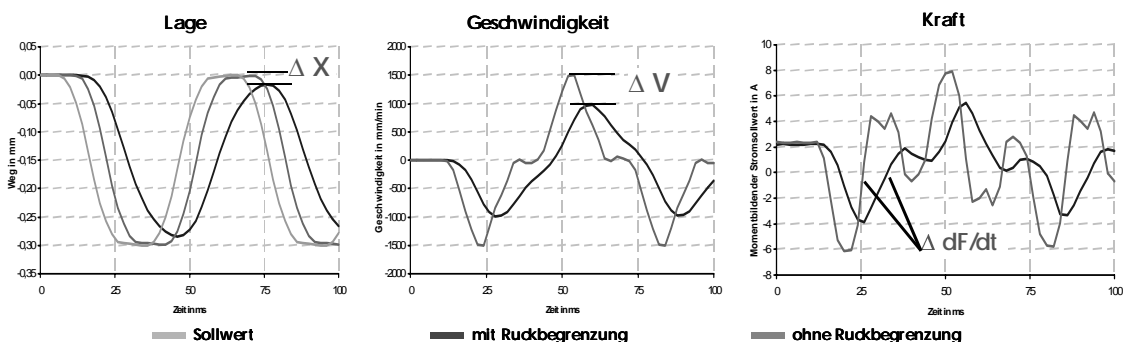


Abbildung 4: Bewegungsprofile eines reversierenden Vorschubschlittens mit unterschiedlicher Ruckbegrenzung

Da besonders bei sehr kurzen bzw. stark gekrümmten Bewegungsabschnitten der Anteil konstanter Geschwindigkeit gering ist, führt somit die Erhöhung des Ruckes zu einer Verkürzung der Bewegungszeit. Außerdem kann eine Ruckbegrenzung zu einer Geometrieverletzung der programmierten Kontur führen. Dazu wurden vergleichende Untersuchungen an einem Linearmotorenversuchsstand des Fraunhofer Institutes für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik durchgeführt. Dabei wurde nur der

ruckbegrenzende Parameter variiert, der achsspezifisch im Lageregler wirkt. Die Ruckbegrenzung bewirkt eine Glättung des Achssollwertverlaufes, wobei eine Zeitkonstante für das Glättungsfilter angegeben wird. Die sich ergebenden Bewegungsprofile eines um 0,3 mm reversierenden Vorschubschlittens wurden aufgezeichnet. In den in Abbildung 4 dargestellten Diagrammen ist zu erkennen, dass der Vorschubschlitten ruckbegrenzt sowohl die Endlage als auch die programmierte Geschwindigkeit auf dem Bewegungsabschnitt nicht erreicht. Ohne Ruckbegrenzung werden die technologischen Parameter besser eingehalten. Die Glättungszeitkonstante war bei der ruckbegrenzten Bewegung auf 8 ms eingestellt.

Die Betrachtung der Motorströme lässt in Verbindung mit den geänderten Regelungsparametern den Schluss zu, dass die Stromanstiegsgeschwindigkeit die erreichbare Bewegungsqualität definiert. Zur weiteren Analyse werden die vereinfachten Motorbeziehungen herangezogen.

$$\frac{dF}{dt} = \frac{da}{dt} \cdot m = r \cdot m \sim \frac{di}{dt} \cdot k_f.$$

Daraus ist ersichtlich, dass der Ruck – als Kraftanstiegsgeschwindigkeit dF/dt – über die Stromanstiegsgeschwindigkeit di/dt definiert wird. Aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild eines Gleichstrommotors, welches für einfache Simulationsrechnungen auf für elektronisch kommutierte Servomotoren Gültigkeit besitzt, leitet sich die Beziehung

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{ZW} - k_{em} \cdot v - 2 \cdot R_{ph} \cdot i}{2 \cdot L_{ph}}$$

ab. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit wird durch die Induktivität bestimmt. Mit niederinduktiven Motoren können unter Beachtung energetischer Gesichtspunkte hohe Ruckwerte realisiert werden. Um dies an einem Beispiel zu belegen, werden die Siemens Linearmotoren der Baureihe IFN3300-2Wx00 herangezogen.

Technische Daten	Einheit	1FN3300-2WB00	1FN3300-2WC00	1FN3300-2WG00
F_{max}	N	3450	3450	3450
v_{max,Fmax}	m/s	63	125	369
I_{max}	A_{eff}	24,7	39,2	99,7
F_{nenn}	N	1225	1225	1225
v_{max,Fnenn}	m/s	176	297	805
I_{nenn}	A_{eff}	8	12,6	32,2
k_f	N/A	153	97	38
R_{P,20°}	Ω	3,7	1,5	0,2
L_P	mH	39,5	15,8	2,4
m_{Schlitten}	kg	50	50	50
r_{max}	m/s³	18675	30075	77567

Tabelle 1: Vergleich der Motordaten einer Baureihe und des möglichen Ruckes (Daten aus der Siemens Projektierungsunterlage)

Die Motoren haben identische äußere Abmessungen und gleichen sich auch in den Werten der Nenn- und Spitzenkraft. Im inneren Aufbau unterscheiden sie sich jedoch voneinander, was sich in ihren elektrischen Parametern zeigt. Je niedriger die Induktivitäts- und

Widerstandswerte sind, desto höher muss der Motorstrom sein, um die gleiche Vorschubkraft zu erzeugen (Unterschiede in der Kraftkonstante k_f). Die Motorbaureihe fand Verwendung in einem der Versuchsstände, die im Laufe des Projektes entstanden sind. Auf der Grundlage der Eigenschaften des genannten Impulskopplungsprüfstandes erfolgt in der Tabelle 1 ein Vergleich des theoretisch möglichen Ruckes des freibeweglichen Vorschubschlittens aus dem Stillstand heraus. Die Motoren werden an einem geeigneten Siemens Leistungsmodul mit einer Zwischenkreisspannung von 600 V betrieben. Die angegebenen Ruckwerte sind Effektivwerte und ergeben sich unter der Maßgabe, dass sich der Motor unbelastet im Stillstand befindet.

Auf Grund des Motorprinzips wirken beim klassischen Aufbau von Direktantrieben die Vorschubkräfte und Kraftanstiegsgeschwindigkeiten als Reaktionskräfte direkt auf das Maschinengestell und regen dieses zum Schwingen an. In Abhängigkeit vom Kraftanstieg und vom Energieeintrag werden die dem Gestell eigenen Nachgiebigkeiten durch das Lagemesssystem erfasst, in die Regelkreise eingespeist und ggf. verstärkt. Um Resonanzerscheinungen zu vermeiden, werden steuerungstechnisch Ruckbegrenzungen in Form von Filtern aktiviert.

Um die genannten Effekte qualitativ abzuschätzen, wurden Untersuchungen am Linearmotorenversuchsstand durchgeführt. Eine Motorseite war fest mit dem Maschinengestell verbunden und die auf die tragende Struktur des Versuchsstandes wirkenden Beschleunigungen wurden während eines Positioniervorganges ermittelt. Die Vorschubeinheit wurde mit der achsspezifischen Ruckbegrenzung (achsspezifischer Glättungsfilter) zwischen 0 ms (keine Begrenzung) und 12 ms bewegt.

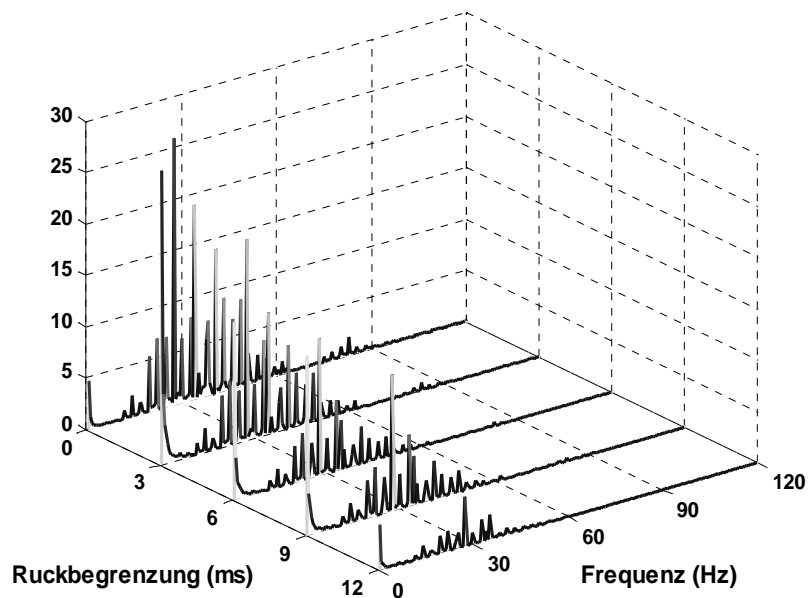


Abbildung 5: Frequenzspektren der Beschleunigung bei verschiedenen Ruckbegrenzungen

Mit den in Abbildung 5 dargestellten Frequenzspektren konnte nachgewiesen werden, dass sich mit steigender Ruckbegrenzung (hier Maximalwert 12 ms) die Anregung des Maschinengestells verringert. Allerdings wirkt sich diese Ruckbegrenzung negativ auf die Dynamik des Vorschubschlittens aus, wie dies in Abbildung 4 zu sehen ist.

Um einen gewollt hohen Ruckwert im Antrieb zuzulassen, aber dessen Rückwirkung nicht auf das Maschinengestell zu übertragen, muss ein zusätzliches Feder-Dämpfer-Element zwischen die Reaktionsseite des Direktantriebes und des Gestells integriert werden. Dabei ist folgendes zu beachten:

- a) Die Federsteifigkeit der Entkoppelglieder wird bestimmt durch die notwendige Eigenfrequenz des Entkoppelgliedes, wobei dies unter Beachtung der möglichen Auslenkung des Reaktionsteiles, der maximal wirkenden Motorkraft (bzw. des Motormomentes) und der auszulenkenen Masse auszuführen ist.
- b) Die über die Elemente zu realisierende Dämpfungskonstante wird entsprechend der gewählten Auslegungsvariante (Tiefpass- oder Tilgerfunktion) dimensioniert. Im Projekt wurden die Entkoppelglieder auf ein Tiefpassverhalten abgestimmt.
- c) Die Eigenkreisfrequenz des Entkoppelgliedes sollte entweder einen genügend großen Abstand zur ersten kritischen Eigenkreisfrequenz des tragenden Systems besitzen (Tiefpass) oder auf Grund der Phasenverschiebung die Auslenkung minimieren (Tilger). Bei beiden Dimensionierungsvarianten ist darauf zu achten, dass die Resonanzüberhöhung so gering wie möglich gehalten wird.
- d) Die Relativgeschwindigkeit zwischen den beiden Motorteilen wird bestimmt durch die beschleunigten Massen des Primär- und Sekundärteiles, die Auslenkung der Entkoppelglieder, die Federkonstante, die Dämpfung und durch die wirkende Motorkraft. Dabei ist die Motorkennlinie (Kraft - Geschwindigkeitskennlinie) zu beachten. Sie gibt an, bei welcher Geschwindigkeit – in unserem Fall bei welcher Relativgeschwindigkeit – die Motor-/ Umrichterkombination die Maximalkraft begrenzt. Außerdem sinkt mit steigender Geschwindigkeit die Ruckfähigkeit des Motors, da die Bewegungsinduktion in den Wicklungen eine Gegenspannung erzeugt und damit den Stromfluss begrenzt.
- e) Die permanente Belastung der Motoren wird bestimmt durch die am Aktor (beispielsweise einem Werkzeugschlitten) permanent wirkenden Gegenkräfte. Diese verursachen einen hohen Strom – Gleichanteil, welcher auch die Ruckfähigkeit des Systems begrenzt.
- f) Die notwendigen Motorkräfte werden bestimmt durch das vorgegebene Bewegungsprofil, die zu bewegenden Massen und die angreifenden Gegenkräfte. Sind diese drei Punkte nicht eindeutig zu bestimmen, führt eine Optimierung der Auslegung meist zu einer „worst case“ – Betrachtung, was sich im Einzelfall ungünstig auf die Entkoppelkomponenten und damit auf den erforderlichen Bauraum auswirken kann.

Es hat sich als sinnvoll erwiesen, dass zur Dimensionierung der Entkoppelglieder notwendige Minimalmodell mindestens als Zweimassenschwinger – wie in Abbildung 6 dargestellt – auszuführen. Als Erregerkraft wird die sich aus dem lagegeregelten Bewegungsvorgang ergebende Motorkraft berücksichtigt, welche durch das Führungsverhalten des geregelten Systems beschrieben wird. Bei der Berücksichtigung prozessbedingter Rückwirkungen, beispielsweise durch Stoßbelastungen auf den Vorschubschlitten, macht sich ein Dreimassenschwinger erforderlich, wobei die Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaften zwischen den Motorteilen durch die Parameter des geregelten Systems beschrieben werden. Die mechanischen Parameter der zu untersuchenden Struktur werden entweder aus den zu

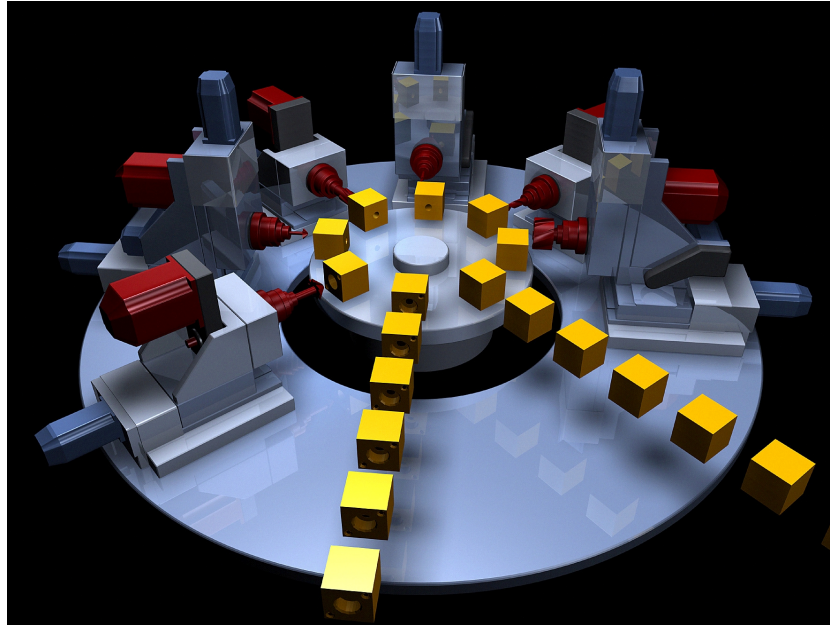


Abbildung 7: Prinzipieller Aufbau einer Rundtaktautomation

In Abhängigkeit der Baugröße, der Aufbau- und der Antriebsvariante bewegen sich die Taktzeiten der Rundtische, welche die zentrale Einheit der Rundtaktmaschinen bilden, zwischen 0,5 und 3,5 Sekunden. Diese Systeme werden konzipiert, um dreischichtig arbeiten zu können. Daher besteht der Trend, besonders wegen der begrenzten Verschleißfestigkeit mechanischer Übertragungselemente und den damit verbundenen Problemen bei der Reproduzierbarkeit der Positionierungen über einen längeren Zeitraum, den Rundtischantrieb durch eine Direktantriebslösung zu ersetzen. Erste diesbezügliche Erfahrungen konnte die Variomatic GmbH zum Projektbeginn für kleinere Rundtischkonstruktionen vorweisen. Das Potenzial, welches in diesem Vorschubprinzip steckt, wurde erkannt. Die erzielten Ergebnisse waren jedoch zum damaligen Zeitpunkt nicht zufrieden stellend. Die theoretisch machbaren Wechselzeiten wurden nicht erreicht.

Da man sich besonders bei größeren Baugrößen Vorteile gegenüber konventionellen Varianten versprach, wurde das Projektziel für die Variomatic GmbH mit der Integration eines impulsentkoppelten Torquemotors für eine große Rundtischkonstruktion festgelegt. Dabei bestand die Forderung der Positioniergenauigkeit von 5 – 10 μm an einem Teilkreisdurchmesser von 900 mm. Die Positionierzeit sollte nicht mehr als 1,0 Sekunden betragen und die Achse über eine CNC im Verbund mit einer virtuellen Kurvenscheibe angesteuert werden. Im weiteren Verlauf des Projektes sollte untersucht werden, ob die dynamische Steifigkeit des Antriebs ausreicht, um die geforderten Genauigkeiten am Werkstück ohne eine gesonderte Klemmung der Achse einzuhalten. Jedoch führten eine Reihe von technischen Problemen bei den Lieferanten sowie wirtschaftliche Engpässe bei der Variomatic GmbH zu Verzögerungen, weshalb man letztlich eine kleinere Bauform realisierte. Hier bestand das Ziel darin, die Positionierzeit unter 0,2 Sekunden zu realisieren. Mit der kleineren Bauform wurden bisher Positionierzeiten um 0,5 Sekunden erreicht. Allerdings war das allgemeine Verhalten des Systems nicht zufrieden stellend, was an dem unruhigen Stromverlauf in Abbildung 8 zu erkennen ist. Dabei wirkte auf das Maschinengestell nur ein Ruck von rund 2100 rad/s^3 . Ein für diesen Torquemotor durchaus realistischer Motorruck von 14300 rad/s^3 würde die Positionierzeit auf rund 0,25 Sekunden verringern. Allerdings besteht dabei die Gefahr, dass die Regelung das Messsystemrauschen weiter verstärkt und sich das System aufschwingt.

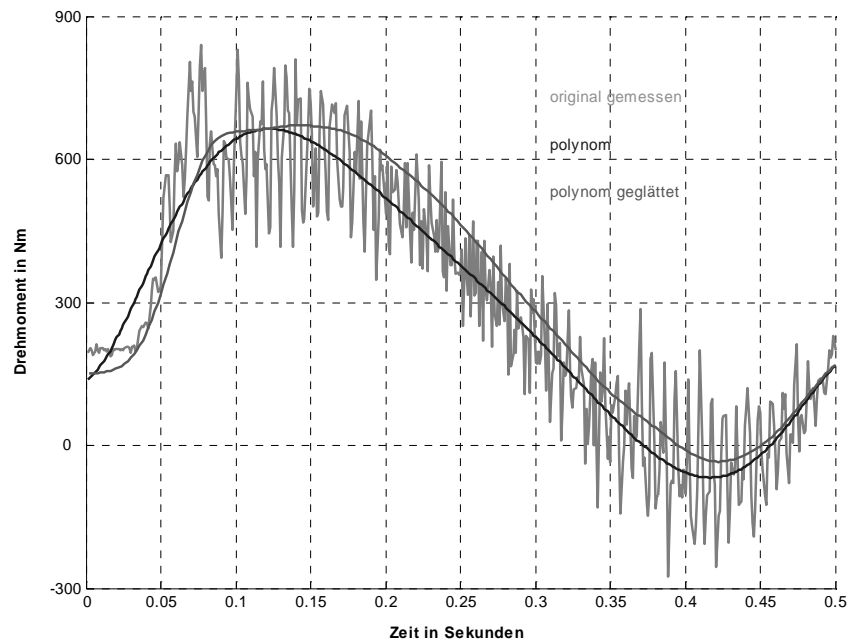


Abbildung 8: Gemessener Drehmomentverlauf beim 30° Positioniervorgang

Trumpf Sachsen GmbH:



Abbildung 9: TRUMPF Laserschneidanlage vom Typ HSL 2502 C

Eines der Kernprodukte der Trumpf Sachsen GmbH in der Trumpf Gruppe sind Laserschneidanlagen. Basis für die Untersuchungen im Projekt war die Laserschneidanlage vom Typ HSL 2502 C, wie sie in Abbildung 9 zu sehen ist. Diese Anlage ist mit einem CO₂-

Laser ausgestattet. Die Vorschubbewegung wird in Y-Richtung von 2 Linearmotoren getriebenen Vorschubachsen im Gantry-Verbund erzeugt. Für die X-Bewegung stehen zwei unabhängige Linearmotor getriebene Vorschubschlitten zur Verfügung, deren Primärteile ein gemeinsames Sekundärteil besitzen. Die Achsen können mit 20 m/s^2 beschleunigt werden und erreichen dabei im simultanen Betrieb Geschwindigkeiten von über 300 m/min. Die Anlage wird zum Hochgeschwindigkeitsschneiden im Dünnblechbereich eingesetzt.

Die technologischen Forderungen an die Maschinentechnik können beim Hochgeschwindigkeitslaserschneiden wie folgt spezifiziert werden:

- hohe Konturgenauigkeit ($< 5 \mu\text{m}$) bei Schnittgeschwindigkeiten zwischen 20 m/min und 30 m/min,
- hohe Geschwindigkeitskonstanz auf hohem Bahngeschwindigkeitsniveau zur Gewährleistung der Schnittqualität und
- permanenter Wechsel zwischen Bearbeitungs- und Positionierbewegungen (kurze Bearbeitungssätze, längere Positionierbewegung – Minimierung von Haupt- und Nebenzeiten).

Auf Grund der technologischen Forderungen kommt es zu permanenten Geschwindigkeitswechseln, die eine hohe Beschleunigung und eine hohe Beschleunigungsänderung bedingen. Diese wiederum wirken über das zum Schwingen angeregte Gestell auf die Messsysteme zurück und begrenzen die Dynamik der Direktantriebe.

Zur Abschätzung des Einflusses des steuerungsseitig zugelassenen Ruckes auf das Maschinenverhalten wurden die Ruckparameter variiert. Bedingt durch den Gesamtaufbau der Laserschneidanlage (Gantrybauweise mit fahrendem Querträger) und den damit verbundenen dynamischen Eigenschaften werden sowohl die Motoren der X-Achsen wie auch die Motoren der Y-Achsen ruckbegrenzt betrieben. Die X-Achsen könnten im Vergleich zu den Y-Achsen mit einem deutlich höheren Ruck als der eingestellten Begrenzung gefahren werden, was allerdings der Einfluss der Ruckbegrenzung auf die Konturgenauigkeit bei synchronen Verfahrbewegungen verbietet. Die Messungen hinsichtlich des Einflusses der Ruckbegrenzung auf die Bearbeitungsgeschwindigkeit anhand konkreter Konturen haben die anfangs aufgezeigten Zusammenhänge bestätigt. Auch bei den programmierten Schnittgeometrien hat die Verringerung der Ruckbegrenzung (größerer Einstellwert in den Motorparametern) zu einer Verkürzung der Bearbeitungszeit geführt. Allerdings waren während der Tests mit verringerter Ruckbegrenzung auch die erhöhten mechanischen Belastungen der Anlage zu erkennen. Die verstärkte Schwingungsanregung äußerte sich in einem unruhigeren Schnittbild und in der Anhebung des Lärmpegels. Im Ergebnis dieser Voruntersuchungen wurde bestätigt, dass aus technologischer Sicht ein höherer Achsruck anzustreben ist, die schwächste Achse aber den einstellbaren Ruckgrenzwert definiert.

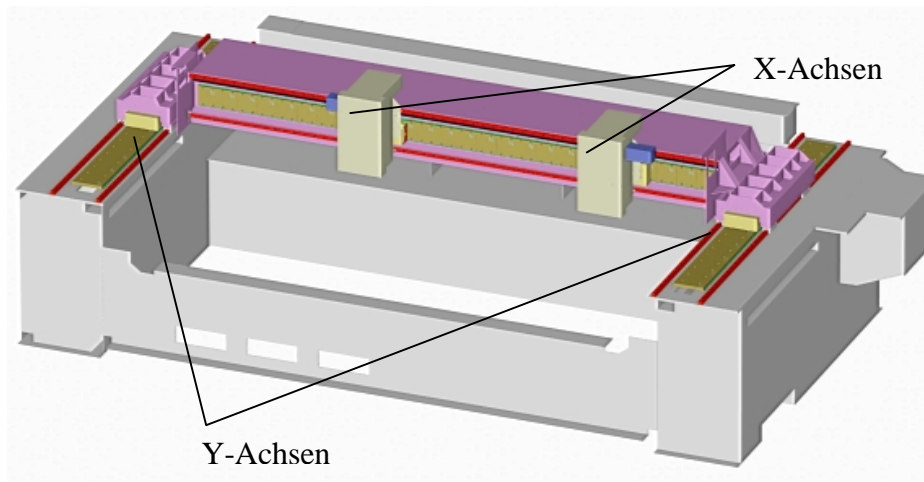


Abbildung 10: Prinzipieller Achsaufbau der Laserschweißanlage TRUMPF HSL 2502 C

Nachdem man sich aus Kostengründen gegen die Integration der Impulskopplung in die X-Achse entschieden hat, galt es Lösungen zu entwickeln, welche die Integration von Entkoppelelementen in die Y-Achsen ermöglicht. Wie in Abbildung 10 zu erkennen ist, sind die Unterkonstruktionen der Y-Achse sehr massiv ausgeführt. Bei einem Eingriff in die Seitenwangen ist zu beachten, dass die Gesamtkonstruktion nicht geschwächt wird.

Lernstatt Automatisierungstechnik GmbH:

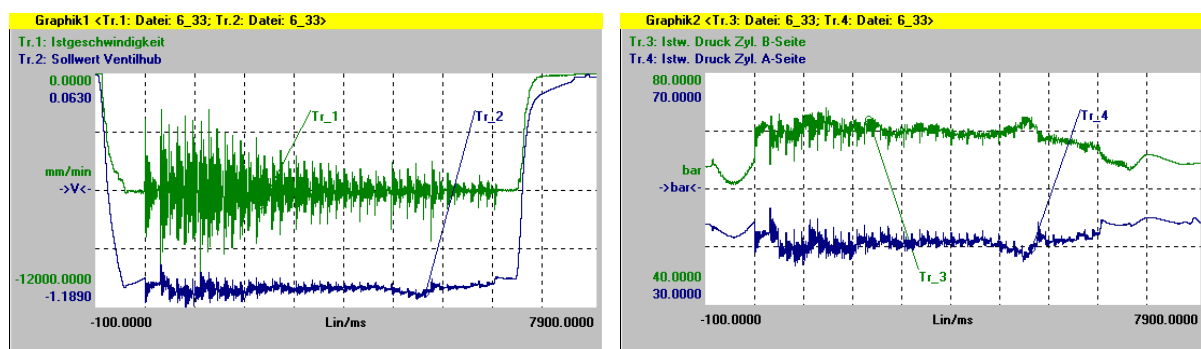


Abbildung 11: LERNSTATT Räummaschine zur Herstellung von Zahnrädern

Die Lernstatt Automatisierungstechnik GmbH verband als Hersteller von Werkzeug- und Sondermaschinen die Kompetenzen zur Entwicklung von Sonderlösungen unter dem finanziellen Aspekt von Serienprodukten in einem Haus. Die breite Produktpalette war Zeugnis dessen. Zu Projektbeginn hat die Lernstatt GmbH die in Abbildung 11 dargestellte

Räummaschine zur Herstellung von Zahnrädern mit hoher Genauigkeit vorgestellt. Die Maschine realisiert einen Bearbeitungsvorschub von 25m/min bei einer maximalen Vorschubkraft von 200kN. Die Bearbeitungstechnologie verlangt eine hohe Geschwindigkeitskonstanz trotz des werkzeugbedingten unterbrochenen Schnittes. Bei jedem neuen Zahnengriff erfährt die Vorschubachse eine stoßartige Gegenkraft, die zu Schwankungen im Geschwindigkeitsprofil führen. Dieser Wechsel im Geschwindigkeitsprofil beeinflusst zum einen die Standzeit des Werkzeuges und zum anderen die erreichbare Qualität am Werkstück.

Auf Grund der regelungstechnischen Grenzen, die auf das hydraulische Antriebsprinzip zurückzuführen sind, wird die akzeptierte Geschwindigkeitstoleranz von $< 10\%$ nicht immer eingehalten, vgl. Abbildung 12. Da vor allem mit niederinduktiven Direktantrieben sehr kurze Kraftanstiegszeiten erreicht werden, sollte untersucht werden, in wieweit sich Linearmotoren als Vorschubantrieb für dieses technologische Verfahren eignen und welche Konstruktionslösung dabei Erfolg versprechend ist. Die geforderten hohen Kraftänderungen mussten in jedem Fall von der Maschine fern gehalten werden, womit sich die Notwendigkeit der Entkopplung erklärt.



a) Geschwindigkeitsprofil

b) Druck- bzw. Kraftprofil

Abbildung 12: Resultierendes Kraft- und Geschwindigkeitsprofil beim Räumen

Da die Lernstatt Automatisierungstechnik GmbH im Jahre 2002 Insolvenz anmelden musste und damit aus dem Projekt ausschied, konnte dieses Problem nicht weiter verfolgt werden.

1.4.3 Kenngrößendefinition, Störgrößenbetrachtung

Das Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik Chemnitz hatte sich im Projekt zum Ziel gesetzt, gemeinsam mit der Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG die theoretischen Grundlagen für die Analyse, Berechnung und Dimensionierung von Elementen zur Entkopplung von Direktantrieben zu schaffen. Dazu wurden für prinzipielle Achsaufbauten (Einachsananordnungen) Ersatzmodelle gebildet und zur Berechnung der Parameter der Entkoppelelemente herangezogen. Die Kenngrößen der Ersatzmodelle wurden entweder aus Finite Element Modellen (FE) oder aus Ergebnissen experimenteller Modalanalysen ermittelt. Im Verlauf des Projektes wurden die FE-Modelle zur Beurteilung des Verbesserungspotenzials durch den Einsatz entkoppelter Direktantriebe weiter verwendet. Außerdem waren die Modelle auch die Basis für die gekoppelten Simulationen.

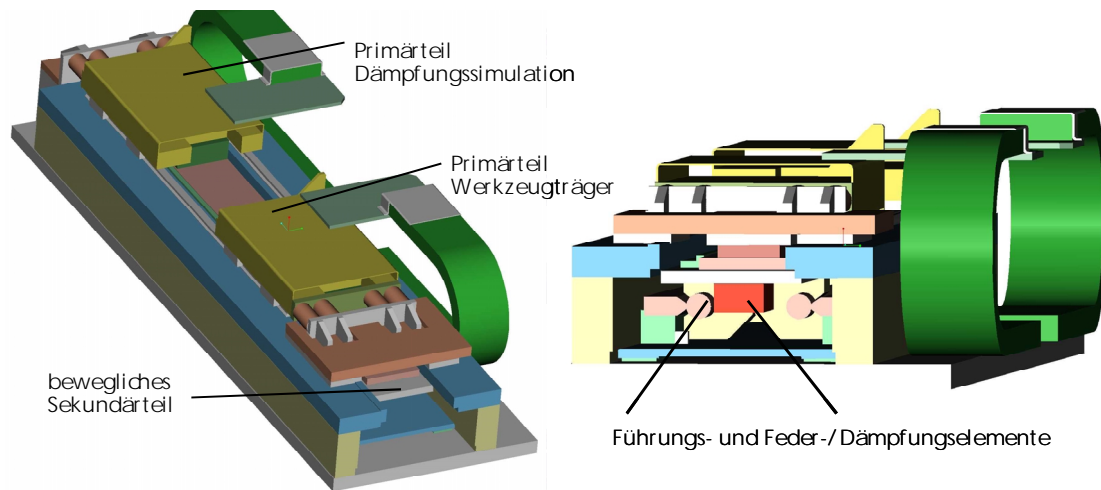


Abbildung 13: Modell eines Prüfstandes zur Untersuchung linearer Entkoppelmechanismen

Zur experimentellen Untersuchung des Funktionsprinzips impulsentkoppelter Linearmotoren und zur Analyse linearer Entkoppelprinzipien wurde in Kooperation mit Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG ein Linearmotorprüfstand – siehe Abbildung 13 – konzipiert, konstruiert und gebaut.

Mit Hilfe dieses Prüfstandes wurde die steuerungs- und regelungstechnische Umsetzung der Ansteuerung von Linearmotoren verifiziert, deren Primär- und Sekundärteil beweglich gelagert sind. Zur Ermittlung des Kommutierungswinkels wurden Hallsensoren mit geringer Auflösung eingesetzt, welche die Relativbewegung zwischen den Motorteilen erfasst haben. In einer anderen Anwendung kamen konventionelle Messsysteme zum Einsatz. Beide Messprinzipien konnten erfolgreich eingesetzt werden.

1.5 Entwurf, Konzeption und Konstruktion

Variomatic GmbH:

Für eine prinzipielle Abschätzung der Parameter der Entkoppelglieder und damit des zu realisierenden Bewegungsverhaltens des Reaktionsgliedes wurden die ersten Konstruktionsentwürfe herangezogen.

$$\underline{J}_M \cdot \ddot{\varphi} + \underline{B}_M \cdot \dot{\varphi} + \underline{C}_M \cdot \varphi + \underline{M}_R = M_{Motor}$$

Die durchgeführten Berechnungen erfolgten anhand der dargestellten vereinfachten Bewegungsgleichung für kleine Drehbewegungen und der bekannten kaskadierten Reglerstruktur und Regelparameter. Außerdem wurden Untersuchungen zum Zeit- und Momentbedarf bei der Ansteuerung des Motors nach unterschiedlichen Bewegungsgesetzen durchgeführt, da der Rundtisch im Verbund mit einer virtuellen Kurvenscheibe arbeiten soll. Im Ergebnis konnte erwartungsgemäß nachgewiesen werden, dass je höher der Ruckwert bei kurzen Bewegungszyklen ist, desto kürzer sind auch die resultierenden Positionierzeiten. Mit der Positionierung nach dem Bewegungsgesetz 8. Potenz wird theoretisch eine Positionierzeit von ca. 160 ms erreicht.

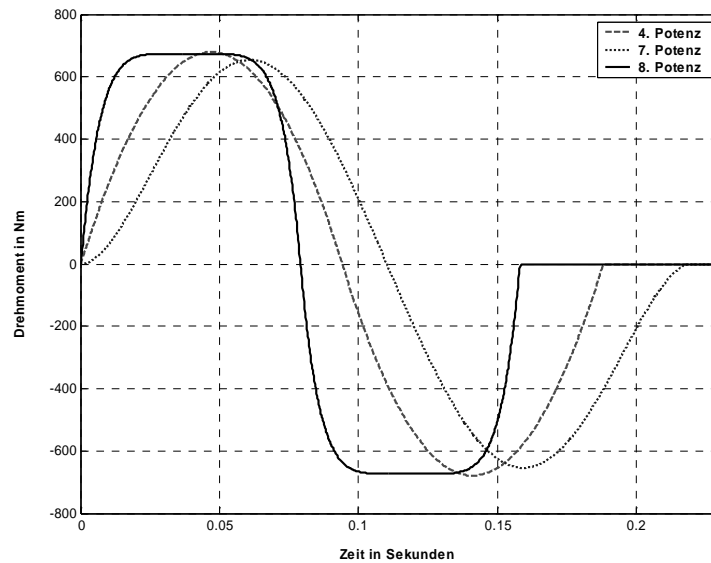
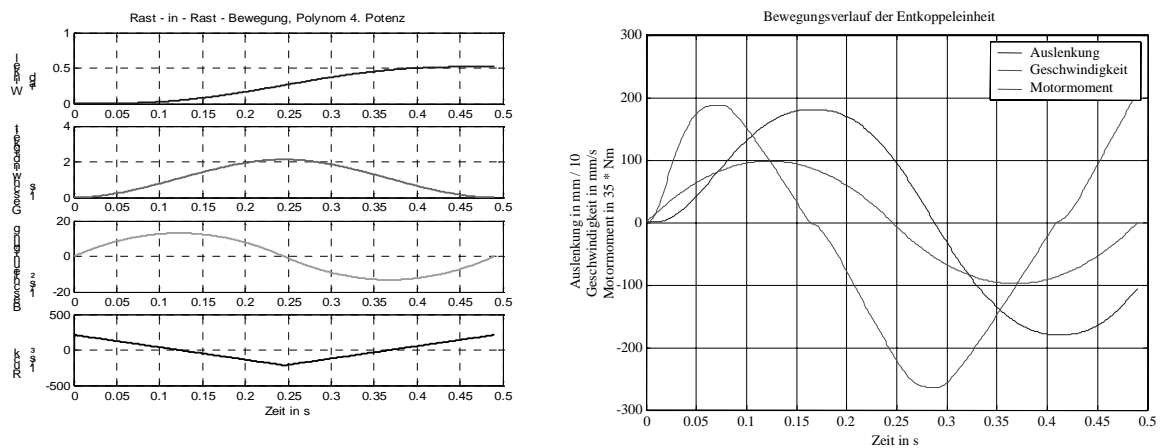


Abbildung 14: Vergleich des Drehmomentverlaufes verschiedener Bewegungsprofile für die 30° Positionierung

Die bestehende Rundtischkonstruktion musste grundlegend geändert werden, da eine Relativbewegung zwischen dem Reaktionsteil des Motors und dem Maschinenbett realisiert werden musste. Aufbauend auf den ersten Konstruktionsentwürfen wurde ein FE-Modell erstellt, welches für die weiteren Analysen genutzt werden sollte. Die Eigenschaftsanalyse zeigte deutliche Schwachstellen, so dass die Konstruktion entsprechend modifiziert werden musste.



a) Theoretische Bewegungsvorgabe

b) Bewegungsverlauf der Entkoppeleinheit

Abbildung 15: Erste Abschätzung der Bewegungsverläufe am Rundtisch

Anhand der überarbeiteten Version der Rundtischkonstruktion wurde das Verhalten des Rundtisches mit und ohne Impulskopplung untersucht. Dazu wurde die Struktur mit dem errechneten Motormoment beaufschlagt und das Nachgiebigkeitsverhalten zwischen dem Reaktionsteil des Motors – in diesem Fall das Primärteil - und einem ausgewählten Messpunkt ausgewertet. Der Messpunkt entspricht dem Messkopf des Lagemesssystems des

Rotors zum Gestell (Weltkoordinaten). Systemschwingungen werden an dieser Stelle durch das Messsystem erfasst und begrenzen die erreichbaren Verstärkungsfaktoren in den Regelkreisen.

Eine erste Abschätzung von Bewegungsverläufen entsprechend Abbildung 15 machte deutlich, dass die Entkopplungseinheit eine größere Auslenkung erfährt. Diese Auslenkung entspricht dem Kommutierungswinkelfehler (oder auch Rotorlagefehler), der sich bei der Beschleunigung einstellen würde. Ein Winkelfehler von 10 Grad elektrisch wird allgemein als Grenzwert angegeben, ohne nennenswerte Vorschubkraftverluste zu erfahren. Die Beziehung

$$\delta_{el} = p \cdot \delta_{mech}$$

definiert den linearen Zusammenhang zwischen elektrischem und mechanischem Verdrehwinkel in Abhängigkeit von der Polpaarzahl p . Bei einem ermittelten maximalen Schwenkwinkel $\chi(\max)$ von ± 5 Grad (δ_{mech}) und einer Polpaarzahl von 49 ergibt sich ein Rotorlagefehler von ± 245 Grad elektrisch. Dieser ist nicht mehr tolerierbar und würde zu einem massiven Fehlverhalten des Motors führen. Somit ist es absolut notwendig, die Rotorlageinformation über ein zweites Messsystem zu jedem Zeitpunkt nachzuführen.

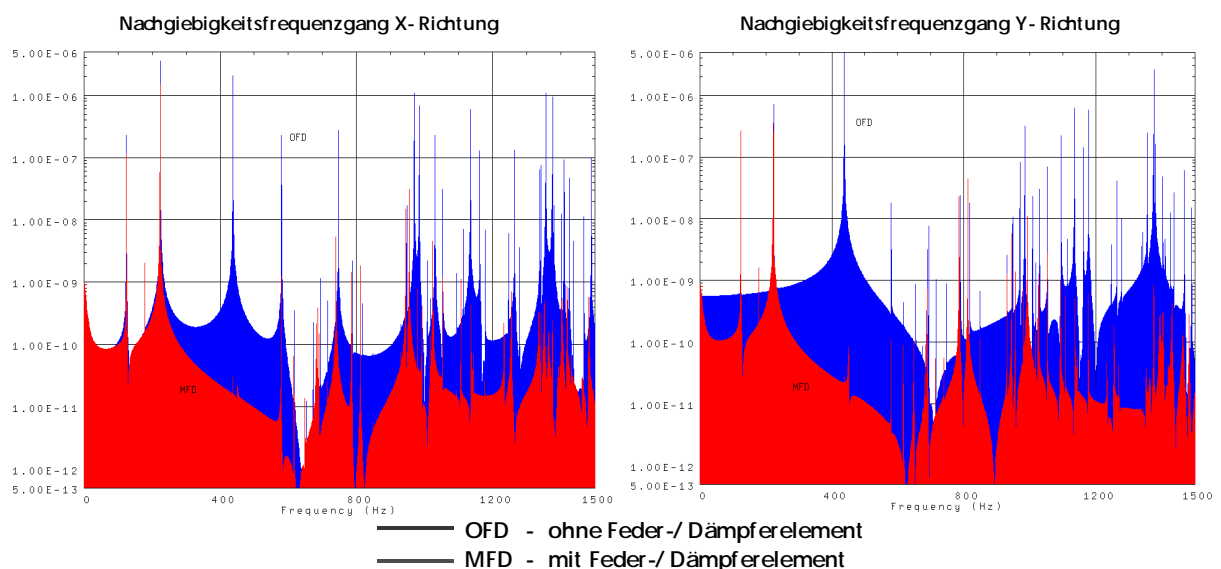


Abbildung 16: Nachgiebigkeitsfrequenzgänge der Rundtischeinheit in der Drehebene

Die in Abbildung 16 dargestellten Nachgiebigkeitsfrequenzgänge zeigen das Verhalten der Rundtischeinheit mit und ohne Entkoppelglied in der Drehebene. Es ist in beiden Richtungen zu erkennen, dass die Resonanzüberhöhungen der Struktur im entkoppelten Fall deutlich niedriger sind. Außerdem ist die gewollte Tiefpassfunktion des Entkoppelgliedes an der Absenkung der Nachgiebigkeiten oberhalb der dimensionierten Grenzfrequenz nachgewiesen.

Damit waren die Untersuchungen im Frequenzbereich abgeschlossen. Die weiteren Analysen untersuchten das Verhalten im Zeitbereich.

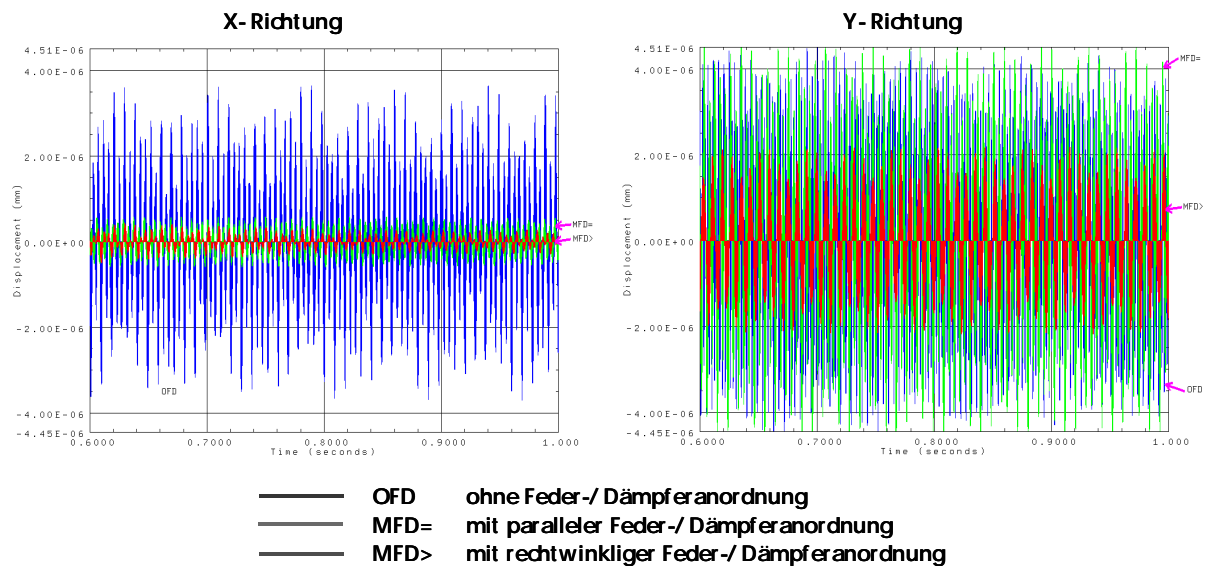


Abbildung 17: Ausschwingverhalten der Rundtischeinheit in der Drehebene

Auf Grund der engen Platzverhältnisse unterhalb der Rundtischkonstruktion gab es einige Schwierigkeiten, Feder- und Dämpfungselemente zu finden, welche die geforderten Feder- und Dämpfungskennwerte erfüllen und dabei konstruktiv in die bestehenden Bauraumgrenzen zu integrieren sind. Aus diesem Grund gab es mehrere Konstruktionsentwürfe. Prinzipiell wurden drei Entkoppelvarianten untersucht:

- die parallele Anordnung der Elemente,
- die rechtwinklige Anordnung der Elemente und
- die Anordnung im Winkel von 45° zueinander.

Anhand der Amplituden bei der transienten Analyse in Abbildung 17 ist nachweisbar, dass die dargestellten Messungen mit entkoppeltem Direktantrieb geringere Rauschamplituden zeigen als mit starrer Verbindung. Im direkten Vergleich der Anordnungen kann festgestellt werden, dass hinsichtlich der Rauschamplituden die rechtwinklige Anordnung zu bevorzugen ist. Anhand der Konstruktion der Entkoppelelemente am Rundtisch ist erkennbar, dass die Feder-/ Dämpferelemente nicht tangential am Anlenkpunkt der Entkoppelplatte angreifen. Neben den erhöhten Federkräften, die bei der Dimensionierung der Tangentialkräfte beachtet werden müssen, ergeben sich auch zusätzliche Querkräfte. Diese bewirken eine Verschiebung der Entkoppeleinheit in der Drehebene, die durch ein zusätzliches Lager abgestützt werden muss. Anderenfalls verklemmt sich auf Grund der geringen Toleranzen zwischen Primär- und Sekundärteil des Torquemotors die Entkoppeleinheit mit dem Drehtisch. Bei der Wahl des Radiallagers sollte auf einen niedrigen Reibkoeffizienten der Lagerpaarung geachtet werden, so dass die Lagerung nicht die Entkopplung beeinflusst.

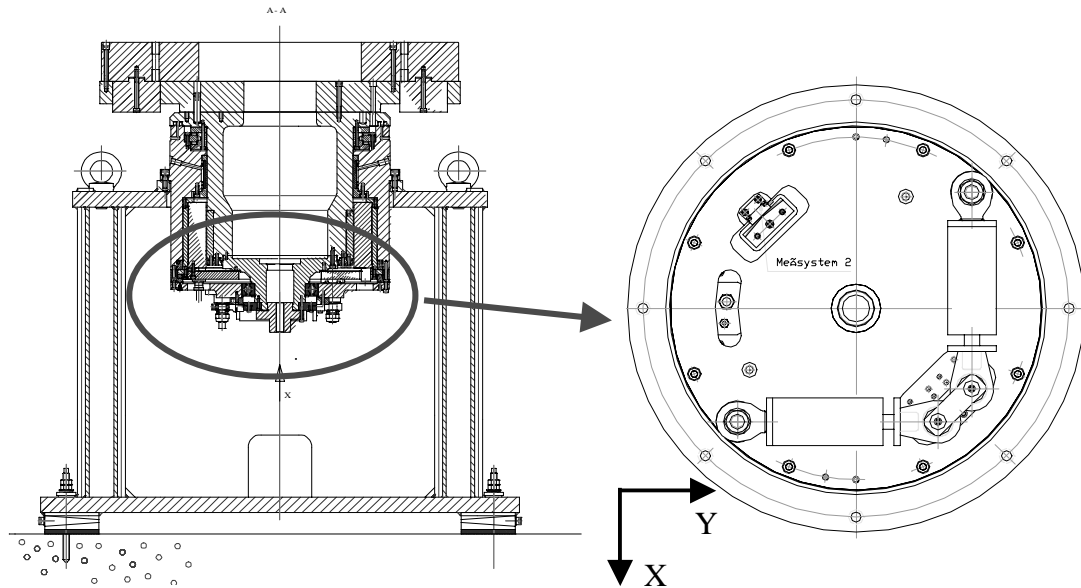


Abbildung 18: Prinzipielle Anordnung der Entkoppelelemente am Rundtisch

In den Diagrammen in Abbildung 19 werden die Verschiebungen am Messkopf während des Positioniervorganges ausgewertet. Dabei wurden die Steifigkeit C_M um bis zu 20% erhöht und die Dämpfung B_M um bis zu 50% verringert.

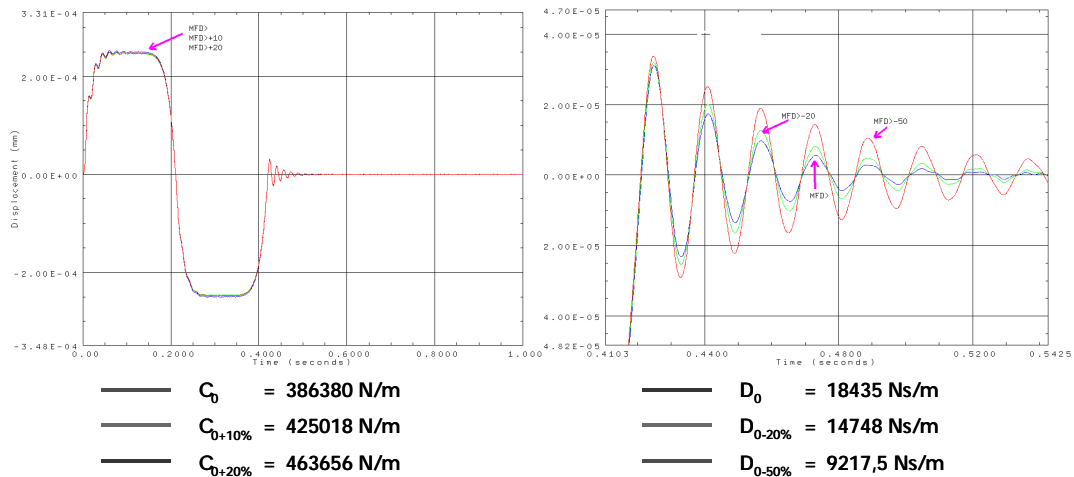


Abbildung 19: Vergleich der Verschiebungen bei veränderten Feder- und Dämpfungskennwerten

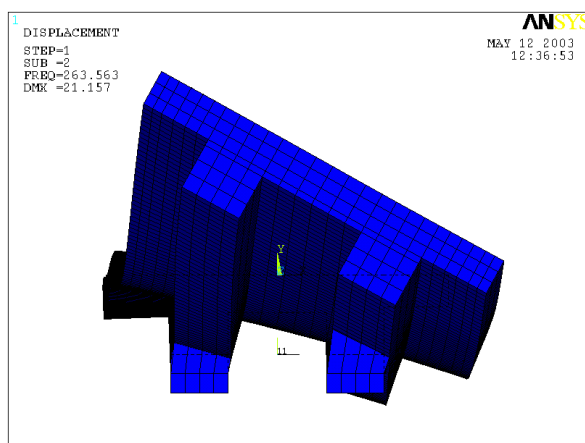
Da es sich um eine Federkombination handelt, beziehen sich die angegebenen Feder- und Dämpfungskonstanten auf die resultierenden Kennwerte. Das in Abbildung 19 a dargestellte Diagramm zeigt die Verschiebung des Messpunktes bei Variation der Steifigkeit. Eine Erhöhung der Steifigkeit wirkt sich nur minimal auf die zu erwartende Verschiebung am Messkopf aus. Die Graphen sind nahezu deckungsgleich, Unterschiede sind nur anhand der wechselnden Farbschattierung zu erkennen. In Abbildung 19 b ist das Ausschwingverhalten bei unterschiedlichen Dämpfungskonstanten dargestellt. Die Dämpfungswerte wurden um 20% und um 50% gegenüber dem Optimum kleiner. Anhand der Verlängerung der

Abklingkurven ist die Wirkung der geringeren Dämpfung zu erkennen. Die Untersuchung der Nachgiebigkeitsfrequenzgänge hat aber ergeben, dass die Entkopplung dennoch wirksam ist. Dadurch kann das System als robust eingeschätzt werden.

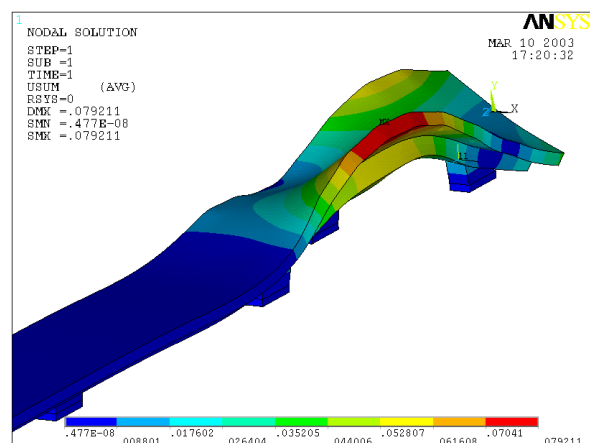
Trumpf Sachsen GmbH:

Um die Entkoppelglieder hier integrieren zu können, müssen die Mineralgusselemente unterhalb der Sekundärteile der Y-Motoren aufgebrochen und entsprechende Führungs- und Feder- und Dämpfungselemente eingepasst werden. Bei der Erarbeitung eines Konstruktionsentwurfes wurde den folgenden Kriterien besondere Beachtung geschenkt:

- Grenzfrequenz des Entkoppelgliedes zwischen 3 Hz und 6 Hz,
- Minimierung der Durchbiegung des Sekundärteilträgers,
- Erste Eigenfrequenz des Sekundärteilträgers größer 250 Hz und
- Minimierung der Führungselemente (ein oder zwei Führungsschienen; 5, 6 oder 7 Führungsschuhe).



a) erste Eigenfrequenz bei 264 Hz



b) Nachgiebigkeit bei rund 80 µm

Abbildung 20: Nachgiebigkeit und erste Eigenfrequenz des ausgewählten Sekundärteilträgers

Die FE-Berechnungen (siehe Abbildung 20) haben ergeben, dass der mechanische Aufbau mit nur einer Führungsschiene anfälliger gegen fertigungs- bzw. antriebsbedingte Querkräfte ist und daher die Doppelschienenlösung vorzuziehen ist. Bei einer angenommenen Flächenlast aufgrund der Anziehungskräfte des Linearmotors 1FN3450-4WC00 von 20.6 kN liegen die ermittelten Nachgiebigkeiten mit rund 80 µm wesentlich unterhalb der Toleranzvorgaben von 0,3 mm und die erste Eigenfrequenz wurde bei 264 Hz ermittelt. Damit ist auch aus Sicht der dynamischen Eigenschaften der Entkoppeleinheit die Zweischienenvariante zu favorisieren. Die unsymmetrische Anordnung der Führungsschuhe begründet sich in der auferlegten Minimierung des Bauraumes.

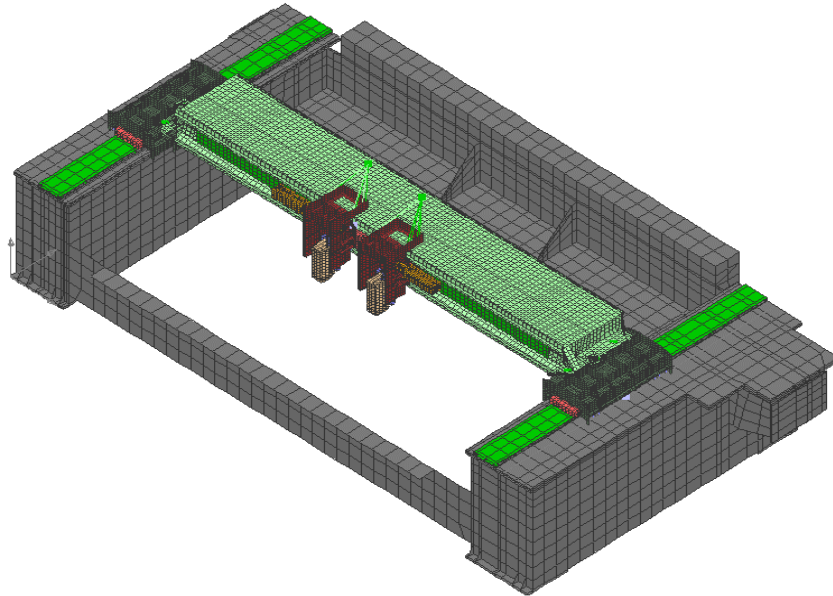


Abbildung 21: FE-Modell der Laserschneidanlage

Da die Maschine auch Gegenstand der Untersuchungen im Teilprojekt „Gekoppelte Simulation“ war, wurde ein FE-Modell der Maschine erstellt. Damit sollten die notwendigen Berechnungen durchgeführt werden, um die durch die Integration impulsentkoppelter Direktantriebe erreichten Verbesserungen des dynamischen Verhaltens der Gesamtanlage zu beurteilen. Das FE-Modell wurde durch die Ergebnisse der experimentellen Modalanalyse gestützt. Zur weiteren Untersuchung der Wirkung der Impulskopplung wurde das in Abbildung 21 dargestellte Modell dahingehend modifiziert, dass die Sekundärteile aus den Y-Trägern herausgeschnitten und in den Eigenschaften angepasste Entkoppelelemente integriert wurden.

ohne Impulskopplung

mit Impulskopplung

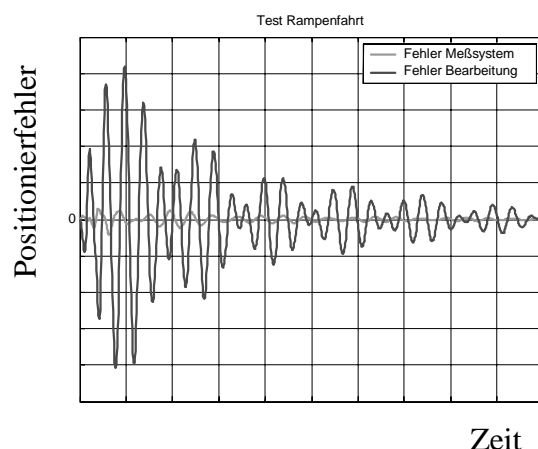
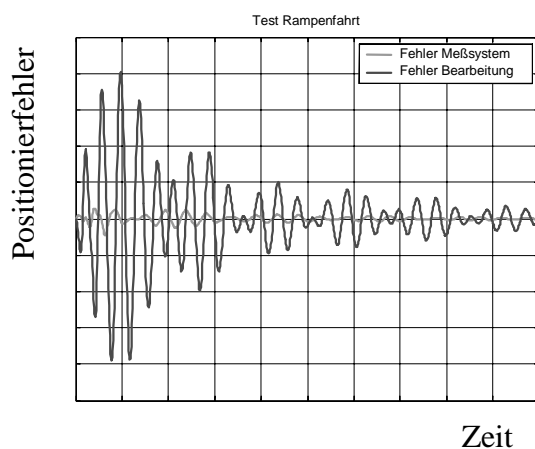


Abbildung 22: Positionierfehler bei Rampenfahrt ohne und mit Impulskopplung, gleiche Skalierung

Abbildung ist noch nicht freigegeben!!

Dabei wurde festgestellt, dass durch die Integration impulsentkoppelter Direktantriebe in die ausgewählten Achsen (Y-Achsen) keine Verbesserung des Bewegungsverhaltens erkennbar ist, **siehe Abbildung 22**. Die störenden Eigenfrequenzen werden in dieser Achsrichtung nicht beeinflusst. Dies war auch der Grund, warum die Trumpf Sachsen GmbH die weiteren Arbeiten eingestellt und sich aus dem Projekt zurückgezogen hat.

Fraunhofer Institut Werkzeugmaschinen und Umformtechnik Chemnitz:

Das Prüfstandskonzept des Linearmotorenprüfstandes bietet die Möglichkeit, Entkoppelelemente mit einem maximalen Durchmesser von 100 mm unterhalb des mittels Kugelumlaufschuhen beweglich gelagerten Sekundärteilsträgers zu testen. Entkoppelelemente größerer Bauform können seitlich am Sekundärteilträger befestigt werden.

Das erste Konzept sieht den Anschluss der folgenden Feder- und Dämpfungselemente als Entkoppelvarianten vor:

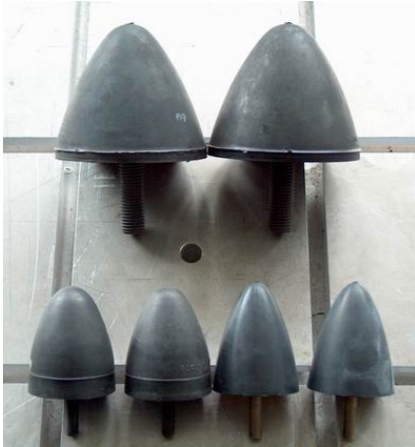
- Spiralfeder mit Wirbelstrombremse,
- Elastomere verschiedener Größen,
- festgebremster Motor (2. Primärteil),
- Silikonölfedern mit variabler Steifigkeit und Dämpfung und
- magnetorheologische Dämpfungselemente.

Im Projekt konnten nicht alle Varianten geprüft werden, so dass sich auf die Elastomere, die Silikonölfedern und die magnetorheologischen Dämpfungselemente konzentriert wurde.

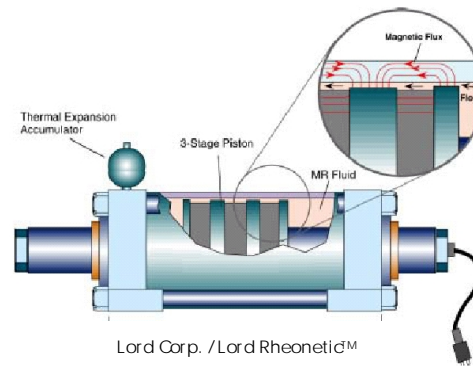
Außerdem kann der Linearprüfstand – wie in Abbildung 24 zu sehen - mit einer externen Kraft bzw. einem Kraftverlauf beaufschlagt werden, so dass der Einfluss von Prozesskräften untersucht werden kann. Der Prüfstand zur Prozesskraftherzeugung kann in Abhängigkeit der Erregerkraftamplitude Kraftverläufe im Frequenzbereich bis 80 Hz nachbilden. Dies ist für niederfrequente Bearbeitungstechnologien geeignet. Höherfrequente Erregungen – beispielsweise bei Hochgeschwindigkeitsbearbeitungen – können mit dieser Versuchsanordnung nicht realisiert werden.

Die bereits beschriebene Vorgehensweise zur Ermittlung des Verbesserungspotenzials durch die Integration von entkoppelt aufgebauten Direktantrieben wurde auch am Versuchsstand angewandt. Die FE-Modelle wurden anhand der Konstruktionszeichnungen aufgebaut. Die Entkoppelelemente wurden mit Hilfe eines geregelten Zweimassenschwingers dimensioniert. Die sich ergebenden Kennwerte wurden in das Finite Elemente Modell eingesetzt und die Nachgiebigkeitsfrequenzgänge für den entkoppelten und den nicht entkoppelten Fall berechnet. Die Nachgiebigkeitsverläufe sind in der nachfolgenden Abbildung 25 dargestellt.

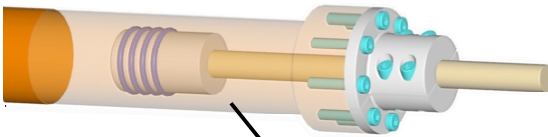
Anhand der Nachgiebigkeitsverläufe ist nachgewiesen, dass die Integration entkoppelter Linearantriebe eine Verbesserung des dynamischen Verhaltens des Versuchsstandes bewirkt. Nachgiebigkeiten oberhalb der Grenzfrequenz des Entkoppelgliedes werden durch die Tiefpasswirkung schwächer angeregt, so dass sich die Resonanzüberhöhung verringert.



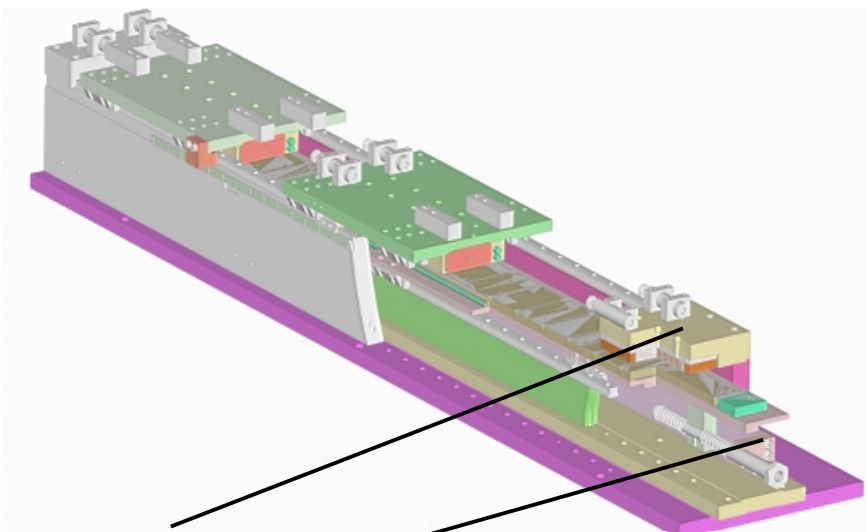
a) Elastomere - Federelemente



b) Magnetorheologischer Dämpfer



c) Silikonölfeder/-dämpfer



d) Wirbelstrombremse und Spiralfedern

Abbildung 23: Feder-/ Dämpfungselemente zur Entkopplung

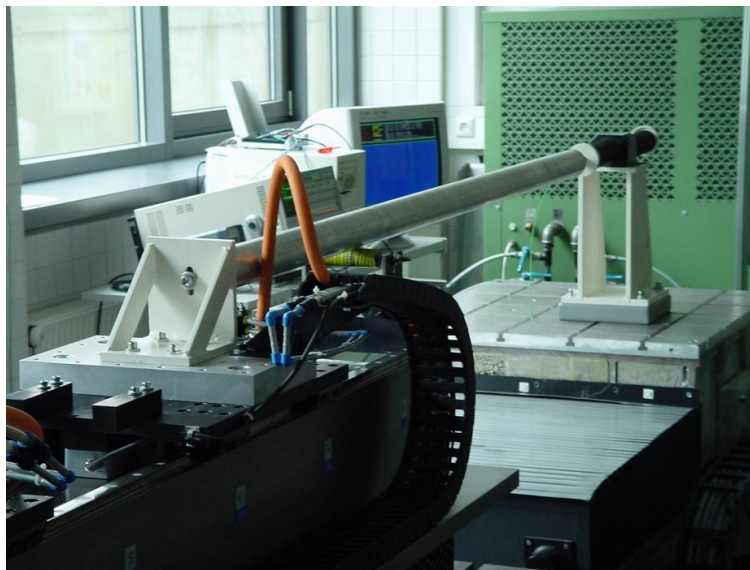
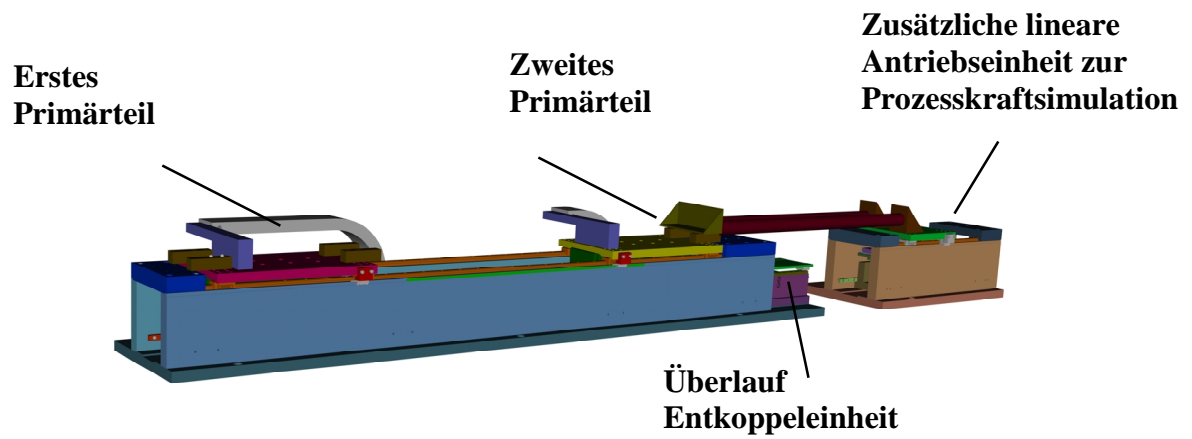


Abbildung 24: Kopplung von Vorschubeinheiten zur Prozesssimulation

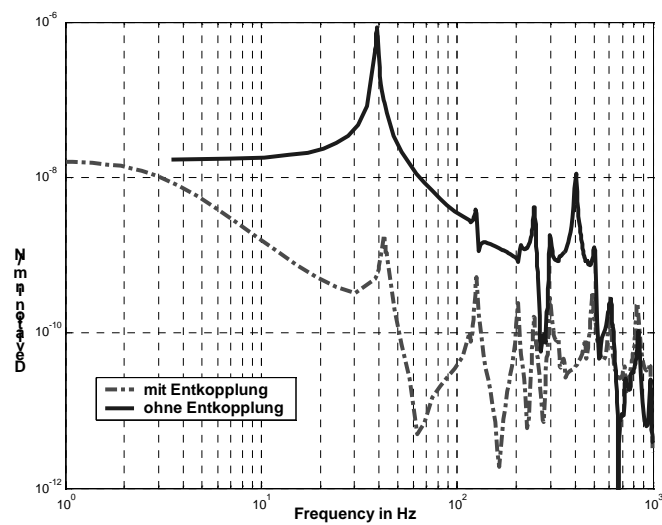
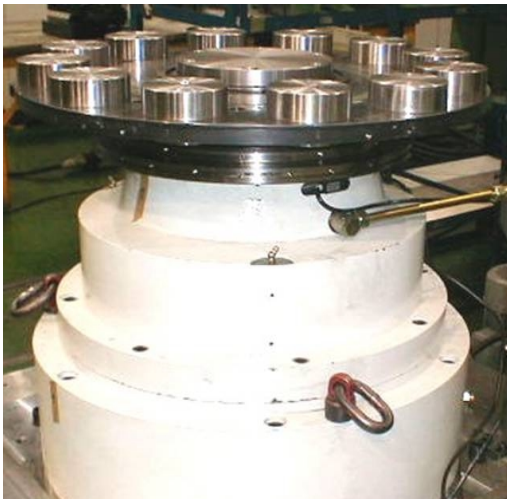


Abbildung 25: Nachgiebigkeitsfrequenzgang des Linearprüfstandes mit und ohne Entkopplung

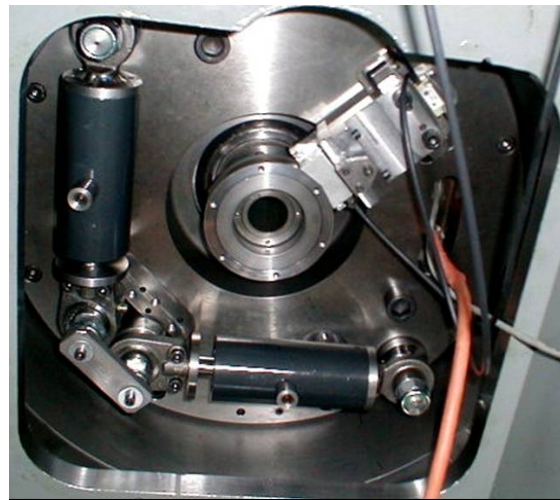
1.6 Achsaufbau, Praxistest, Optimierung

Variomatic GmbH:

Nachdem die Lernstatt Automatisierungstechnik GmbH und die Trumpf Sachsen GmbH aus dem Projekt aus wirtschaftlichen bzw. technischen Gründen ausschieden, hat die Variomatic GmbH die vorgestellte Rundtischkonstruktion mit entkoppeltem Direktantrieb umgesetzt (siehe Abbildung 26).



a) Versuchsstand Gesamtansicht



b) Entkoppelkonstruktion mit Silikonölfedern

Abbildung 26: Versuchsstand "Impulsentkoppelter Rundtisch" der Variomatic GmbH

Der in Abbildung 26a dargestellte Versuchsstand entspricht auf Grund der konstruktiven Randbedingungen in seinen äußeren Abmaßen dem direktangetriebenen Rundtisch für eine 500 mm Teiltischgröße mit einem maximalen Motormoment von 686 Nm. Die auf dem Tisch zu erkennenden zylinderförmigen Gewichte simulieren die sonst üblichen Spannelemente. Der Rundtisch hat außerdem eine hydraulische Bremse, die – falls notwendig – den Teiltisch für die Bearbeitung klemmt.

Das Entkoppelglied, bestehend aus dem Primärteil des Motors, der Mitnahmescheibe, Befestigungszapfen und Feder-/ Dämpferelementen, kann zu Testzwecken mittels Klemmbolzen starr mit dem äußeren Gestell verbunden werden. Die in Abbildung 26 b sichtbaren Feder-/ Dämpferelemente sind Silikonölfedern. Außerdem ist in dieser Darstellung das Relativmesssystem zur Erfassung der Lage zwischen den beiden Motorteilen zu erkennen, womit der Kommutierungswinkel permanent berechnet werden kann. Auf Grund der maximal zulässigen Auslenkung des Entkoppelgliedes von ± 5 grad würde die Bewegung des Motors ohne die Verarbeitung der Kommutierungsinformation Fehlkommütierungen und damit den Ausfall der Regelung zur Folge haben. Zusätzlich zu den erforderlichen Messsystemen wurde der Versuchsstand mit einem zusätzlichen Messsystem zu exakten Erfassung der Auslenkung ausgestattet. Dieses kann, sollte es eine steuerungstechnische Lösung geben, auch alternativ zur Erfassung und Berechnung des Kommutierungswinkels genutzt werden.

Bei der Auslegung des Rundtischsystems wurde für eine 30 grad Positionierung eine Positionierzeit von unter 200 Millisekunden anvisiert. Die in Abbildung 27 dargestellten Messverläufe belegen, dass dieses Ziel erreicht wurde. Für die Positionierung werden 160 Millisekunden benötigt. Die Gesamtzeit des Positionierens beträgt allerdings rund 0,5

Sekunden, da die Klemmzeiten der hydraulischen Bremse in Verbindung mit den Zykluszeiten der SPS die reinen Positionierzeiten des Motors verlängern. Das Arbeiten ohne zusätzliche Bremse würde die Prozessnebenzeiten mindestens halbieren.

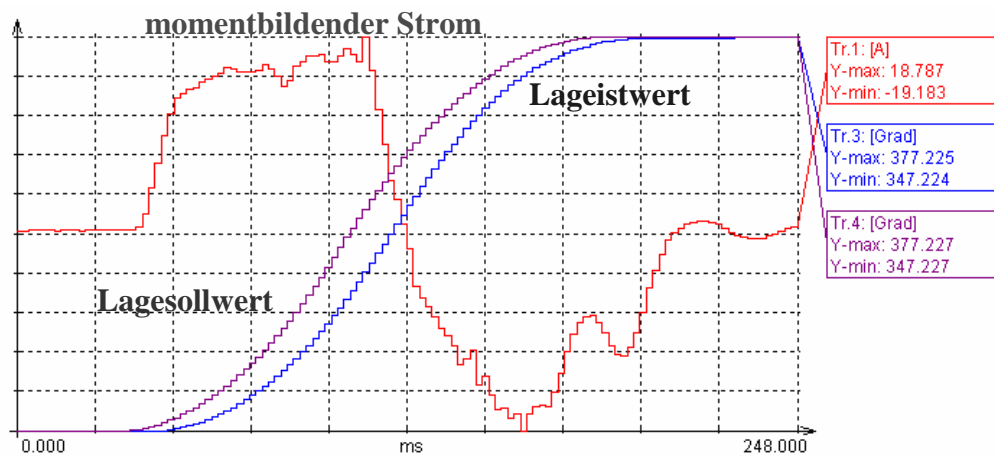


Abbildung 27: Gemessene 30 grad Positionierung

Bei der Inbetriebnahme des entkoppelt aufgebauten Torquemotors konnte die Proportionalverstärkung des Drehzahlregelkreises nahezu verdoppelt werden. Eine weitere Erhöhung der Verstärkung wurde durch das verwendete Messsystem begrenzt. Ob die erreichte Erhöhung der Drehzahlregelverstärkung die Störsteifigkeit des Rundtisches derart verbessert, dass eine Bearbeitung im ungeklemmten Zustand möglich ist, konnte im Rahmen des Projektes nicht durch Bearbeitungsversuche ermittelt werden. Diese Tests sollten beim Aufbau eines vergleichbaren Rundtaktautomaten durchgeführt werden.

Fraunhofer Institut Werkzeugmaschinen und Umformtechnik Chemnitz:

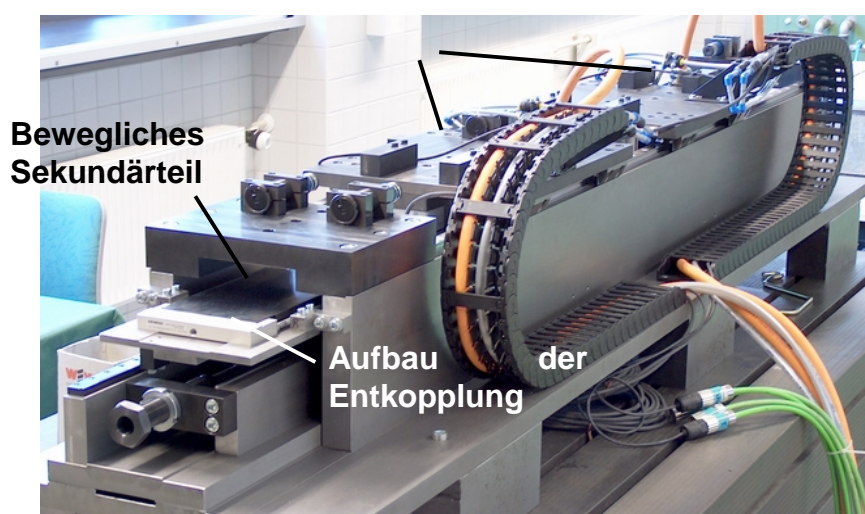


Abbildung 28: Impulskoppelter Linearprüfstand

Das Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik Chemnitz hat in enger Zusammenarbeit mit der Siemens Linear Motor Systems GmbH & Co. KG den in Abbildung 28 dargestellten Linearprüfstand zur Untersuchung entkoppelter Linearmotoren aufgebaut und in Betrieb genommen. Wie auch beim Versuchsstand der Variomatic GmbH fand eine spezielle Siemens Antriebssoftware Verwendung, welche die Informationen zur Kommutierung und zur Geschwindigkeitsregelung aus getrennten Messsystemen beziehen kann. Die Vorschubschlitten haben jeweils ein Gewicht von ca. 40 kg. Auf Grund des kurzen Verfahrweges von je 500 mm wurde die maximale Geschwindigkeit von rund 8 m/s auf 2 m/s begrenzt. Die Schlitten können mit maximal 60 m/s² beschleunigt werden, wobei eine Lageregelverstärkung von 667 s⁻¹ (40 (m/min)/mm) wirkt.

Die beiden Vorschubschlitten werden getrennt angesteuert, sind aber mechanisch über das gemeinsame Sekundärteil miteinander verbunden. Der entkoppelte Aufbau von Direktantrieben basiert auf dem Prinzip, die Reaktionsseite des Motors – hier das Sekundärteil – beweglich zu lagern. Da das Sekundärteil bei jeder Geschwindigkeitsänderung eines Vorschubschlittens ausgelenkt wird, ändert sich die Lage des Erregerfeldes zu den Motorwicklungen, was durch die feldorientierte Regelung basierend auf den Kommutierungsinformationen ausgeglichen wird. Durch die starken Anziehungskräfte der Permanentmagneten wirken bei Auslenkung des Sekundärteiles Kraftkomponenten in Vorschubrichtung auf das Primärteil. Diese Störkräfte können zur Auslenkung des Vorschubschlittens führen, wobei die Lageregelung dieser Verschiebung entgegenarbeitet. Um den Einfluss, der bei dieser Konstruktionsvariante auftritt, zu verdeutlichen, wurde die Lageregelkreisverstärkung eines Schlittens halbiert.

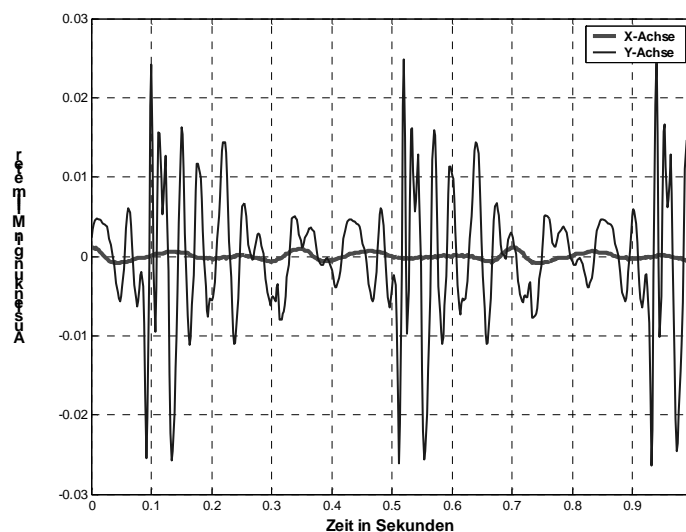


Abbildung 29: Lageabweichung im Stillstand durch die Rückwirkung der Magnetkräfte

Der in Abbildung 29 dargestellte Vergleich der resultierenden Auslenkung aus dem Stillstand belegt die Kraftwirkung, die über das Magnetfeld des Erregerfeldes auf die Primärteile zurückwirkt. Diese Auslenkung kann nur durch eine hohe Störsteifigkeit des Antriebssystems minimiert werden, welche über die elektrischen Eigenschaften des Motors und die Verstärkungsparameter der Regelkreise beeinflusst werden kann.

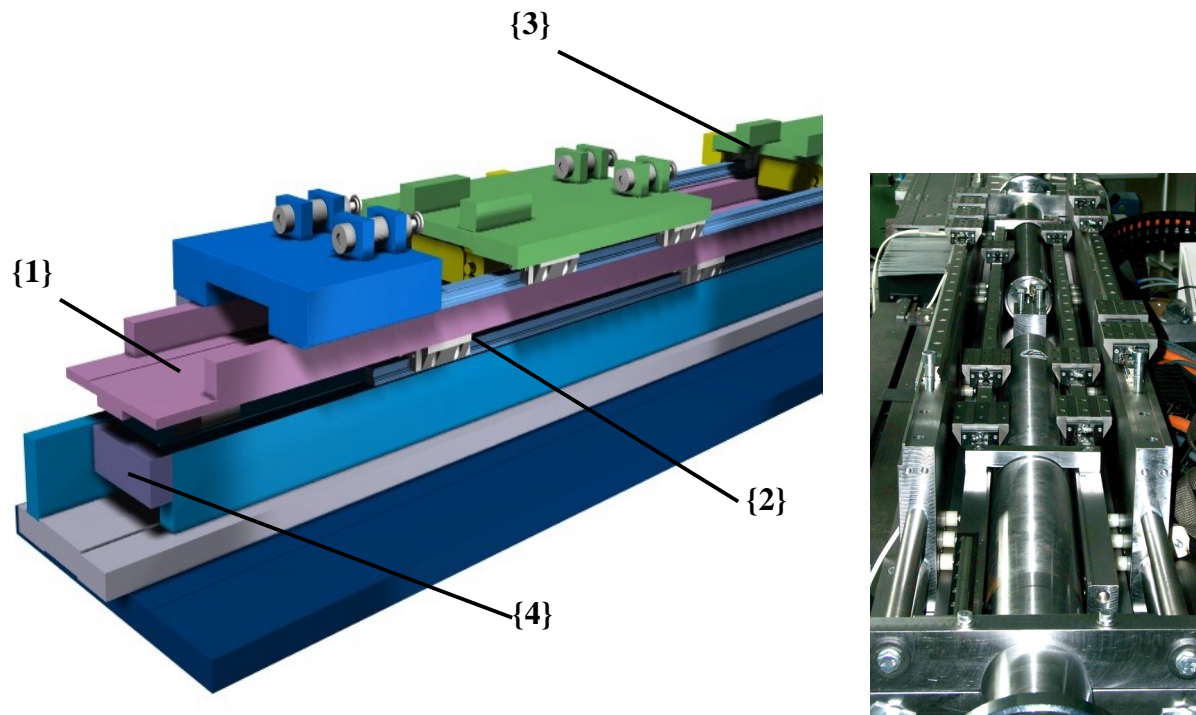


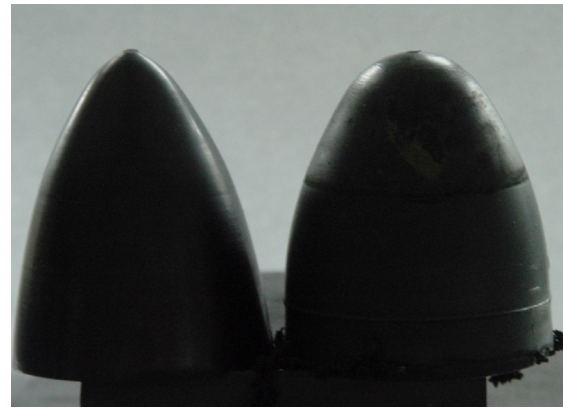
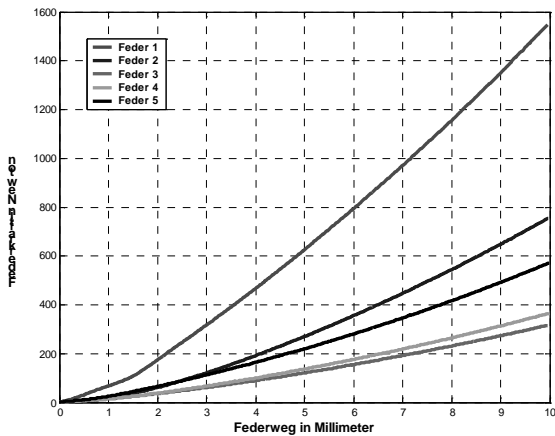
Abbildung 30: Prinzipielle konstruktive Lösung der Entkopplung von Direktantrieben

Die prinzipielle konstruktive Lösung der Entkopplung von Direktantrieben, vgl. Abbildung 30 besteht aus:

- der Trägerplatte, welche das Reaktionsteil des Motors aufnimmt (zum Maschinenbett zugewandte Motorseite) {1},
- den Führungselementen {2}, um den definierten Abstand zwischen den Motorteilen zu garantieren,
- einem Messsystem zur Erfassung der absoluten Lage der Motorteile zueinander {3} und
- den sogenannten Entkoppelementen {4}, welche zwischen der Trägerplatte und dem Maschinenbett integriert sind und eine federnde und dämpfende Funktion erfüllen müssen.

A) Elastomerefedern

Die konstruktiv einfachste und gleichzeitig preiswerteste Entkoppelvariante ist die Integration von Elastomerefedern. Am Linearprüfstand wurden zwei Federelemente in Mittellage des Sekundärschlittens eingebaut, so dass sich eine minimale Vorspannung um 0,5 – 1 mm ergab. Die Kennlinien zur Federsteifigkeit und zur Dämpfung lassen sich über die Werkstoffzusammensetzung und die geometrische Gestaltung der Elemente beeinflussen. Die verwendeten Federelemente besitzen einen progressiven Kennlinienverlauf, der durch die parabolische Form und durch Werkstoffe unterschiedlicher Shorehärte definiert wird.



a) Federkennlinien der verwendeten Elastomerefedern
 b) unbenutzte und verschlissene Elastomerefedern (v.l.n.r.)

Abbildung 31: parabolisch geformte Federelemente aus Elastomere

Die in der Abbildung 31 a dargestellten Kennlinienverläufe der Elastomerefedern wurden bei Raumtemperatur ermittelt. In der Anwendung konnte beobachtet werden, dass sich die Steifigkeits- und Dämpfungseigenschaften bei Temperaturerhöhung verändern. Besonders die Elemente geringerer Shorehärte und Steifigkeit erhitzen sich auf Grund des längeren Federweges schneller. Neben der Kennwertveränderung konnte auch bei diesen Elementen das Kriech- bzw. Formgedächtnisverhalten beobachtet werden. Dies führte dazu, dass sich die originäre Vorspannung der Elemente letztlich als Spiel darstellte und eine zusätzliche Zwischenscheibe zum Ausgleich eingesetzt werden musste.

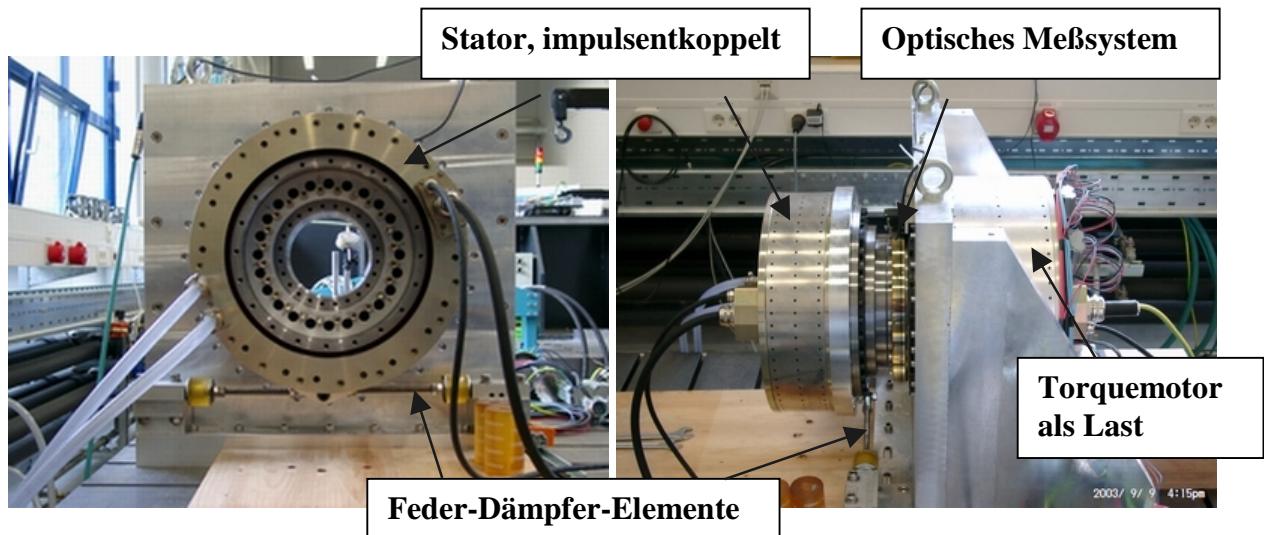


Abbildung 32: Impulsenkoppelter Torquemotor-Versuchsstand der Siemens LMS GmbH & Co. KG

In Abbildung 31 b ist zu erkennen, dass das Federelement einerseits kürzer und breiter geworden ist und dass andererseits verschlissenes Elastomere am unteren Ende des Federelementes aufwirft. Der weitere Einsatz führte zum Aufbrechen der Form und damit zum vollständigen Ausfall dieses Elementes. Lebensdauerversuche mit Elastomerefedern an

anderer Stelle haben gezeigt, dass die Lebensdauer über die Werkstoffmischung und äußere Form zwar beeinflussbar ist, die Elemente aber nicht dauerhaft sind. Entscheidend für die Lebensdauer ist auch der durchschnittlich zurückgelegte Federweg und die Frequenz der Belastung. Große Federwege bei hoher Frequenz verkürzen die Lebensdauer rapide.

Werden Entkoppelelemente für ein Tiefpassverhalten dimensioniert, wird ein relativ hoher Dämpfungsgrad gefordert. Mit Elastomerelementen wird im Allgemeinen eine Dämpfung zwischen 3% und 28% erreicht. Je größer die Shorehärte, desto größer die Dämpfung, desto größer ist aber auch die Steifigkeit der Elemente. Dieser Zusammenhang steht im Konflikt mit der erreichbaren Eigenfrequenz der Entkoppeleinheit, welche bei Tiefpassauslegung allgemein niedrig ist und bei hohen Beschleunigungen und langen Beschleunigungszeiten zu großen Federwegen führen kann. Mit den beiden genannten Einschränkungen – Lebensdauer und Dämpfung – sind die Elastomerefedern als Entkoppelelemente nur bedingt geeignet. Diese Ergebnisse wurden an einem impulsentkoppelten Torquemotor-Versuchsstand, Abbildung 32, mit Elastomerelementen überprüft und bestätigt.

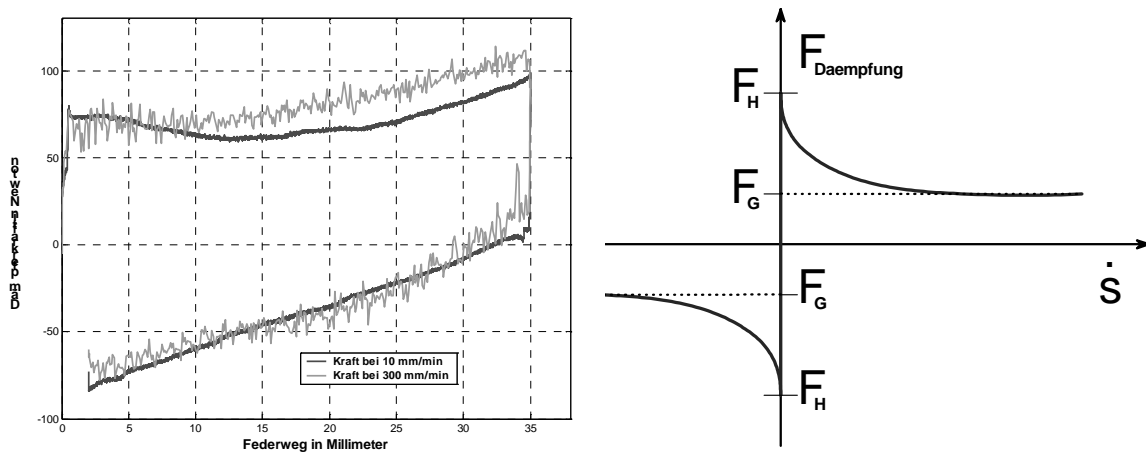
B) Viskose Dämpfungselemente

Höhere Dämpfungen lassen sich mit viskosen Dämpfungselementen erreichen. Hierzu zählen beispielsweise die Hydrauliköl- bzw. die Silikonöldämpfer und die bereits erwähnten magnetorheologischen Dämpfer. Die Dämpfungsenergie wird auch bei diesen Elementen zu einem großen Teil in Wärme umgesetzt und eine Temperaturabhängigkeit ist auch in Abhängigkeit vom Werkstoff stark ausgeprägt. Auf Grund der metallischen Kapselung der Medien lässt sich relativ leicht ein angrenzender Kühlkreislauf etablieren, mit dem das thermische Verhalten beeinflusst werden kann.

Durch die Kompressibilität des Silikonöles lassen sich federnde und dämpfende Eigenschaften in einem Zylinder realisieren. In Abhängigkeit der Viskosität des Silikonöles ist eine Kompression um bis zu 25 % des Ausgangsvolumens möglich. Damit sind relativ klein bauende Federn mit großen Federkonstanten möglich, was bei der Entkopplung des Rundtischdirektantriebes genutzt wurde. Analytierte technische Lösungen lassen Drücke bis zu 800 bar zu. Die Kosten und die Lebensdauer der Elemente lassen sich über die Auslegung des Arbeitsbereiches beeinflussen.

Magnetorheologische Dämpfer arbeiten nach dem Prinzip, dass sich die Viskosität der rheologischen Flüssigkeit beim Durchströmen durch ein Magnetfeld ändert und damit die Strömungsgeschwindigkeit beeinflusst. Die Stärke des Magnetfeldes kann über den fließenden Strom durch die Wicklung eingestellt werden. Damit können die Dämpfungskräfte des Elementes in den gegebenen Stromgrenzen variiert werden. Die untersuchten Dämpfer der Firma Lord Corp. (siehe Abbildung 23 b) bringen nur geringe Federkräfte auf, die über ein komprimiertes Luftpolster innerhalb des Dämpfers oder über eine Spiralfeder realisiert werden. Die in den vorgestellten Anwendungen geforderten Federkräfte müssen über zusätzliche konstruktive Maßnahmen bzw. Komponenten realisiert werden. Die erreichbaren Dämpfungen hingegen liegen bei diesen viskosen Dämpfern (bis zu 8 kN Dämpfungskraft) deutlich höher als die erreichte Dämpfung bei Elastomerelementen. Die untere Grenze der Dämpfungs- und Federkraft ist in Abbildung 33 a dargestellt. Die Werte wurden bei geringen Geschwindigkeiten gemessen (10 mm/min und 300 mm/min). Es ist deutlich zu erkennen, dass die Dämpfungskraft relativ konstant ist. Der zu verzeichnende Anstieg in der Kurve wird durch die wirkende Federkraft und die Dämpfungskraft bestimmt. Mit diesen Komponenten

lassen sich mit geringem konstruktiven Aufwand hohe einstellbare Dämpfungen in Längsrichtung realisieren.



a) Feder-/Dämpfungskraftverlauf eines magnetorheologischen Dämpfers

b) prinzipieller Kennlinienverlauf bei trockener und Mischreibung

Abbildung 33: Kennlinienverläufe unterschiedlicher Dämpfungsvarianten

Die Erhöhung der Dämpfung durch Nutzung von Reibung zwischen dem Reaktionsteil des Direktantriebes und dem Maschinengestell wirkt sich negativ auf das Gesamtverhalten aus. In Abbildung 33 b ist der allgemeine Verlauf der Dämpfungskraft bei trockener und Mischreibung dargestellt. Wird ein Vorschubschlitten aus dem Stillstand heraus beschleunigt (beispielsweise beim Positionieren), muss das Reaktionsteil erst die Haftreibung F_H überwinden, bevor es eine Auslenkung erfährt. Damit wird das Prinzip der Entkopplung verletzt, da der Haftreibungsanteil an der Reaktionskraft direkt an das Maschinengestell übertragen wird. Die Entkoppeleinheit am Versuchsstand des Fraunhofer IWU wurde auf Profilschienen mit Kugelumlaufeinheiten geführt.

Um das simulierte Verhalten des Versuchsstandes messtechnisch zu verifizieren, wurden verschiedene Entkoppelmechanismen und Werkstoffe ausgewählt. Erste Untersuchungen wurden mit Formelementen aus sehr weichem Elastomere durchgeführt. Beim Einsatz dieser Elemente war die Entkoppeleinheit auf eine Grenzfrequenz von 2,9 Hz abgestimmt. Die Belastungsmessungen auf das Maschinengestell konnten nicht in dem geplanten Umfang durchgeführt werden, da sich die Gummifedern auf Grund der Wärmeentwicklung zersetzt haben. Diese Elemente hielten den aus der Belastung resultierenden Amplituden und Frequenzen nicht stand.

Weiterführende Untersuchungen wurden mit Entkoppelelementen größerer Shorehärte durchgeführt. Die Entkoppeleinheit war nun auf eine Grenzfrequenz von ca. 5 Hz abgestimmt. Hinsichtlich der Schwingungsanregung des Grundgestells konnte folgende Erkenntnis gewonnen werden:

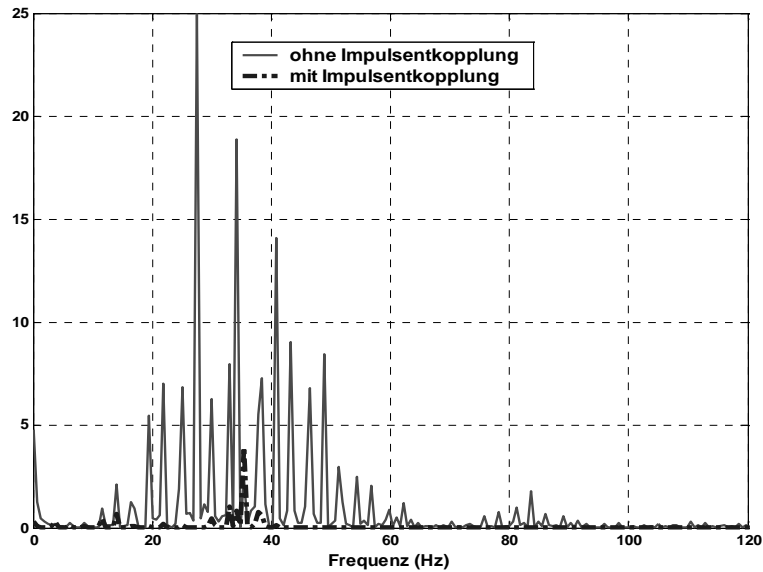


Abbildung 34: Frequenzspektrum der gemessenen Beschleunigungen am Gestell des Versuchstandes

Bei gleicher Einstellung der Verstärkungs- und Filterparameter und identischem Bewegungsprofil wird bei starrem Aufbau die tragende Struktur breitbandig und sehr stark angeregt. Im Gegensatz dazu sind die Amplituden des Frequenzspektrums in Abbildung 34 bei beweglichem Sekundärteil deutlich niedriger.

Durch die Filterwirkung der Entkopplung tritt nur noch eine Nachgiebigkeit bei ca. 35 Hz schwach hervor. Die Messung wurde mit den genannten Entkoppelgliedern aus Elastomere durchgeführt.

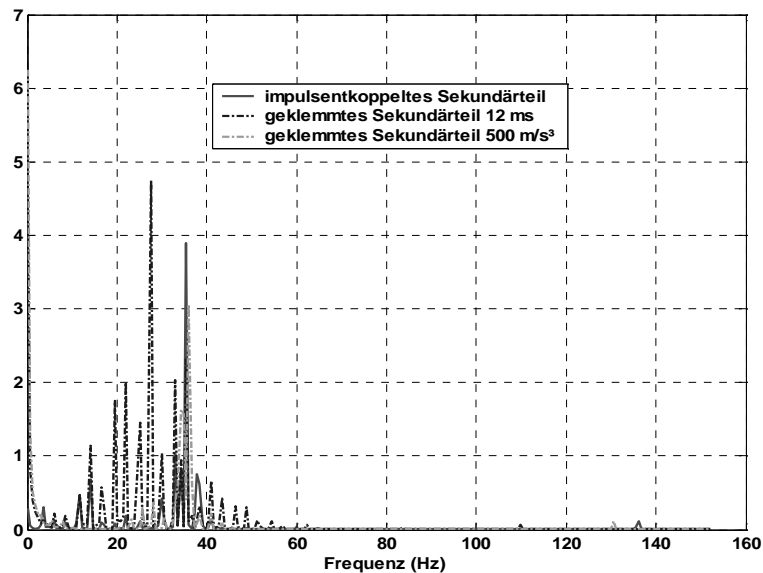


Abbildung 35: Vergleich Ruckentkopplung vs. Ruckbegrenzung

Wie bereits ausgeführt, stellt die Nachgiebigkeitskennlinie bzw. das Frequenzspektrum der wirkenden Beschleunigungen ein Maß für die Qualität des Messsignals dar. Um die in Abbildung 34 erreichte Qualität mit entkoppeltem Sekundärteil auch ohne Entkopplung zu

realisieren, muss eine angepasste Bahn- oder Achsruckbegrenzung eingestellt werden. Ein Vergleich der Messergebnisse in Abbildung 35 belegt, dass dazu entweder eine Achsruckbegrenzung von 12 ms oder eine Bahnrukbegrenzung von ca. 500 m/s³ notwendig ist.

1.7 Erzieltes Ergebnis

Mit dem Teilprojekt Impulsentkopplung wurde das Ziel verfolgt, durch die Integration entkoppelter Direktantriebe in die Maschinenkonstruktion das Leistungspotenzial der Motoren besser auszunutzen. Dazu wurden in den Vorbetrachtungen umfangreiche Untersuchungen durchgeführt. Grundgedanke der Entkopplung ist, dass trotz der gewollt hohen Beschleunigungsänderungen eines Vorschubschlittens, die reaktionsseitigen Kraftänderungen nicht zur Schwingungsanregung der tragenden Struktur führen.

Die Minimierung der Rückwirkung der Beschleunigungsänderung auf das Maschinengestell mittels Entkoppelementen erfordert die genaue Kenntnis der dynamischen Eigenschaften der tragenden Struktur in Verbindung mit den Antriebseinheiten. Zur Dimensionierung von Entkoppelgliedern sind derzeit zwei Methoden bekannt, Dimensionierung als Tiefpass oder als Schwingungstilger. Im Projekt wurde ausschließlich die Tiefpassvariante untersucht. Dabei ist der frequenzseitige Abstand der Eigenfrequenz des Entkoppelgliedes von der ersten kritischen Eigenfrequenz so zu wählen, dass die resultierende Resonanzüberhöhung im Amplitudenfrequenzgang nicht über die 0 dB – Linie hinaus geht.

Der Konstruktion und dem Bau der Versuchstände ging eine Reihe von Berechnungen und Analysen voraus, anhand derer der Einfluss der Entkopplung auf das Gesamtverhalten der Maschinenstrukturen beurteilt wurde. Basierend auf diesen Ergebnissen wurden die Entscheidungen zum Bau von Versuchständen oder, wie bei der Laserschneidanlage der Trumpf Sachsen GmbH, zur Einstellung der weiteren Arbeiten getroffen.

Der Funktionsnachweis der Impulsentkopplung wurde im Projekt anhand von zwei Funktionsmustern erbracht. Am Fraunhofer IWU wurde gemeinsam mit Siemens LMS ein Versuchstand mit linearen Direktantrieben entwickelt, konstruiert und gebaut. Der zweite Versuchstand basiert auf einer Rundtischeinheit mit einem Torquemotor. Die Auslenkung der Reaktionsteile und damit die Relativbewegung zum Bezugsmesssystem musste über ein zweites Messsystem hergestellt werden. Zur lagegenauen Verarbeitung der Kommutierungsinformationen wurde eine Sonderlösung der Reglersoftware genutzt. Es ist zu erwarten, dass für die im Werkzeugmaschinenbau üblichen bewegten Massen aufgrund des höheren Verfahrens des impulsentkoppelten Reaktionsteils ein Meßsystem für die Erfassung der Relativbewegung notwendig sein wird.

An beiden Versuchständen können verschiedene Entkoppelmechanismen untersucht werden. Darüber hinaus bietet der Versuchstand mit den Linearmotoren die Möglichkeit, die gegenseitige Beeinflussung von zwei Primärteilen mit einem gemeinsamen und entkoppelten Sekundärteil zu analysieren.

Die Ergebnisse der Simulationen konnten durch die Versuche verifiziert werden, wie das anhand der vorangegangenen Messdiagramme zu erkennen ist. Bedingt durch die

konstruktive Anordnung der Elemente erschwerten Nichtlinearitäten die messtechnischen Untersuchungen. Der Einfluss der Feder- und Dämpfungseigenschaften der Entkoppelemente konnte deutlich herausgearbeitet werden.

Es wurde nachgewiesen, dass mit der Dimensionierung des Entkoppelgliedes als Tiefpass eine gute Entkopplung der Struktur vom Antrieb realisiert wird. Eine steuerungstechnische Ruckbegrenzung bedingt durch die tragende Struktur kann mit der Entkopplung deutlich verringert werden.

Der Zusammenhang zwischen Integration der Impulskopplung und Erhöhung der Regelparameter konnte nicht in allen Anwendungen nachgewiesen werden. Im Falle des impulsentkoppelten Rundtisches konnte eine Erhöhung der Verstärkungsparameter des Drehzahlregelkreises erzielt werden. Jedoch wurde die weitere Erhöhung der Parameterwerte durch das verwendete Messsystem begrenzt. Damit wird deutlich, dass durch die Impulskopplung höhere Verstärkungsfaktoren möglich sind, letztlich aber das mechatronische Gesamtsystem zu betrachten ist.

Die Impulskopplung ist prinzipiell auch für höhere bewegte Massen, als dies in den bestehenden Anwendungen vor Beginn des Forschungsvorhabens der Fall war geeignet. Das Ergebnis zeigt jedoch, dass eine sorgfältige Auslegung mit Hilfe der im Projekt erarbeiteten Methodiken unabdingbar ist. Eine zu Beginn des Projekt angestrebte Baukastenlösung ist damit derzeit nicht realisierbar.

Die Entkoppelemente bestehen als Einheit aus einem Feder- und einem Dämpfungselement. Dabei bietet die technische Umsetzung eines Entkoppelementes die Möglichkeit, Komponenten auszuwählen, die nur eine oder beide Eigenschaften (federn, dämpfend) besitzen. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass den Entkoppelementen aus Elastomerelementen hinsichtlich ihres Einsatzbereiches, ihrer Lebensdauer und aufgrund der Kopplung von höherer Dämpfung mit höherer Steifigkeit Grenzen gesetzt sind. Diese zu Beginn des Projekts favorisierte Lösung ist damit für die untersuchten industriellen Anwendungen ungeeignet.

Vorteile hinsichtlich der Dämpfung besitzen viskose Medien wie Silikonöl bzw. rheologische Flüssigkeiten. Auf Grund des ungünstigen Federkraft- / Bauraumverhältnisses haben biegeelastische Federn Nachteile gegenüber Flüssigkeitsfedern. Bei der Suche nach optimalen Feder- und Dämpfungselementen wurde deutlich, dass die kommerziell verfügbaren Elemente den Anforderungen nicht gerecht werden. Hier muss sich eine Entwicklung anschließen.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass das Prinzip der Ruckentkopplung das Lösungsfeld für die Realisierung von Maschinenstrukturen, die auf die Gegebenheiten von Linearantrieben angepasst sind, erweitert. Neben der Versteifung der Gestellkonstruktion bietet sich alternativ die Möglichkeit, durch die Integration eines geeigneten Entkoppelgliedes zwischen Direktantrieb und Gestell auf Grund der Tiefpasswirkung eine frequenzabhängige Absenkung der übertragenen Reaktionskräfte zu erreichen. Beide Lösungen sind hinsichtlich technischer und wirtschaftlicher Kriterien im Entwurfsprozess zu vergleichen.

1.8 Zusammenfassung und Ausblick

Eine Möglichkeit, das Leistungspotenzial von Direktantrieben zu verbessern, ist die Integration von Entkoppelelementen zwischen Maschinengestell und Direktantrieb. Es konnte der Nachweis erbracht werden, dass mit dieser konstruktiven Maßnahme die schwingungsanregende Wirkung auf das Maschinengestell während der Beschleunigungsänderung minimiert wird. Die dadurch ermöglichte Erhöhung der Verstärkungsfaktoren in den Regelkreisen verbessert die erreichbare Bewegungsqualität der Vorschubeinheit.

Im Verlauf des Projektes konnten die Vorgehensweisen zur Analyse des Systems und zur Auslegung der Entkoppelelemente herausgearbeitet werden. Auf der Grundlage der Erkenntnisse sind die Projektpartner in der Lage, interessierte Anwender bei der Entwicklung entkoppelter Direktantriebe zu unterstützen.

Bei der Untersuchung der Entkoppelmechanismen und –werkstoffe haben sich die viskosen Feder- und Dämpfungselemente als besonders vorteilhaft erwiesen. Unabhängig von der Auslegungsvariante ist die genaue Anpassung der Entkoppelelemente zwingende Voraussetzung für die erreichbare Entkoppelqualität. Da ein wirtschaftlicher Nutzen nur mit einer signifikanten Verbesserung der produktivitätsbegrenzenden Parameter zu erreichen ist, wird sich das Fraunhofer Institut für Werkzeugmaschinen und Umformtechnik bei weiterführenden Forschungs- und Entwicklungsarbeiten auf die Weiterentwicklung der Entkoppelelemente und der konstruktiven und steuerungstechnischen Integration konzentrieren.

2 Achsübergreifende Regelung

Ruprecht Altenburger, ZFS (Koordinator des Teilprojekts) – Ulrich Eger, ISG

2.1 Problemstellung

Vorschubachsen verfügen klassischerweise über Einzelachsregler in Kaskadenstruktur. Dabei ist der Stromregler im innersten Regelkreis als PI-Regler ausgeführt, der Geschwindigkeitsregler in der darüber liegenden Regelschleife ebenfalls. Die Lageregelung erfolgt als Proportionalregler.

Bei mehrachsigen Kinematiken mit n Regelungssystemen, ist diese Struktur n mal anzutreffen. Somit sind solche Maschinen mit n kaskadierten Eingrößenreglern ausgestattet. Die Bahngenerierung erfolgt koordiniert für alle Achsen, danach splitten sich die Signalpfade auf (Lagesollwerte, Geschwindigkeitssollwerte) und die Regelung erfolgt für jede Achse getrennt.

Dieser Reglertypus verfügt über eine hohe Störsteifigkeit und in Verbindung mit Vorsteuerverfahren über ein gutes Führungsverhalten. Die Inbetriebnahme und Parametrierung erfolgt von innen nach außen, vom Stromregler bis zum Lageregler. Handelsübliche Steuerungen verfügen über benutzergeführte Inbetriebnahmesoftware, die eine Parametrierung und Optimierung der Regler teilweise automatisiert vornehmen.

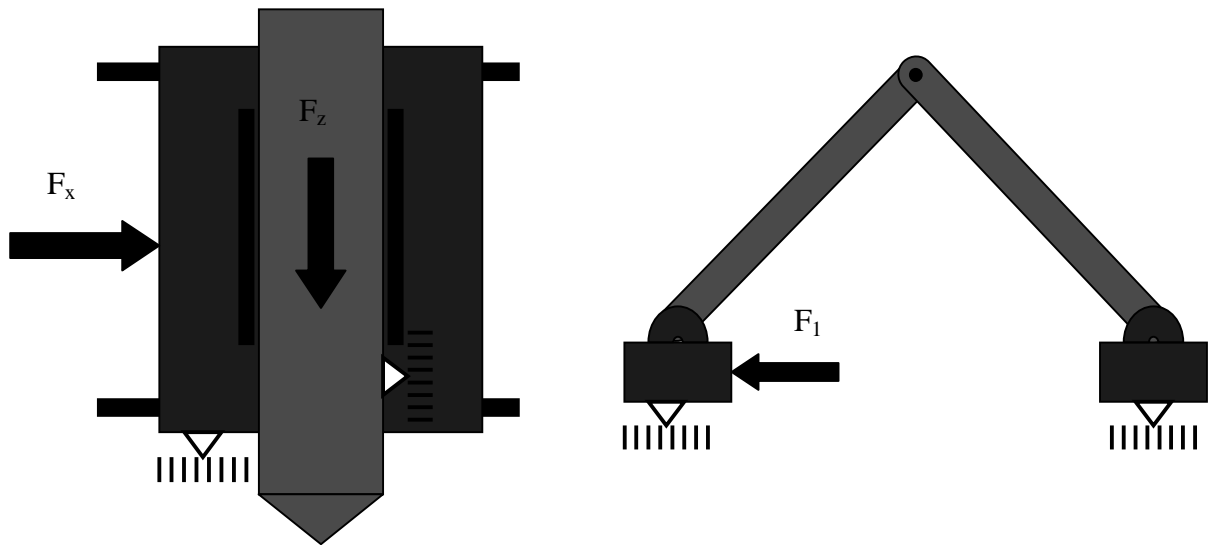


Abbildung 36: Kreuztisch und Scherenkinematik

Einzelachs- oder Eingrößenregler haben die Eigenschaft, dass bei mehrachsigen Anordnungen Wechselwirkungen zwischen den Achsen nicht berücksichtigt bzw. vernachlässigt werden. Zustandsgrößen, die die Wechselwirkungen zwischen den Achsen explizit beschreiben werden nicht erfasst.

Für kartesische Maschinen - beispielsweise beim Aufbau eines Kreuztisches – sind die Wechselwirkungen zwischen den Achsen nur in geringem Maße vorhanden. Wird am Antrieb der x-Achse beispielsweise eine Sprungbewegung gemacht, so ist an der y-Achse so gut wie keine Reaktion davon zu spüren. Siehe dazu Abbildung 36.

Anders sehen die Verhältnisse bei Achsen in Gantry-Bauweise oder bei Stabkinematiken aus. Gantry Achsen zeichnen sich dadurch aus, dass zwei Antriebe üblicherweise mit großem Abstand zueinander parallel laufen und jeweils mit Messsystem und Regler ausgestattet sind. Bei solchen Konfigurationen sind die Wechselwirkungen zwischen Antrieben derart, dass wenn ein Antrieb eine Vorschubbewegung tätigt, so führt dies zu einer Bewegung der Anordnung, die sowohl von einem dem Antrieb zugeordneten Messsystem aufgezeichnet wird, aber auch von dem Messsystem, das dem gegenüberliegenden Antrieb zugewiesen ist. Es gibt beim Gantry also eine massive Querkopplung von Antrieb 1 nach Messsystem 2 und von Antrieb 2 nach Messsystem 1.

Reglerseitig wird klassischerweise diesem Umstand nicht oder nur wenig Rechnung getragen. Eine solche Gantry Achse wird ähnlich in Betrieb genommen, wie dies bei Achsen geschieht, die orthogonal zueinander stehen. Es wird darauf geachtet, dass bei symmetrischen Verhältnissen die Antriebe gleich ausgelegt und gleich parametrieren werden. Dennoch werden die beiden Antriebe als Einzelachsen verfahren. Von einem regelungstechnischen Standpunkt aus wäre es hier sinnvoll, zur Berechnung jeder Stellgröße des Reglers alle verfügbaren Messdaten zu verwenden, also von der Eingrößen- zur Mehrgrößenregelung überzugehen.

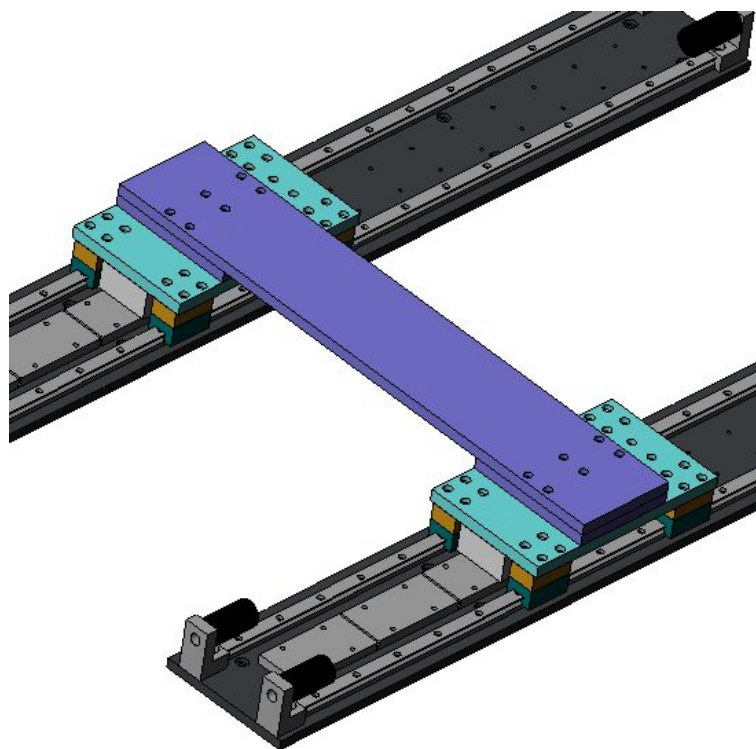


Abbildung 37: CAD Abbildung eines Gantry Antriebes

Bei der Mehrgrößenregelung werden neue Stellgrößen für die Antriebe koordiniert berechnet. Alle Sollwerte aller Achsen werden zentral mit allen Istgrößen zusammengeführt. Anhand eines Mehrgrößen Regelgesetzes erfolgt die Berechnung der Stellgröße nun kombiniert unter Berücksichtigung aller vorhandenen Informationen. Schematisch ist dies in Abbildung 38 dargestellt

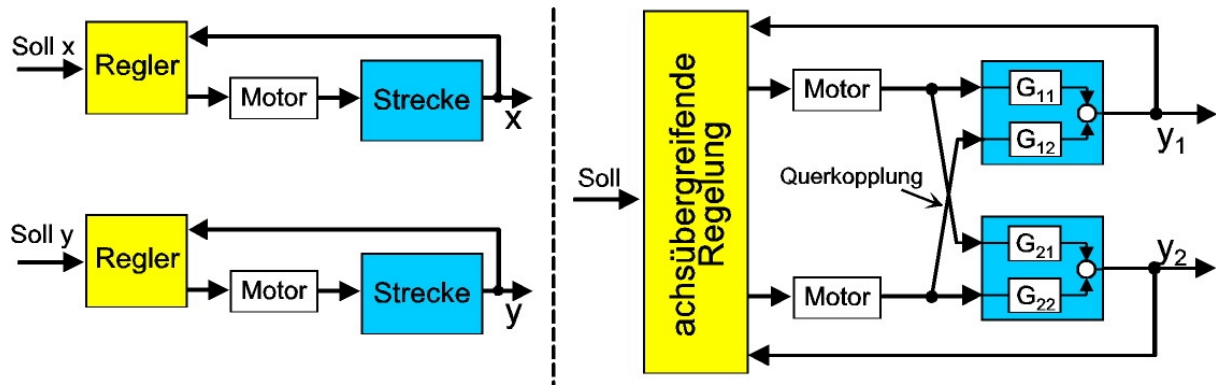


Abbildung 38: Struktur von zwei verkoppelten Achsen, mit Ein- und Mehrgrößenregelung.

2.2 Zielsetzung

Aufgabe im Teilprojekt 2 - Achsübergreifende Regelung - war es die Problematik von verkoppelten Achsen bei Antriebssystemen auszuarbeiten und charakteristische Eigenschaften abzubilden und zu bewerten. Dies sollte sowohl für Gantry Vorschunsysteme, als auch für Parallelkinematiken erfolgen.

Ausgehend von einer detaillierten mathematischen Beschreibung dieser Systeme sollte ein Mehrgrößen Regelungsmodul entwickelt werden, das auf der kommerziell vertriebenen Steuerung der Firma ISG implementierbar ist.

Um auch aufwendige Regelkonzepte umsetzen zu können, und da bei Vorschubanwendungen mit Linearmotoren Zeitkonstanten im Milli- und Submillisekundenbereich relevant sind, muss an der Reglerschnittstelle das Sollsignal hochaufgelöst und mit sehr kurzen Taktraten zur Verfügung gestellt werden. Aus diesem Grund war es eine weitere Aufgabe, eine Feininterpolation vorzunehmen und zu implementieren, um hochgenaue Konturen erzeugen zu können.

Schließlich sollte ein Demonstrator konzipiert und aufgebaut werden, der sowohl als Gantry, als auch als Scherenkinematik konfigurierbar ist. An diesem Versuchsobjekt sollten verschiedene Regelkonzepte untersucht und miteinander verglichen werden.

Durch die Verwendung von Mehrgrößenregelung sollen bestehende Grenzen bezüglich der Reglerdynamik bei verkoppelten Achsen aufgehoben werden.

2.3 Entwicklung Feininterpolator

2.3.1 Aufbau des Master-Slave-Steuerung

Die Funktionalität achsübergreifenden Regelung sollte steuerungsnah realisiert werden und die Anbindung kommerzieller Antriebstechnik ermöglichen. Da der Funktionstest an einer realen Maschine erfolgen sollte, entschied man sich für die Sollwertgenerierung der Antriebe durch eine reale Steuerung, welche die Möglichkeit zur Realisierung einer achsübergreifenden Regelung gestattet.

Diese Kriterien konnten mit einer so genannten Master-Slave-Steuerung, einer kommerziellen CNC-Steuerung und einer PC-basierten Entwicklungsplattform zur Realisierung der achsübergreifenden Regelung, erfüllt werden. Für die Steuerung und Entwicklungsplattform

wurde jeweils ein Beckhoff Industrie-PC mit Windows-Betriebssystem, jeweils der Echtzeiterweiterung RTX von VentureCom und jeweils einer SERCOS PCI-Karte gewählt.

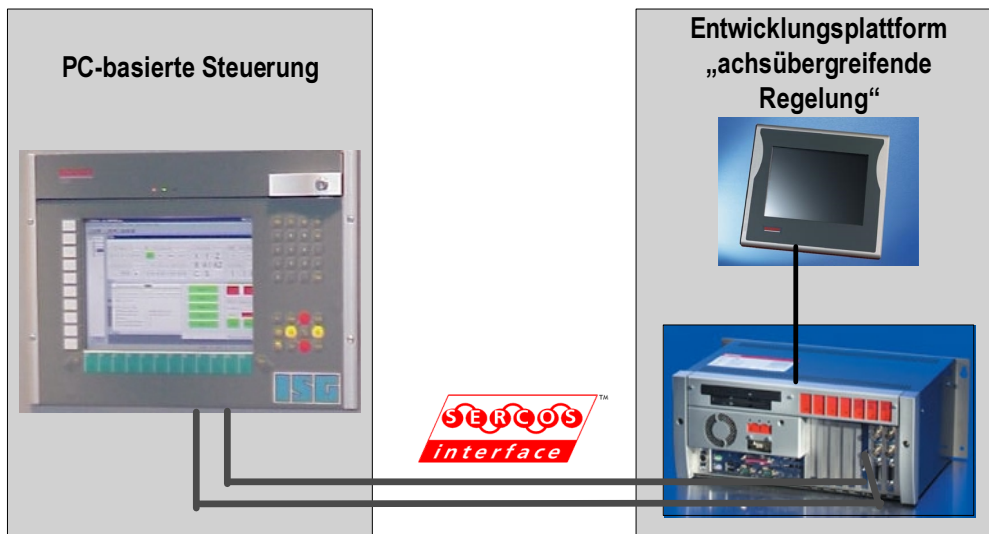


Abbildung 39: Master-Slave-Steuerung zur Entwicklung einer achsübergreifenden Regelung

Die Anbindung der Siemens-Antriebstechnik an die Entwicklungsplattform erfolgte mit einer 8-Achsen I/O-Karte der Fa. ISG. Diese PCI-Karte besitzt Schnittstellen für acht so genannte +/-10V Antriebe.

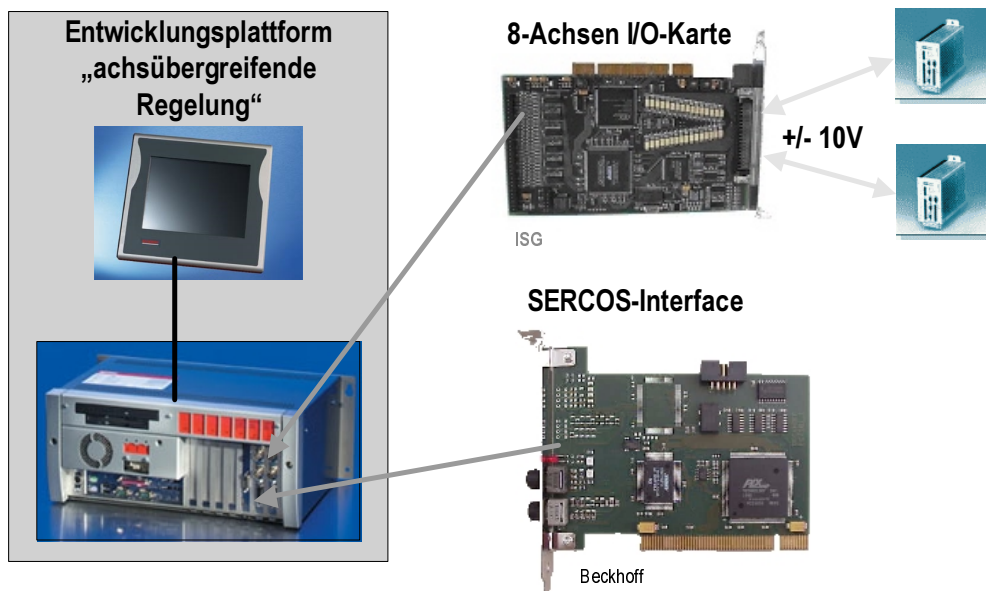


Abbildung 40: Schnittstellen der Entwicklungsplattform achsübergreifende Regelung

2.3.2 Aufstellung des Anforderungsprofils

Folgende Anforderungen stellen die Softwareentwickler an die achsübergreifende Regelung:

- Achsübergreifende Regelung abgesetzt von der realen Steuerung,
- Versorgung der achsübergreifenden Regelung durch reale Steuerung,
- Entwicklung auf PC mit gängigem Entwicklungssystem in Hochsprache „C“,
- PC mit Echtzeitplattform,
- Regelfrequenz $\geq 2\text{kHz}$,
- Ansteuerung realer Antriebe über $\pm 10\text{V}$,
- Achsübergreifende Regelung für bis zu 8 Achsen,
- Feininterpolation für die von der Steuerung grob-interpolierten Lagesollwerte,
- Versorgung der achsübergreifenden Regelung mit Lagesollwerten.

Zur Realisierung einer Entwicklungsplattform für die achsübergreifende Regelung mit bis zu 8 Achsen, erforderte zunächst die Integration der sonst üblichen Einachsregler und damit auch entsprechenden Antriebsbusknotenanschlungen in einen Industrie-PC.

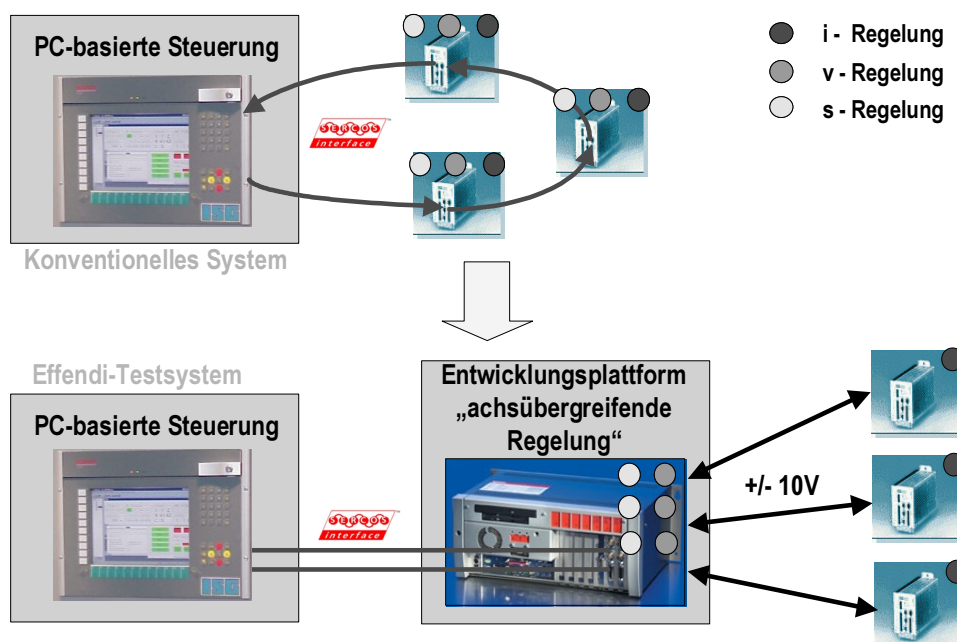


Abbildung 41: Integration von Regelungen und Busanschlungen in einen Industrie-PC

Als Soft-CNC wählte man „ISG-motion“ von der Fa. ISG – Industrielle Steuerungstechnik - in Stuttgart, die auch entsprechende Softwarekomponenten für SERCOS-Master und einem für eine Achse ausgelegten SERCOS-Slave-Treiber einbrachte, welcher im Projekt für 8-Achsen erweitert wurde.

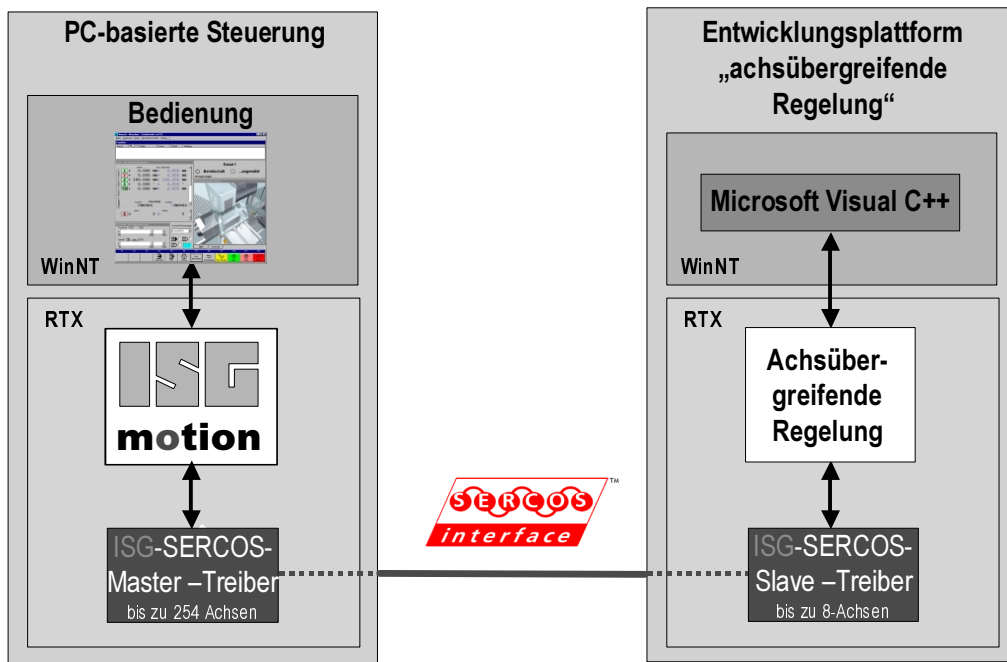


Abbildung 42: Softwarekomponenten der Master-Slave-Steuerung

2.3.3 Entwicklung Feininterpolator

Durch die Nutzung des Echtzeitbetriebssystems RTX konnte den Entwicklern die Entwicklungsumgebung Visual C++ von Microsoft mit dem standardmäßigen Hochsprachen-debugger angeboten werden, welcher auch für die Echtzeitanwendungen genutzt werden kann.

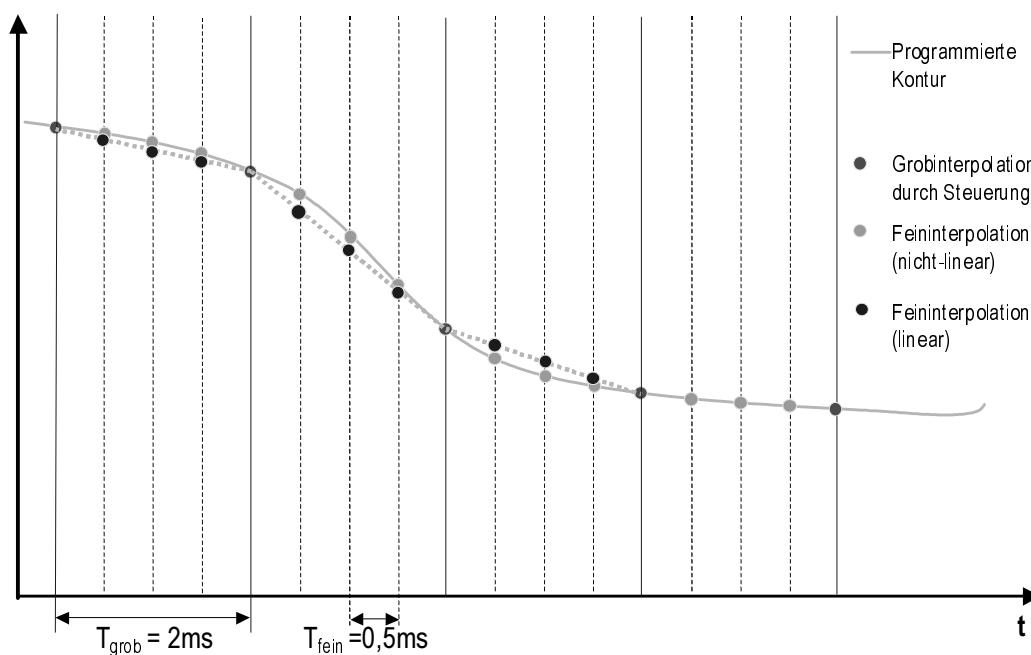


Abbildung 43: Feininterpolation linear und nichtlinear mit programmierter Originalgeometrie am Beispiel Feininterpolationstakt = 0,5ms, Grobinterpolationstakt der Steuerung = SERCOS-Takt = 2ms.

Zur Anpassung des SERCOS-Bustaktes an den Lageregelungstakt der achsübergreifenden Regelung war ein Baustein „nichtlinearer Feininterpolator“ erforderlich, der die Umsetzung der unterschiedlichen Takte von Steuerung und Antriebsregelung vornimmt. Durch die Verwendung von Splines konnte vermieden werden, dass – wie nach aktuellem Stand der Technik häufig noch üblich - an den Interpolationstakten der Steuerung aufgrund von großen Beschleunigungssprüngen starke Anregungen der Antriebe samt Mechanik entstehen. Es wurden zwei Splines realisiert und getestet:

- Akima: interpolierender Spline mit C1-Stetigkeit am Segmentübergang,
- B-Spline: approximierender Spline mit C1 und C2-Stetigkeit am Segmentübergang

Zur Versorgung des Feininterpolators musste ein Splinegenerator im ISG-motion-Kern auf Steuerungsseite entwickelt werden. Die hier erzeugten achsspezifischen Splines werden durch Splinekoeffizienten, die in jedem Interpolationstakt in der Steuerung erzeugt werden, beschrieben und über SERCOS an die Entwicklungsplattform übertragen. Dies erfolgt durch in SERCOS frei definierbare P-Parameter. Durch einen entsprechenden Spline-basierten Feininterpolator auf der Entwicklungsplattform, welcher der achsübergreifenden Regelung vorgeschaltet ist, erfolgt nun die Anpassung der verschiedenen Takte.

Folgende Anforderungen stellten sich an die Feininterpolation:

- n-fache Zwischeninterpolation der Steuerungs-Sollwerte (Positionen) im Takt des Lagereglers,
- Vermeidung von Beschleunigungssprüngen an Grobinterpolationszeitpunkten,
- deterministisches Laufzeitverhalten.

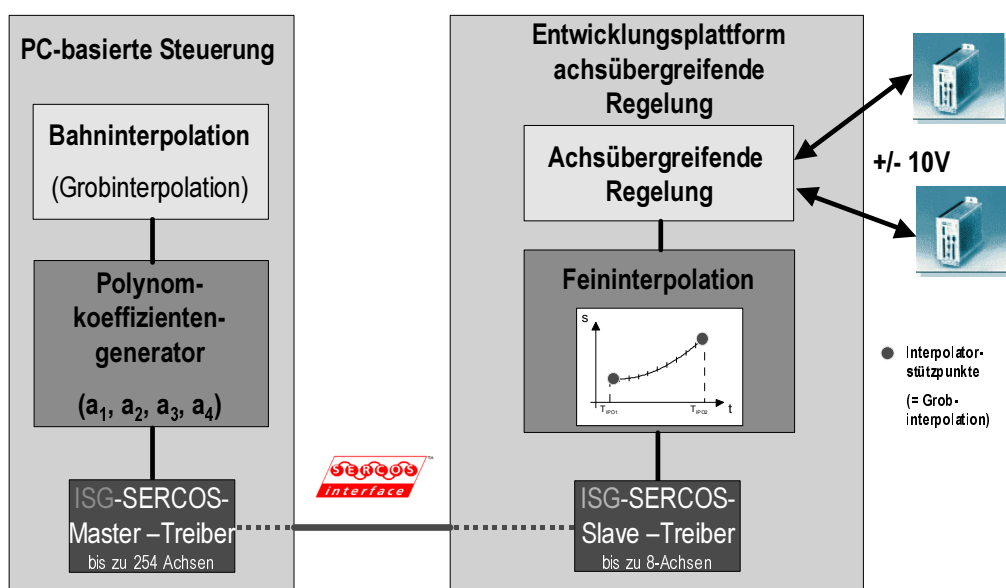


Abbildung 44: Polynomgenerator auf Steuerungsseite und Feininterpolator vorgeschaltet der achsübergreifenden Regelung auf der Entwicklungsplattform

2.3.4 Implementierung

Zur Bereitstellung der Entwicklungsplattform wurden die erwähnten Softwarekomponenten „Polynomkoeffizientengenerator“ und nichtlineare „Feininterpolation“ gemäß der Anforderung realisiert. Weiterhin realisierte man einen Sercos-Slave-Treiber für bis zu acht Achsen. Damit war eine offene Entwicklungsumgebung in Hochsprache C mit den erforderlichen Schnittstellen zur Steuerung und zu den Antrieben verfügbar. Die analoge Antriebsschnittstelle gestattet die Übertragung von Geschwindigkeits- oder Stromsollwerten. Das Echtzeitbetriebssystem RTX ermöglicht für die Softwarearchitektur der achsübergreifenden Regelung ein Scheduling von Tasks (Threads) auf der Basis von 100 Mikrosekunden.

2.3.5 Test der Funktionalitäten

Die Tests haben gezeigt, dass der verwendete Akimaspline selbst bei sich stark verändernden Bahngradienten bei einer Grobinterpolationszeit kleiner als 6ms die programmierte Originalgeometrie mit guter Genauigkeit beschreibt.

Der approximierende B-Spline hingegen glättet in diesem Fall, so dass bei Bearbeitungsaufgaben mit entsprechender kleiner Toleranzvorgabe dieser Spline in der Regel nicht eingesetzt werden kann. Für Handlungsaufgaben hingegen ist dieser Spline prädestiniert, da er durch die glättende Wirkung den Ruck im Vergleich zum Akima-Spline oft deutlich verringern kann.

Auf der Entwicklungsplattform wurden umfangreiche Versuche durchgeführt, um verschiedene Reglertypen auf ihre Tauglichkeit für verkoppelte Antriebssysteme zu testen.

Spline-Typ	Bahnfehler bei $T_A = 2\text{ms}$	Bahnfehler bei $T_A = 6\text{ms}$	Bahnfehler bei $T_A = 10\text{ms}$	Bahnfehler bei $T_A = 20\text{ms}$
Akima	0,002mm	0,02mm	0,06mm	0,2mm
B-Spline	0,01mm	0,1mm	0,3mm	1,05mm

Grobinterpolationstakt in der Steuerung: T_A

Abbildung 45: Worst-Case-Betrachtungen des Bahnfehlers bei verschiedenen Grobinterpolationstakten der Steuerung

2.4 Entwicklung der achsübergreifenden Regelung

2.4.1 Aufstellung der dynamischen Gleichungen

Bei den zu betrachtenden Regelstrecken handelt es sich um dynamische Systeme mit M Eingängen und M Ausgängen. Eingänge können z.B. Kräfte sein, die das Primärteil des Linearmotors aufbringt. Ausgangsgrößen sind beispielsweise Positionen (Lagen) der Antriebsschlitten, bzw. deren Messsysteme.

Mathematisch können Mehrgrößensysteme in verschiedenen Beschreibungsarten dargestellt werden. Eine besonders übersichtliche und kompakte Art ist die Formulierung im Zustandsraum. Bei einer Gantry Achse ergibt sich bei symmetrischen Verhältnissen zwischen den beiden Antriebsachsen beispielsweise die folgende Darstellung:

$$\dot{\mathbf{g}} = \begin{bmatrix} \dot{g}_1 \\ \ddot{g}_1 \\ \dot{g}_2 \\ \ddot{g}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \boxed{0} & \boxed{0} \\ -c_1 & -b_1 & \boxed{c_1} & \boxed{b_2} \\ \boxed{0} & \boxed{0} & 0 & 1 \\ c_1 & b_2 & -c_1 & -b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ \ddot{g}_1 \\ g_2 \\ \ddot{g}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \boxed{0} \\ d_1 & \boxed{d_2} \\ \boxed{0} & 0 \\ \boxed{d_2} & d_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{g}$$

Die Einträge der Matrix A und B berechnen sich dabei aus den Massen und Massenverteilungen den Dämpfungen und Steifigkeiten der Gesamtanordnung.

Die Verkopplung zwischen den Antrieben kann in dieser Formulierung direkt in den Matrizen A und B abgelesen werden. Sie wird beschrieben durch die Nicht-Diagonalblöcke (grau unterlegt). Bei nicht verkoppelten Achsen sind diese Einträge =NULL.

Bei der Zustandsraumformulierung der Gantry Achse ist deutlich zu sehen, dass es eine die sehr starke Verkopplung gibt, die nicht Diagonalblöcke haben Einträge ähnlicher Größe wie die Diagonalblöcke.

Das Verhalten im Zeitbereich lässt sich gut durch eine Sprungantwort darstellen. Dies ist in Abbildung 46 dargestellt. Klarerweise ergibt sich eine sehr starke Verkopplung zwischen den Antrieben 1 und 2. Speziell beim Gantry Antrieb ist der Sachverhalt nun dergestalt, dass es einerseits eine sehr starke Kopplung zwischen den Antrieben gibt, dass aber andererseits beide Antriebe stet die identischen Sollwerte erhalten.

Als Resultat ist diese Verkopplung der Achsen in der Sprungantwort zu erkennen. Zu Charakterisieren ist die Gantry Anordnung durch eine relevante Eigenfrequenz der Querschwingung. Diese hängt stark ab von der Massenverteilung der Anordnung, der Steifigkeit der Anbringung des Querbalkens sowie den Steifigkeiten der Führungseinheiten.

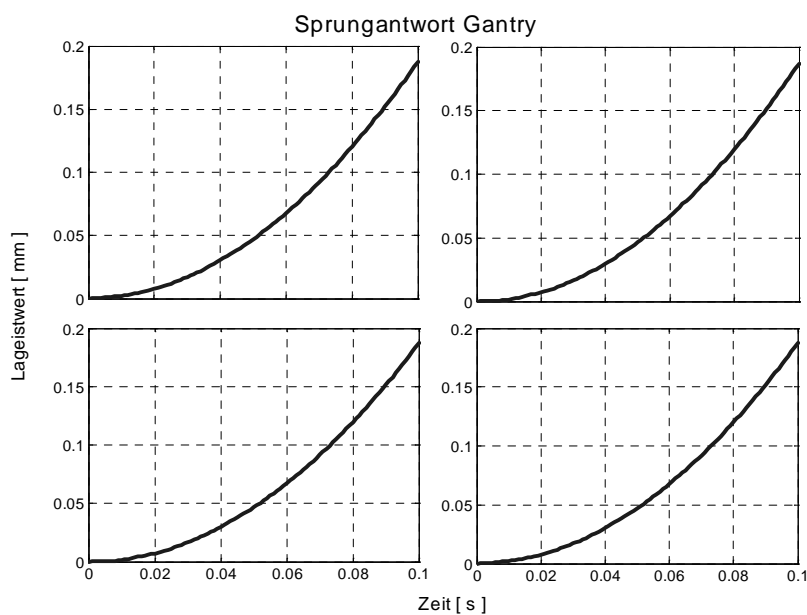
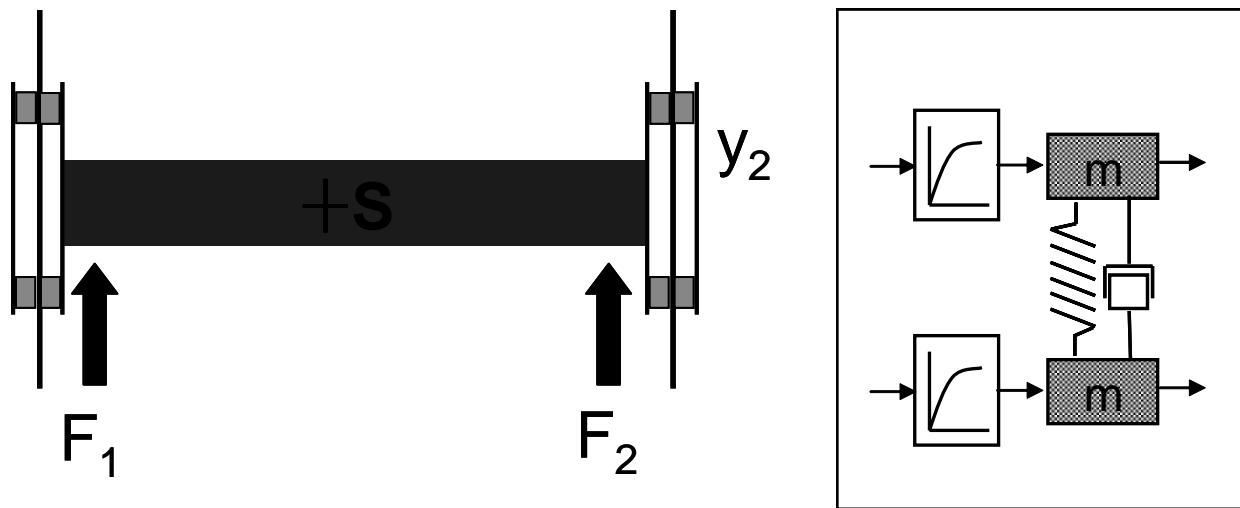


Abbildung 46: Modellierung Gantry als Feder-Masse System und Sprungantwort des unregelten Systems

Diese Querschwingung kann charakterisiert werden durch die Differenz der beiden am Gantry angebrachten Messsysteme, bzw. deren Geschwindigkeiten. Diese Zustandsgröße kommt im Regler für die verschiedenen Achsen jedoch nicht vor. Aus diesem Grund kann diese Schwingung nur ungenügend bedämpft werden. Abbildung ... zeigt beispielhaft die Reaktion der Messsysteme auf einen impulsförmigen Störsprung, die an einer Portalfräsmaschine mit Gantryantrieben aufgezeichnet wurden. Simulativ kann diese Schwingung sehr gut abgebildet werden. Beispielhaft ist ein solches System mit Mehrgrößenregler simuliert. Dieser kann diese Querschwingung sehr effektiv aktiv bedämpfen. Ein Störsprung führt zu einer sofortigen Ausregelung der von den Messköpfen aufgezeichneten Lageabweichungen.

Als weitere Problematik bei Gantry Antrieben ergibt sich, dass Antriebe teilweise gegeneinander arbeiten und ihr Beschleunigungspotential bei weitem nicht ausschöpfen können. Diesen Effekt des gegenseitigen Verspannens und des effektiven Kraftverlustes gilt es im Projekt zu untersuchen und Abhilfemaßnahmen zu erarbeiten.

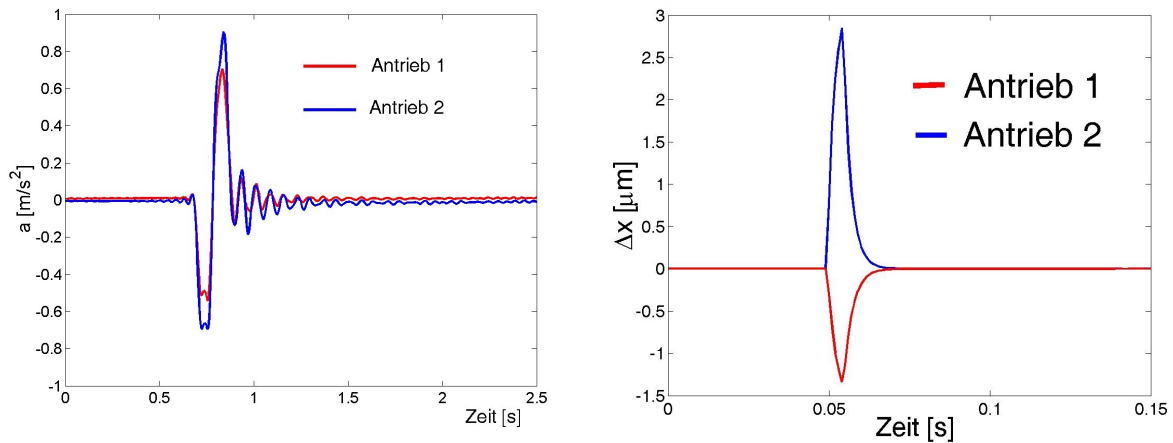


Abbildung 47: Messung Störsprung an Fräsmaschine und Simulation des Systems mit Mehrgrößenreglern.

Modellierung Parallelkinematiken

Parallele Kinematiken stellen äußerst hohe Anforderungen an die Regelungstechnik. Dies betrifft die Aufgabengebiete der Bahngenerierung, der Implementierung von Vor- und Rückwärtstransformation, und Regelung. Parallele Kinematiken zeichnen sich bzgl. der Regelung einerseits dadurch aus, dass es mitunter starke Wechselwirkungen zwischen den Antriebskomponenten gibt, erschwerend kommt hinzu, dass sich die Eigenschaften der Regelstrecke für verschiedene Positionen im Arbeitsraum ändern.

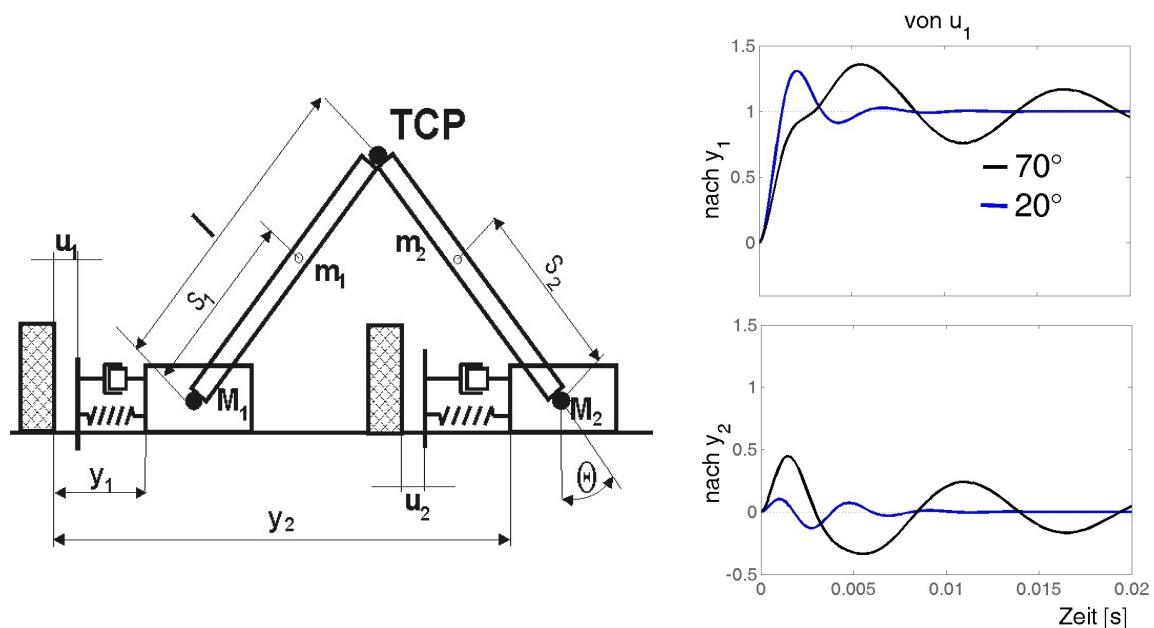


Abbildung 48: Scherenkinematik und Sprungantworten

Exemplarisch ist dies in Abbildung 48 dargestellt. Die Scherenkinematik hat für zwei verschiedene Stellungen im Arbeitsraum, beispielsweise 20° und 70° unterschiedliches Antwortverhalten. Dies betrifft einerseits das Verhalten des Antriebes, der den Sprung erfährt, als auch der zweite Schlitten, der über die Parallelstruktur den Sprung als Störung erfährt. Bei PKM mit mehr Freiheitsgraden wie beispielsweise bei Hexapoden, können diese Wechselwirkungen und Veränderungen im Arbeitsraum wesentlich komplexer sein.

Mit achsübergreifenden Regelungskonzepten können diese Wechselwirkungen explizit im Reglerentwurf berücksichtigt werden.

Als Schwierigkeit stellt sich bei diesen Konzepten der Sachverhalt der hohen Anzahl der Verbindungen zwischen den Antrieben dar. Bei einem Hexapoden gibt es für einen Antrieb 5 Wechselwirkungen zu anderen Antriebssystemen. Dies wird sechsmal wiederholt. Daraus ergibt sich eine sehr hohe Zahl an Verbindungen, die im Reglerentwurf geeignet abgebildet und berücksichtigt werden muss. Anschaulich ist dies in Abbildung **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** dargestellt. Die Zahl der Verknüpfungen steigt mit zunehmender Zahl der Achsen quadratisch.

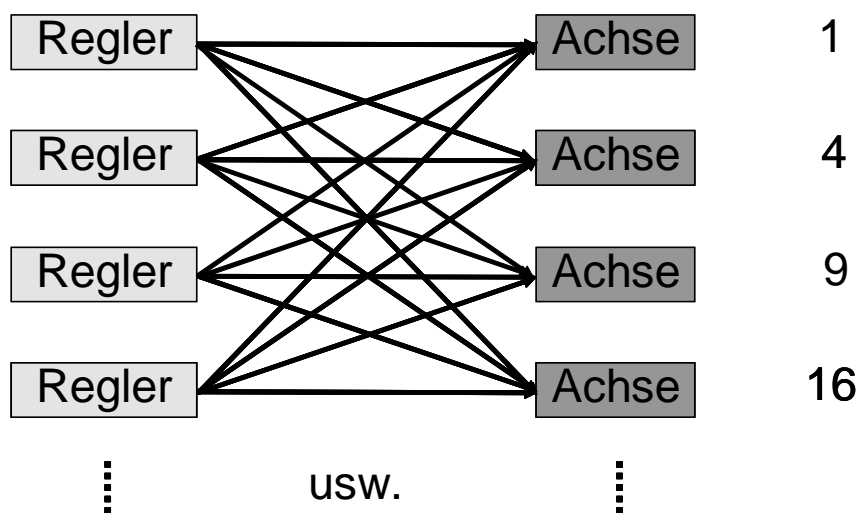


Abbildung 49: Die Zahl der Verknüpfungen steigt quadratisch

Mehrgrößenregelung

Mehrgrößenregelung ist seit den 50er Jahren Forschungsgegenstand in Industrie und Hochschulen. Praktische Anwendung findet sie vor allem in der Prozess und Verfahrenstechnik. Dort sind sehr oft Regelsysteme anzutreffen, die in hohem Maße Verkopplungen zwischen Eingangsgrößen aufweisen. Als Vorteil gegenüber Antriebsanwendungen ist zu nennen, dass diese Systeme üblicherweise Zeitkonstanten aufweisen, die mitunter im Sekunden Bereich liegen. Dadurch ist es möglich wesentlich umfangreichere und rechnerisch aufwendigere Regelkonzepte umzusetzen.

Formal unterscheidet sich die mathematische Beschreibung verkoppelter Systeme nur geringfügig von der von Eingrößensystemen. Die in der Regelungstechnik häufig

anzutreffende Formulierung mit Transferfunktionen ist auch hier möglich, aufgrund der Vielzahl solcher Funktionen für Mehrgrößensysteme, jeder Signalpfad muss durch eine eigene Übertragungsfunktion abgebildet werden, jedoch sehr umständlich. Eine Formulierung im Zustandsraum bietet die Möglichkeit, auch komplizierte System sehr kompakt darzustellen und ist somit der Formulierung mit Transferfunktionen wenn möglich vorzuziehen.

2.4.2 Synthese des Regelalgorithmus

Im Bereich von Mehrgrößen Regelungskonzepten sind insbesondere Zustandsregelkonzepte mit Polvorgabe weit verbreitet. Die Schwierigkeit, dass nur wenige Systemzustände (Lagen) vorhanden sind erfordert bei Anwendung solcher Konzepte zusätzliche Beobachterstrukturen. Da dieses Vorgehen für Antriebsanwendungen ein hohes Detailwissen und aufwändige Parametrierung erfordert wurde ein solcher Weg nicht verfolgt.

Zunächst ist es naheliegend, bestehende Reglerstrukturen der Antriebstechnik namentlich Kaskadenstrukturen, zu übernehmen und in Mehrgrößen Regelkonzepte abzuwandeln. Zahlreiche Eingrößen Regelverfahren haben ein unmittelbares Analogon im Mehrgrößenbereich.

P-PI Mehrgrößenregelung

Betrachtet man das mechanische Systems des Gantry Antriebes, so kann dieses als Feder-Dämpfer-Masse System formuliert werden.

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + D\mathbf{x} = \mathbf{f}$$

In einer einfachen Modellierung sind die Matrizen M,C,K jeweils 2x2 Matrizen, x stellt die Positionen der äußeren Schlitten dar. Die Querkopplung des System bildet sich in den Strukturmatrizen darin ab, dass diese nicht diagonal sind. Die Querkopplung wird durch die nicht Diagonaleinträge berücksichtigt. Betrachtet man eine übliche P-Pi Kaskadenregelung, so ist unmittelbar abzulesen, dass das System in sehr einfacher Weise entkoppelt werden kann, indem die Geschwindigkeitsverstärkung das System entkoppelt. Dies kann geschehen, indem die Proportionalverstärkung ein Vielfaches der Massenmatrix enthält, was eine Entkopplung begünstigt.

Die angreifenden Kräfte \mathbf{f} , umfassen neben den Störkräften auch Antriebskräfte.

Anschaulich führt dies zu einer aktiven Bedämpfung der Querschwingung. Über einen zusätzlichen Faktor in der Nichtdiagonalen K_p^d lässt sich diese Bedämpfung einstellen.

Die Geschwindigkeitsverstärkung kann die Querschwingung aktiv bedämpfen. In der Praxis ist dem jedoch Grenzen gesetzt. Der Grund liegt in der endlichen Bandbreite des Stromreglers. Dieser führt zu einem Phasenabfall, der dazu führt, dass die Bedämpfung nur Äußerst gering ausfallen kann. Der Sachverhalt ist in Abbildung 50 dargestellt. Hätte der Motor rein proportionales Übertragungsverhalten, ergäbe sich eine Bedämpfung, die sich gemäß der Abbildung links mit dem Dämpffaktor K_p^d einstellen lässt. Berücksichtigt man die endliche Bandbreite des Motors, so ergibt sich mit unterschiedlichen Zeitkonstanten des Motors entsprechende Dämpfung gemäß der Abbildung links.

Im Experiment konnte dies bestätigt werden.

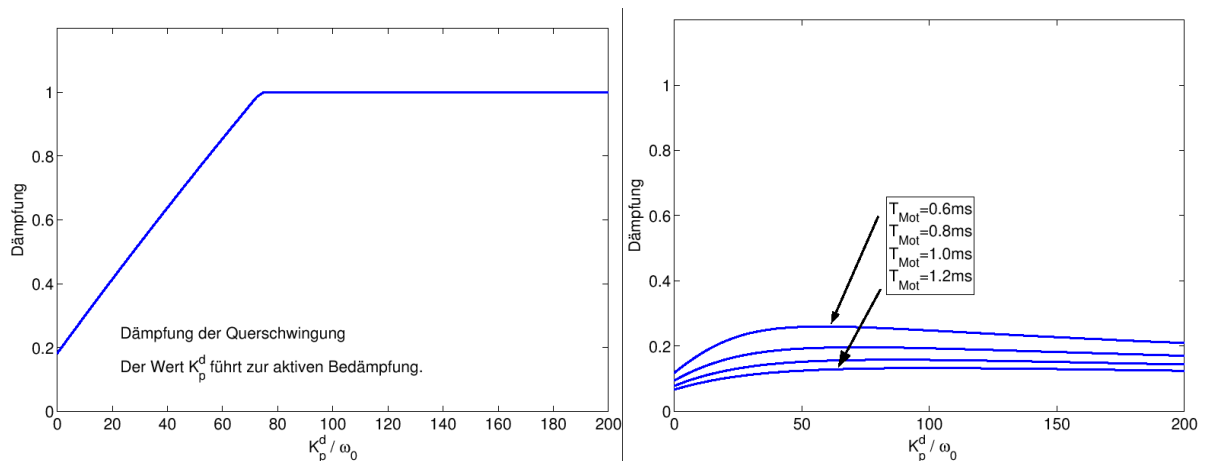


Abbildung 50: Idealisiertes Dämpfungsverhalten und Berücksichtigung des Motors

Diese Betrachtungen zeigen, dass das System auch mit Mehrgrößen Regelkonzepten nur im beschränktem Maß bedämpft werden kann.

Generalisierter Prädiktivregler

Neben dem oben kurz vorgestellten P-PI Mehrgrößenregler erfolgte die Implementierung eines sogenannten Generalisierten Prädiktivreglers GPC (für engl. Generalized Predictive Control). Es ist ein modellgestützter Regler und verwendet ein so genanntes CARIMA (Controlled Auto Regressive and Integrating Moving Average) Prozessmodell. Dies stellt gleichzeitig ein wichtiges Charakteristikum dieses Reglers dar und führt zu einer Abgrenzung zu anderen prädiktiven Regelverfahren.

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1) + \frac{T(q^{-1})}{\Delta}\xi(k)$$

Es sind A, B und T Polynome in Potenzen des Zeitverschiebeoperators q^{-1} mit $q^{-1}y(k) = y(k-1)$ und Δ der Differenzenoperator $\Delta = 1 - q^{-1}$. Der Wert d gibt die Totzeit des Systems in Einheiten der Samplingrate an.

y beschreibt den Systemausgang, u den Systemeingang. Der zweite Summand auf der rechten Seite der Gleichung stellt das Störmodell des Prozesses dar. Dabei ist $\xi(t)$ eine unkorrelierte Zufallsvariable.

Charakteristische Eigenschaften des Reglers können wie folgt angegeben werden:

- Ausregelung stationärer Regelabweichungen bei konstanter Störgröße
- Gutes Führungsverhalten
- Gutes Störverhalten
- Wenige Reglerparameter

Wie zahlreiche andere Regler Verfahren erfolgt auch beim GPC die Reglerauslegung über ein Gütekriterium. Beim GPC lautet es:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} (w(k+j) - y(k+j))^2 + \lambda_{GPC} \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u^2(k+j-1) \quad (2.2)$$

Dabei ist:

$w(k+j)$	zukünftiger Sollwerte
$y(k+j)$:	zukünftige Regelgrößen
$\Delta u(k+j-1)$	zukünftige Stellgrößen
N_1	unterer Prädiktionshorizont
N_2	oberer Prädiktionshorizont
N_u	Stellgrößenhorizont
λ_{GPC}	Gewichtsfaktor

Der erste Teil des Gütekriteriums beschreibt summe der Quadrate des Schleppabstandes, der zweite Summand stellt eine Strafterm dar, der Stellgrößenänderungen berücksichtigt. Über den Faktor λ_{GPC} lassen sich die beiden Summanden gewichtet zu einem skalaren Wert zusammenfassen, der optimiert werden kann.

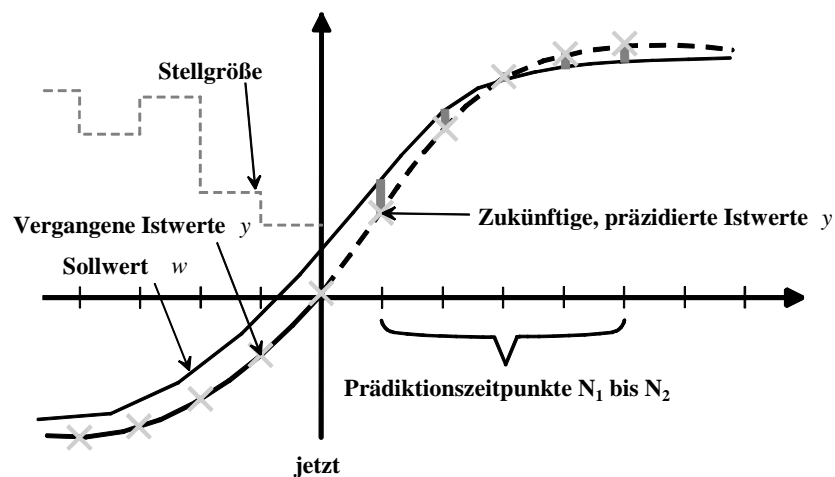


Abbildung 51: Prinzip der Stellgrößenberechnung anhand Bewertung künftiger Sollwertverläufe.

Die Regelabweichung wird innerhalb eines unteren (N_1) und eines oberen (N_2) Prädiktionshorizontes ermittelt und bewertet. Die Bewertung der Stellgrößenänderung erfolgt innerhalb der Abtastschritte 1 bis N_u . Gleichzeitig erfolgt die Annahme, dass sich die Stellgröße für nachfolgende Zeitpunkte nicht mehr ändert also $u(k+j-1) = \text{konstant}$ für $j > N_u$.

Aus diesem Gütekriterium wird nun das Stellgesetz abgeleitet. Die Berechnung der neuen Stellgröße erfolgt derart, dass das Gütefunktional minimal wird. Da zukünftige Regelgrößen y

selbstverständlich nicht bekannt sind, werden diese ausgehend von dem Modell der Regelstrecke geschätzt, bzw. präzidiert.

Das Reglerverhalten kann mit sehr wenigen Regelparameter eingestellt werden. Dies sind die Parameter N_1 , N_2 , N_u und λ_{GPC} . Dies stellt ein großer Vorteil gegenüber anderen Reglerkonzepten dar. Ein weiterer Vorteil ist, dass das Regelkonzept in sehr einfacher Weise auf Mehrgrößensysteme mit M Ein- und M Ausgängen erweitert werden kann. Dazu werden im wesentlichen die skalaren Größen zu vektoriellen Größen umgeschrieben, das Prozessmodell besteht aus $M \times M$ Transferfunktionen, die Berechnung der Stellgröße erfolgt in sehr ähnlicher Weise. Auch im Mehrgrößenfall verbleibt man bei 4 Reglerparameter.

2.4.3 Simulation des Reglerverhaltens

Führungsverhalten

Das Führungsverhalten soll anhand eines schnellen Positioniervorganges simuliert werden. Die Sollgeschwindigkeit ist dabei 40 /min, die Beschleunigung 2g. Eine Ruckbegrenzung wird nicht vorgenommen.

Die folgende Abbildung zeigt den Positioniervorgang grafisch und die sich aus der Simulation ergebenden Schleppabstände. Die Abtastrate wurde mit $T_s=500 \mu s$ gewählt. Das mathematische Modell wurde aus einem analytischen exakten Modell gewonnen.

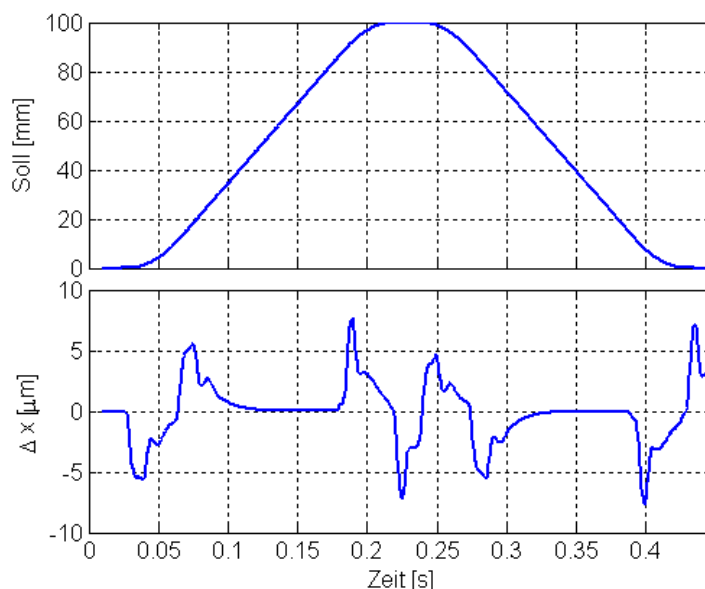


Abbildung 52: Führungsverhalten eines einfachen Schlittens.

Störverhalten

Mit dem verwendeten Störmodell des GPC Reglers hat dieser die Eigenschaft, konstante Störungen auszuregeln. Gegenüber klassischen P-PI Reglern lässt sich ein ähnliches Störverhalten erreichen. Prinzipiell ist es möglich durch ein detailliertes Störmodell, dieses deutlich zu verbessern.

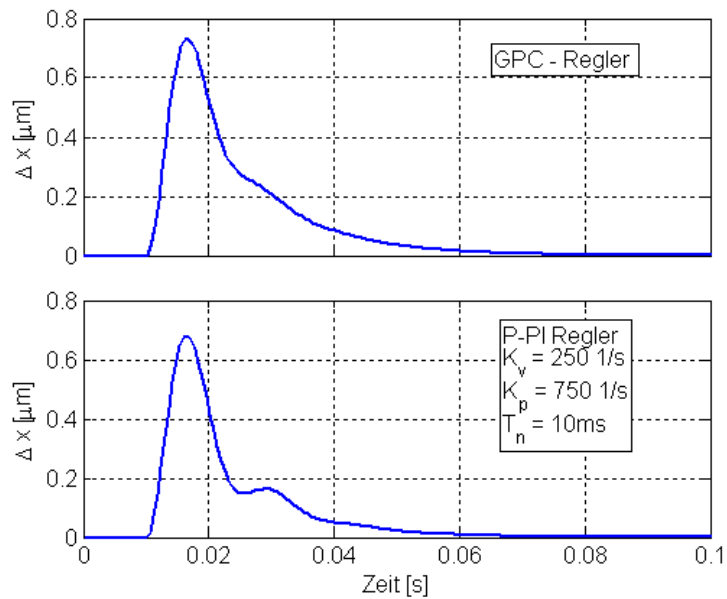


Abbildung 53: Auslenkung der Lage bei Störsprung für 2 Reglertypen.

2.5 Konzeption und Aufbau des Versuchstandes

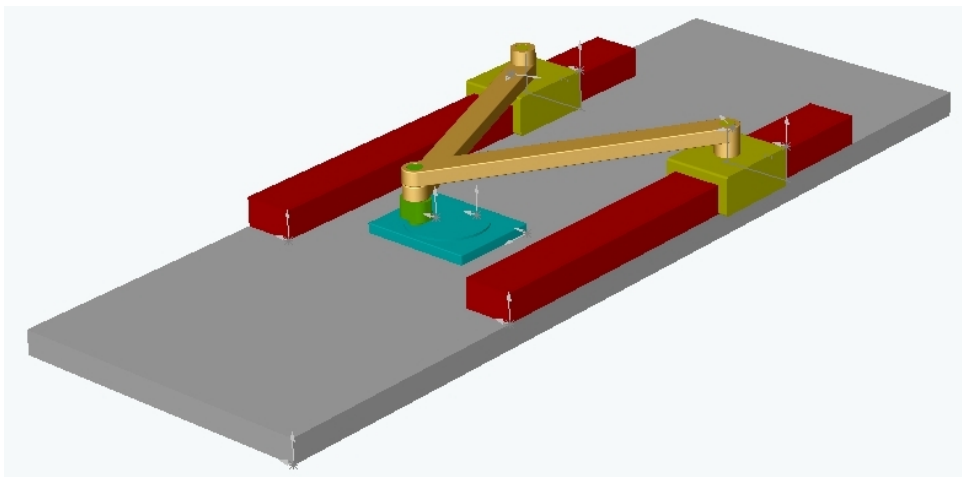


Abbildung 54: Prinzipieller Aufbau des Demonstrators

An einem Versuchstand sollen die theoretisch gewonnenen Ergebnisse in der Praxis überprüft und die Algorithmen in der Steuerung implementiert und getestet werden. Anforderungen die an den Aufbau gestellt wurden waren:

- Aufbau mit handelsüblichen Komponenten (Messsysteme, Linearmotoren, Umrichter)
- Achsen variabel als Gantry oder Parallelkinematik konfigurierbar
- einfacher Aufbau

- kostengünstig
- Ankopplung an die ISG NC leicht möglich

Es bietet sich an eine Scherenkinematik mit Schlitten auf zwei getrennten Führungen aufzubauen. Ein solches System ist leicht in der Konfiguration Schere und der Konfiguration Gantry betreibbar.

2.5.1 Spezifikation der Anforderungen an Meßsystem, die Umrichter und Antrieb

Das von der ISG im Rahmen des Projektes zur Verfügung gestellte System bietet die Möglichkeit für acht Achsen parallel die Sollwerte zur Verfügung zu stellen. Dies geschieht jeweils über $\pm 10V$ Schnittstellen. Zusätzlich stehen zahlreiche digitale Schnittstellen für PLC Funktionalitäten zur Verfügung.

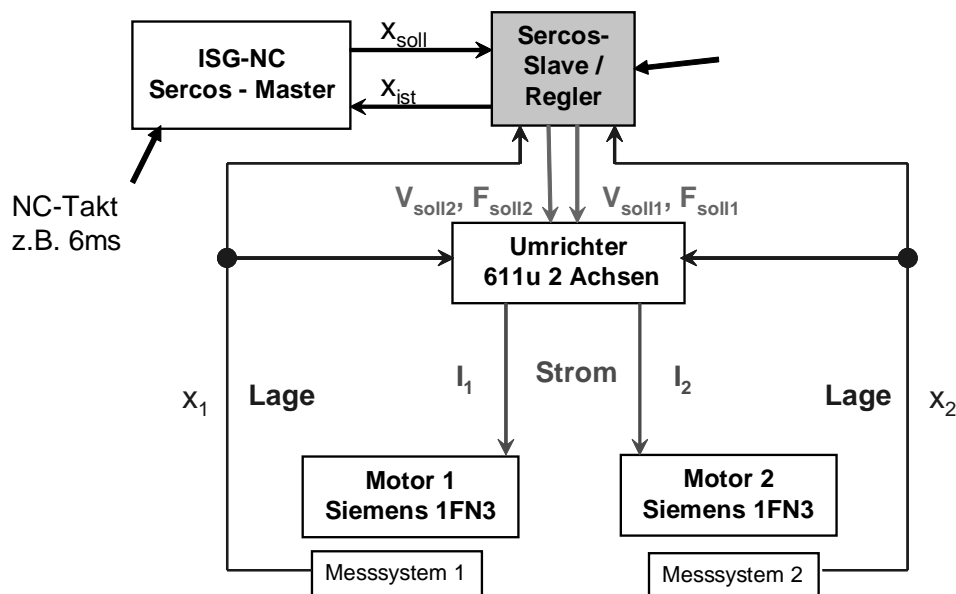


Abbildung 55: Struktur der Gesamtanordnung

Abbildung 55 zeigt die prinzipielle Struktur der Signalflüsse. Eine gewisse Besonderheit besteht darin, dass das Messsignal der Linearen Encoder sowohl dem Umrichter (Kommutierung und evtl. Regelung), als auch der darüber liegenden Regelung im SERCOS Knoten zur Verfügung stehen muss. Zudem muss das Signal im ersten Fall als 1Vss analoges Signal bereitgehalten werden, An der NC müssen digitale TTL Signale ausgewertet werden können. Dazu wird das Spursignal des Messsystems mit einer Verteilerbox aufgesplittet, Ein Zweig wird dem Umrichter zugeführt, der zweite Zweig wird in einer Interpolationsbox gewandelt.

Die Kenndaten der ausgewählten Systeme sind die folgenden

Linearmotor: Siemens 1FN3-0502W

Spitzenkraft 550N,

Hauptkühler

Mechanik: Bewegte Masse etwa 30kg

Quersteifigkeit $14\text{N}/\mu\text{m}$
Querschwingung bei 180Hz
Verfahrweg 800mm

Messsystem: Renishaw, inkrementell,
Auflösung an NC $0,2\mu\text{m}$

Softwareseitig erfolgte die Implementierung derart, dass zunächst unter MATLAB/Simulink die Algorithmen entwickelt und simulativ getestet wurden. Das verwendete ISG NC Reglermodul erlaubt die Implementierung von Algorithmen unter C/C++ mit der Entwicklungsumgebung MS Developerstudio und dem Echtzeit Betriebssystem RTX.

Die vor- und Nachteile dieses Vorgehens werden wie folgt bewertet:

Vorteil:

- Bahngenerierung durch NC auf Master PC
- realistischere Verhältnisse als bei Prototyping System
- große Rechenleistung

Nachteil:

- Programmierung der Algorithmen in „C“ mitunter fehleranfällig und aufwendig

2.5.2 Konstruktion von parallelen Achsen auf Basis des ZFS-Linearmotor-Prüfstandes



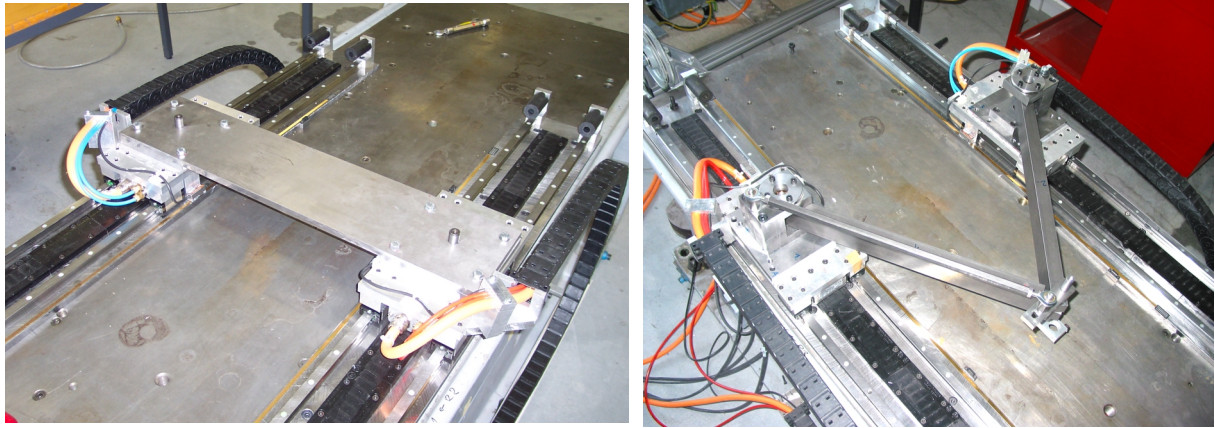


Abbildung 56: Prüfstand mit Aufbauten. Links: Gantry – Konfiguration, rechts: einfache Scherenkinematik.

Der Aufbau der Achsen erfolgte auf einem massiven Objektträger, der es erlaubte, zwei Konfigurationen rasch umzurüsten.

2.5.3 Konstruktion der variablen Maschinenelemente für die Achs-Kopplung

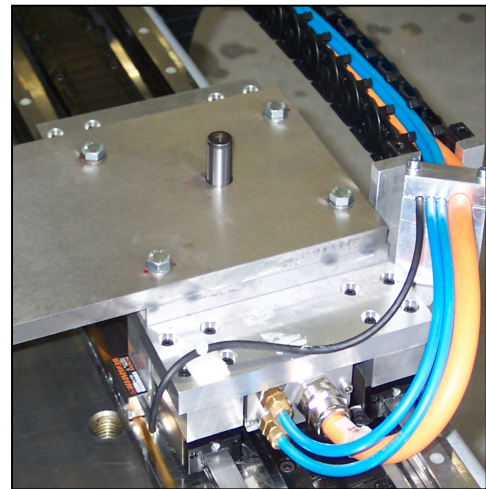
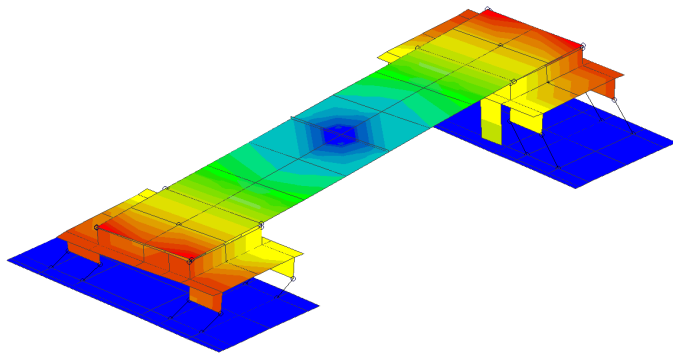


Abbildung 57: FE Abbild der Gantry Kinematik und Detail

Die Auslegung der Maschinenkomponenten erfolgte derart, dass die Bauteile im Vergleich zu kommerziellen Werkzeugmaschinen deutlich hinab skaliert wurden, jedoch darauf geachtet, dass erste Eigenfrequenzen im Bereich von etwa 100Hz anzutreffen sind. Beim Gantry erfolgte die Ankopplung der Querverbindung an die Schlitten variabel mittels Schrauben und einfachem Drehzapfen, so dass lose-loose lose-fest und fest-fest einstellbar sind.

2.6 Implementierung und Untersuchung

2.6.1 Implementierung auf Steuerungs-System

Das verwendete System bietet hohe Flexibilität und erlaubt eine rasche Umsetzung auch recht aufwendiger Algorithmen.

2.6.2 Anpassung des Referenzmodells an das reale System

Von der Gantry Kinematik wurde ein einfaches FE Modell erstellt, um ein möglichst genaues Abbild der Regelstrecke in der Simulationsumgebung zu erhalten. Messtechnisch wurden die wichtigsten Schwingformen erfasst und relevante Frequenzgänge nachgebildet. Es konnte eine gute Übereinstimmung zwischen simulierten Ergebnissen und experimentell ermittelten Kurven gefunden werden. Beispielsweise liegt die Eigenfrequenz der relevanten Querschwingung in der Simulation und in der Realität etwa bei 190 Hz.

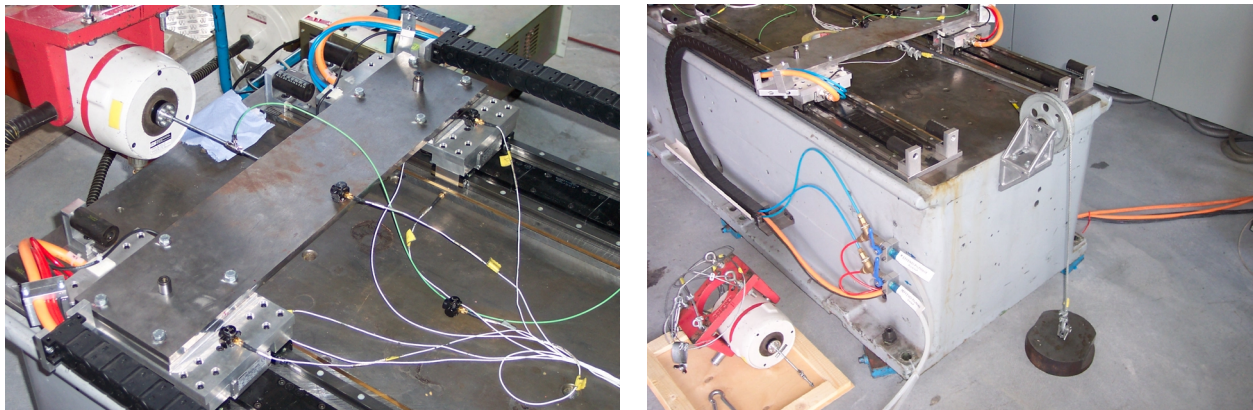


Abbildung 58: Untersuchung des Systems mittels Modalanalyse

2.6.3 Untersuchung der achsübergreifenden Regelung am realen System

Experimentelle Untersuchungen bestätigten weitestgehend die simulativ abgebildeten Effekte.

Seitens der Gantry Anordnung stellten sich die wichtigsten Ergebnisse wie folgt dar

- Die Querschwingung kann lediglich mit modellgestützten Ansätzen sinnvoll Bedämpft werden
- Mehrgrößenregelung führt zu deutlich ruhigerem Lauf der Antriebe
- Ein Verbrauch der effektiven Vorschubkraft durch gegenseitiges Verspannen kann mit Mehrgrößenansätzen verhindert werden
- Für einen ruhigen Lauf und Verhinderung von Verspannen ist eine sehr gute Synchronizität der Einzelachsen wichtig
- Eine Erhöhung der Dynamik infolge höher einstellbarer Reglerparameter konnte nicht beobachtet werden

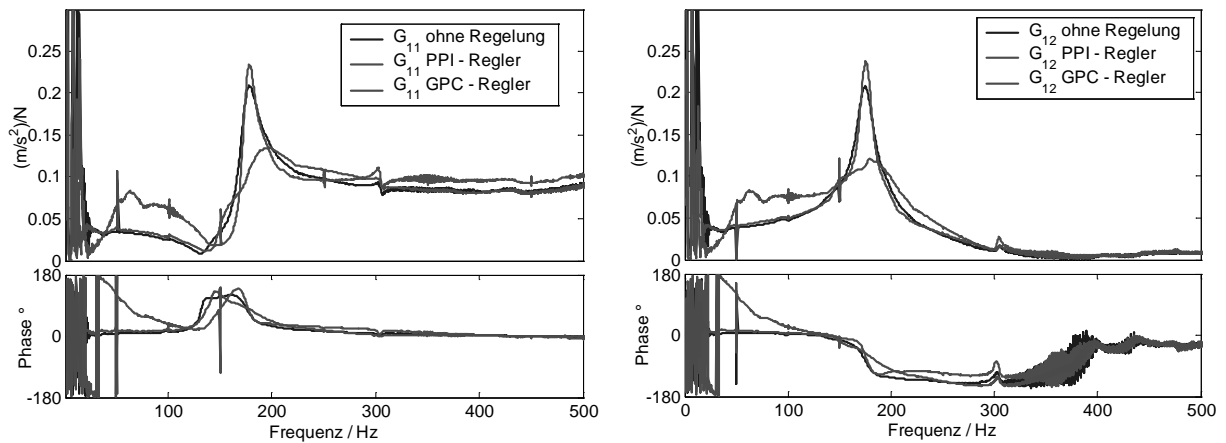


Abbildung 59: Frequenzgänge zweier verschiedenen Übertragungsfunktionen

Wesentliche Ergebnisse Scherenkinematik

- Die Implementierung alternativer Regelungsansätze, die tief in die Regelstruktur eingreifen ist möglich
- Der Modellierungsaufwand für modellgestützte Regelung ist hoch aber möglich
- Generalisierter Prädiktivregler hat exzellente Eigenschaften und beinhaltet Funktionalitäten einer Vorsteuerung
- PC basierte Steuerungslösung hat sehr hohe Rechenleistung, die auch für äußerst komplexe Algorithmen ausreichend ist
- Adaptive Regelungskonzepte sind implementierbar, um stabilen Lauf zu garantieren ist jedoch erhebliche

Die folgende Abbildung zeigt ein Beispiel von schnellen Positioniervorgängen bei zugeschalteter Adaption. Die Adaptionsebene ist in der Lage, die Regelstrecke zu identifizieren und dem Regler ein Streckenmodell zu liefern, was die Gegebenheiten des Systems stets gut wiedergibt.

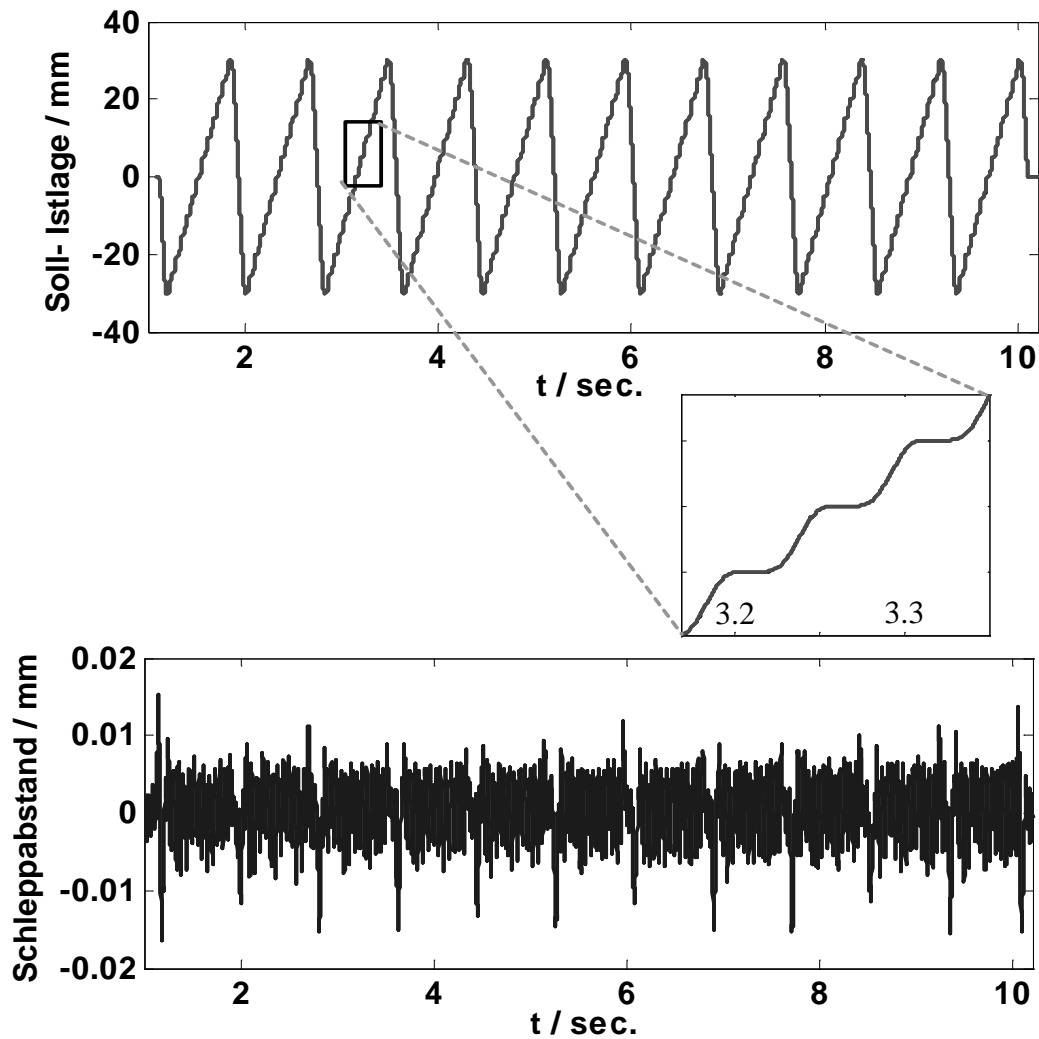


Abbildung 60: Positioniervorgänge mit Schere bei zugeschalteter Adaption.

2.7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Projekt wurden folgende Projektziele erreicht

- Implementierung und Untersuchung Feininterpolator
- Aufbau Gantry
- Aufbau Schere
- Untersuchung Mehrgrößenregelung
- Untersuchung adaptive Regelung
- Umfangreiche simulative und experimentelle Untersuchungen

Nicht erreicht wurde

- TCP - Regelung (Messsignale nicht zuverlässig, Regelstrategie)
- Industrietauglichkeit der Regelungskonzepte

3 Gekoppelte Simulation

Joachim Berkemer, Siemens LMS (Koordinator des Teilprojekts) – Markus Knorr, Siemens LMS - Bertold Kirchgäßner, Intes

3.1 Problemstellung

Die erreichbare Regelkreisbandbreite ist bei realen Maschinen deutlich eingeschränkt, was auf mechanische Resonanzen in den Antriebsregelkreisen der Maschine zurückzuführen ist. Insbesondere bei Maschinen mit Linearmotoren-Achsen liegt die erreichte Regelkreisbandbreite oftmals weit unterhalb dem aus theoretischen Betrachtungen und Laboreinrichtungen bekannten Potenzial.

Elastische Maschinenschwingungen wirken dabei in doppelter Hinsicht dynamisch begrenzend

- Die Regelkreisbandbreite wird unter Beachtung des Stabilitätskriteriums nach Nyquist eingeschränkt. Dies wiederum begrenzt die dynamische Bahngenaugigkeit und Steifigkeit, weshalb im allgemeinen die Vorschubgeschwindigkeit reduziert werden muss.
- Die Anregung mechanischer Resonanzen in einer Maschinenstruktur kann zwar steuerungstechnisch durch eine Begrenzung des Rucks (Beschleunigungsänderungsgeschwindigkeit) vermieden werden. Dies führt jedoch zu längeren Beschleunigungszeiten und somit wiederum zu einer geringeren Produktivität.

Während hinreichende dynamische Bahngenaugigkeit meist noch mit Vorsteuerverfahren konventioneller Kaskadenregler erreicht werden kann, ist die dynamische Steifigkeit einer Vorschubachse von der Regelkreisdynamik bestimmt. Aufgrund wegfallender mechanischer Antriebskomponenten ist dieser Zusammenhang für die Störsteifigkeit von Direktantrieben maßgeblich.

Die Praxis zeigt, dass selbst auf den ersten Blick relativ ähnliche Maschinenkonzepte mit vergleichbaren Abmessungen und bewegten Massen zum Teil erhebliche Unterschiede in der Regelbarkeit der Linearmotor-Achsen aufweisen – beispielsweise liegt die erreichbare Lageregelkreisverstärkung bei Hochgeschwindigkeitsbearbeitungszentren meist im Bereich von etwa $K_V = 5 \dots 30 \text{ m/min mm}$. Die Ursachen für die Unterschiede sind nur über eine detaillierte Betrachtung der regelungstechnisch relevanten Schwingungseinflüsse von Maschinenkonstruktionen aufzudecken.

Die Feineinstellung der Regelung wird bei bisher konventioneller Vorgehensweise letztlich erst bei der Inbetriebnahme vorgenommen, wobei die Einflußmöglichkeiten auf die mechanische Konstruktion in dieser Entwicklungsphase äußerst begrenzt sind. Treten für die Regeldynamik schädliche Resonanzen auf, verursacht eine Konstruktionsänderung hohe Kosten und häufig eine Verzögerung der Markteinführung.

Daher erwiesen sich Berechnungsmethodiken notwendig, die eine zuverlässige Vorhersage des dynamischen Verhaltens einer Werkzeugmaschine mit geregelten Vorschubantrieben - insbesondere Lineardirektantrieben – bereits während der Konstruktion bieten und frühzeitig Möglichkeiten für eine regelungstechnische Optimierung aufzeigen. Anzubietende

Optimierungsmöglichkeiten sind unter anderem die in diesem Projekt erarbeiteten Hard- und Softwarelösungen der anderen Teilprojekte.

Wurden in Entwicklung und Konstruktion von Werkzeug- und Produktionsmaschinen bisherige Simulationsverfahren angewandt, so sind die verwendeten Modelle oft für die Erfassung der für die Regelung relevanten Schwingungen ungeeignet oder werden für diese Fragestellung nicht herangezogen.

Eine alleinige Betrachtung von Motor und steuerungstechnischem Umfeld erfasst Maschinenschwingungen von vornherein nicht. Mehrmassen- oder klassische Mehrkörpermodelle niedriger Ordnung sind für die Modellierung der gesuchten Maschinenschwingungen zu grob. Andererseits ist der Aufwand eines flexiblen Mehrkörpermodells für eine effiziente Anwendung oft viel zu umfangreich.

Bei hochdynamischen und/oder linearangetriebenen Maschinen ist außerdem die genaue Erfassung auch hochfrequenter Schwingformen notwendig, da derartige Schwingungen zunächst die Bandbreite des Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsreglers begrenzen. Unter höherfrequenten Schwingungen sind etwa bei Bearbeitungszentren Resonanzfrequenzen zwischen ca. 100 bis 600 Hz zu verstehen, die nur durch eine hinreichend detaillierte Modellierung der flexiblen Strukturbaugruppen errechnet werden können. Die vorgestellte Methode basiert daher auf Finite-Elemente-Modellen, welche mit regelungstechnischen Formulierungen verknüpft werden.

3.2 Zielsetzung

Im Rahmen des Projekts wurde ein effizientes Verfahren zur geschlossenen Lösung und geeigneten Auswertung des gekoppelten Problems von Strukturmechanik und Antriebsregelung ausgearbeitet und in der Anwendungspraxis erprobt.

Da die genaue Erfassung auch hochfrequenter, flexibler Moden notwendig ist, schieden Mehrmassenmodelle und klassische Mehrkörpermodelle, d.h. mit Modellierung der Maschinen-Baugruppen als starre Körper, aus. Dagegen kommt der Finite Elemente Methode auch in der Anwendung in flexiblen Mehrkörpersystemen eine zentrale Bedeutung zu.

Für die Anwendung der gekoppelten Simulation waren außerdem folgende inhaltliche Zielsetzungen ausschlaggebend:

- Frequenzgang-Berechnung der mechanischen Regelstrecke und Identifikation der dafür relevanten Eigenformen. Eine Schwachstellenanalyse dieser Eigenformen ermöglicht erste Optimierungen, beispielsweise zur Lage von Antrieben und Meßsystemen.
- Berechnung von Führungs- und Störfrequenzgängen. Daraus werden erreichbare Regelparameter ggf. unter Einsatz von Stromsollwertfiltern errechnet.
- Berechnung von Eigenwerten und –formen des gekoppelten Systems. Die Zuordnung dieser Eigenformen zu den Führungs- und Störfrequenzgängen zeigt die Veränderungen rein mechanischer Schwingungen unter Einfluß der Regelung. Diejenigen mechanischen Eigenformen werden identifiziert, welche letztlich für die Begrenzung der Regelverstärkungen ursächlich sind.
- Berechnungen im Zeitbereich bei vorgegebenen Sollwerten erlauben eine Bewertung umsetzbarer Bahnvorgaben, etwa bei begrenztem Ruck, und der erreichbaren

Genauigkeit an relevanten Freiheitsgraden - für Werkzeugmaschinen beispielsweise zwischen Werkzeug und Werkstück.

In der Anwendung sind darüber hinaus Untersuchungen über den Einfluß der Zeitdiskretisierung auf das gesamtdynamische Verhalten bei digitaler Regelung und über das Verhalten verkoppelter Achsen, etwa bei Gantry-Systemen bis hin zu Parallelkinematiken notwendig. Auch diesen Anforderungen wurde bei der Entwicklung des Verfahrens Rechnung getragen.

Aufgrund der vorausgesetzten Linearität sind dem Verfahren jedoch bei der Anwendung auf Parallelkinematiken mit deren naturgemäß stark nichtlinearem Verhalten enge Grenzen gesetzt.

3.3 Theoretische Grundlagen

Im folgenden soll die entwickelt Methode näher beschrieben werden. In Abbildung 61 rechts ist die mechanische Struktur eines typischen, mit Linearmotoren ausgerüsteten Bearbeitungszentrums in Form eines Finite-Elemente-Netzes gezeigt. In der Bildmitte ist das Strukturbild der im Werkzeugmaschinenbau üblichen Kaskadenregelung mit Stromregler, (hier mit weiteren zusammengefasst als PT_1 -Verzögerungsglied) mit PI-Geschwindigkeitsregler und P-Lageregler für die drei Linearachsen skizziert.

Die Kopplung zwischen Mechanik und Regelung erfolgt einerseits über die Antriebskräfte, welche auf die mechanische Struktur einwirken; andererseits über die von den Meßsystemen zur Regelung rückgeführten Istwerte etwa von Position und/oder Geschwindigkeit bzw. Drehzahl.

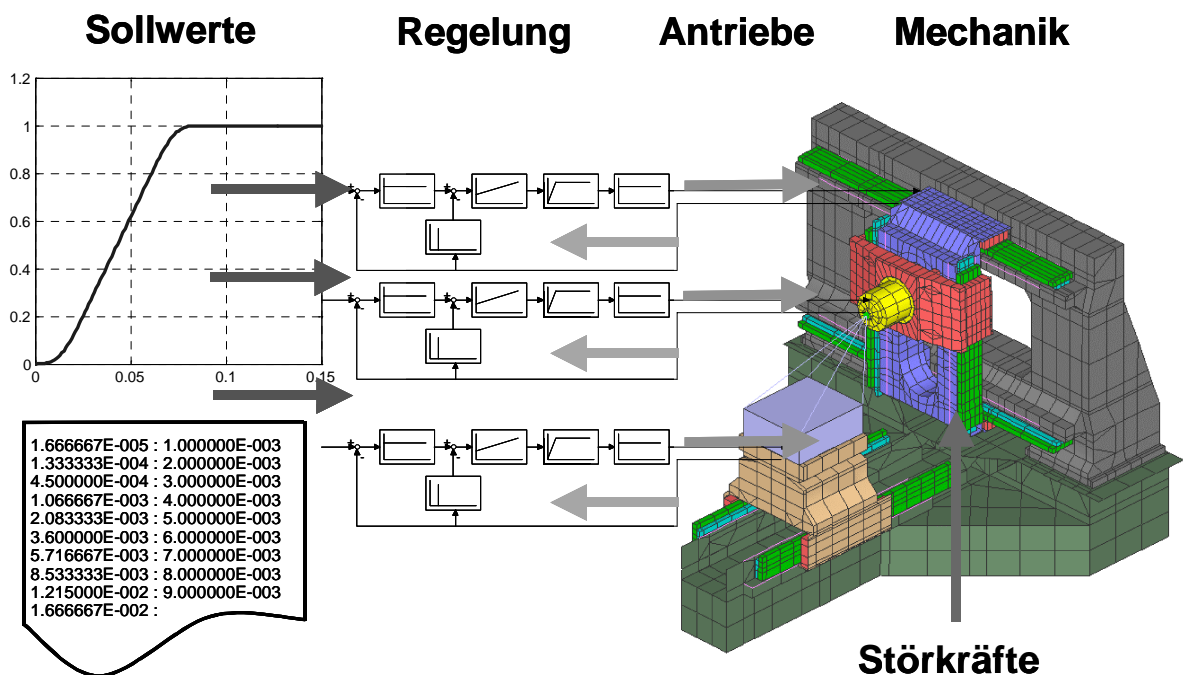


Abbildung 61: Schema des gekoppelten Problems von Strukturmechanik und Antriebsregelung

Neben der Kopplung zwischen Regelung und Mechanik selbst sind auf regelungstechnischer Seite die durch die Steuerung vorgegebenen Sollwerte zu berücksichtigen. Auf strukturmechanischer Seite wirken Störkräfte, etwa aufgrund der Reibung in Führungen und Abdeckungen, aufgrund Prozesskräften der Bearbeitung sowie von außen einwirkender Störungen.

3.3.1 Formulierung des gekoppelten Problems

Bewegungsgleichungen der Mechanik im linearen Finite-Elemente Modell

Die Differentialgleichungen der Bewegungen des mechanischen Systems lauten in Matrixschreibweise

$$M \ddot{q} + C_M \dot{q} + K q = f \quad (3.1)$$

Verschiebungen q , Geschwindigkeiten \dot{q} und Beschleunigungen \ddot{q} sind absolute Größen, die bezüglich eines Inertialsystems definiert sind. Es wird für die folgenden Betrachtungen allgemein vorausgesetzt, daß Dehnungen klein sind und nur solch kleine Drehungen vorhanden sind, daß sie durch Vektoren hinreichend genau beschrieben werden, und auch Coriolis- und Zentrifugalkräfte vernachlässigt werden können. Dämpfungs- und Steifigkeitsmatrix der mechanischen Bewegungsgleichung sind folglich symmetrisch.

Weiterhin wird vorausgesetzt, daß auch das Materialverhalten linear ist und somit aufgrund des insgesamt linearen Systemverhaltens die Systemmatrizen der Mechanik zeitlich konstant sind. Die Verschiebungsgrößen q , \dot{q} und \ddot{q} beziehen sich damit auf eine im Berechnungsmodell definierte Referenz-Konfiguration, hier die im Modell vorgegebene Achsposition einer Werkzeugmaschine. Unter diesen Voraussetzungen können die Systemmatrizen mit gängiger Finite-Elemente-Software berechnet werden.

In der idealisierten Betrachtung des rein mechanischen, also zunächst unregulierten Systems sind die Schlittenachsen einer Werkzeugmaschine in Vorschubrichtung frei beweglich. Dies zeigt sich in der Steifigkeitsmatrix durch eine r -fache Singularität, wobei r die Anzahl der Schlittenachsen bezeichnet.

Dämpfkkräfte werden als viskos angenommen und in den weiteren Betrachtungen als Dämpfungsverhältnisse auf modale Dämpfungsmatrizen angewandt.

Die Regelung wirkt über Antriebskräfte bzw. -momente auf die Mechanik. Für die weiteren Betrachtungen werden die Kraftgrößen in Führungskräfte f_0 , Regelkräfte f_R und Störkräfte f_S unterteilt. Störkräfte werden als konservativ angenommen. Für die im Maschinenbau übliche Kaskadenregelung wird eine Gegenkopplung der Meßgrößen und damit der Regelkräfte vorausgesetzt, so daß insgesamt gilt

$$f = f_0 - f_R + f_S \quad (3.2)$$

Es wird außerdem vorausgesetzt, daß Führungs- und Regelkraft eines Reglers jeweils über den selben Antrieb auf die Mechanik wirken. Führungs- und Regelkräfte können damit zu Antriebskräften

$$f_A = f_0 - f_R \quad (3.3)$$

zusammengefasst werden.

Differentialgleichungs-System der Regelung

Für die Formulierung der Differentialgleichungen der Regelung wird die Darstellung im Zustandsraum gewählt, da diese einerseits aus Software für blockorientierten Reglerentwurf, etwa Matlab/Simulink, bequem erhalten werden kann. Andererseits ist die Zustandsraumdarstellung der Regelung den Bewegungsgleichungen der Mechanik ähnlich und kann somit in anschaulicher Form mit diesen gekoppelt werden.

Entgegen der üblichen Praxis in Zustandsraumdarstellungen wird die Regelung zunächst isoliert betrachtet. Eingangsgrößen der Regelung sind hier die Istwerte der bezüglich bestimmter Punkte am Meßsystem ermittelten relativen Verschiebungsgrößen \mathbf{u} und die durch die Steuerung vorgegebenen Soll- bzw. Führungsgrößen \mathbf{u}_0 . Ausgangsgrößen \mathbf{y} der Regelung sind Kraftgrößen.

Die Trennung von Meß- und Führungsgrößen ist sinnvoll, da die Meßgrößen mit Verschiebungsgrößen des mechanischen Systems identisch sind, während die Führungsgrößen vorgegeben werden. Zunächst wird nur von Verschiebungen als Eingangsgrößen der Regelung ausgegangen. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden in der verallgemeinerten Definition der Verschiebungsgrößen auch Geschwindigkeiten und Beschleunigungen einbezogen werden. Während die vom Meßsystem erfaßten Verschiebungen der Mechanik naturgemäß stetig und differenzierbar sein müssen, wird dies für den Verlauf der Sollpositionen hier vorausgesetzt.

In einer für die spätere Kopplung mit dem mechanischen System geeigneten, abgewandelten Formulierung lautet die Zustandsraumdarstellung dann

$$\mathbf{I} \dot{\mathbf{z}} - \mathbf{A} \mathbf{z} = -\mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{E} \mathbf{u}_0 \quad (3.4)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{z} - \mathbf{D} \mathbf{u} + \mathbf{F} \mathbf{u}_0 \quad (3.5)$$

Der Zustandsvektor \mathbf{z} erfaßt die unbekanntenen Zustandsgrößen des vorliegenden regelungstechnischen Systems. Hier werden Zustandsgrößen zur Erfassung von Integralteilen und Zwischengrößen der Regler verwendet und daher auch als „innere“ Zustandsgrößen verstanden. Systemmatrix \mathbf{A} wird auch als Dynamikmatrix bezeichnet, da sie den für das dynamische Verhalten wesentlichen, differentiellen Zusammenhang der Zustandsgrößen beschreibt. \mathbf{B} ist die Steuer- oder Eingangsmatrix, die in der vorliegenden Form die als Meßgrößen erfaßten mechanischen Verschiebungsgrößen in das Gleichungssystem einbringt. Entsprechend wird die Eingangsmatrix \mathbf{E} für die Führungsgrößen eingeführt. \mathbf{C} ist die Beobachtungs- oder Ausgangsmatrix, die den direkten Einfluß der Zustandsgrößen auf die Ausgangsgrößen erfaßt. Die Durchgangsmatrix \mathbf{D} verbindet unmittelbar die über Meßgrößen erhaltenen Eingangsgrößen der Regelung. Für die als Führungsgrößen vorgegebenen Eingangsgrößen der Regelung wird die entsprechende Durchgangsmatrix \mathbf{F} eingeführt. Die Systemmatrizen der Regelung sind allgemein rechteckig.

Für die Matrizen des regelungstechnischen Systems wird vorausgesetzt, daß das Verhalten um einen Arbeitspunkt betrachtet wird. Zustands- und Meßgrößen erfahren damit entsprechend den Voraussetzungen der Mechanik nur kleine Änderungen. Die Matrizen der Regelung

werden darüber hinaus als zeitinvariant betrachtet, so daß insgesamt entsprechend der Mechanik ein lineares Systemverhalten angenommen wird.

Die Minuszeichen vor Steuermatrix und Durchgangsmatrix sind durch die vorausgesetzte Gegenkopplung der Regler begründet.

Kopplung

Die aus der Regelung als Ausgangsgrößen resultierenden Kräfte y wirken als Antriebskräfte auf das mechanische System. Über die Transformation der Ausgangsgrößen der Regelung zu Antriebskräften der Mechanik erfolgt die Kopplung

$$f_A = S' y \quad (3.6)$$

Die Transformationsmatrix S für Antriebskräfte ist rechteckig und aufgrund der diskreten Positionen der Antriebe im mechanischen System dünn besetzt. Die i -te Zeile beschreibt ein Gleichgewichtskräfteesystem, das mit der Ausgangsgröße des i -ten Reglers y_i skaliert einen Beitrag zu Antriebskraft f_A liefert. Über die Matrix S können die Antriebskräfte folglich als einzelne Punktlasten oder als verteilte Lasten angesetzt werden. Da an den Antrieben jeweils Kraft und Gegenkraft wirken, ist S mit positiven und negativen Koeffizienten besetzt.

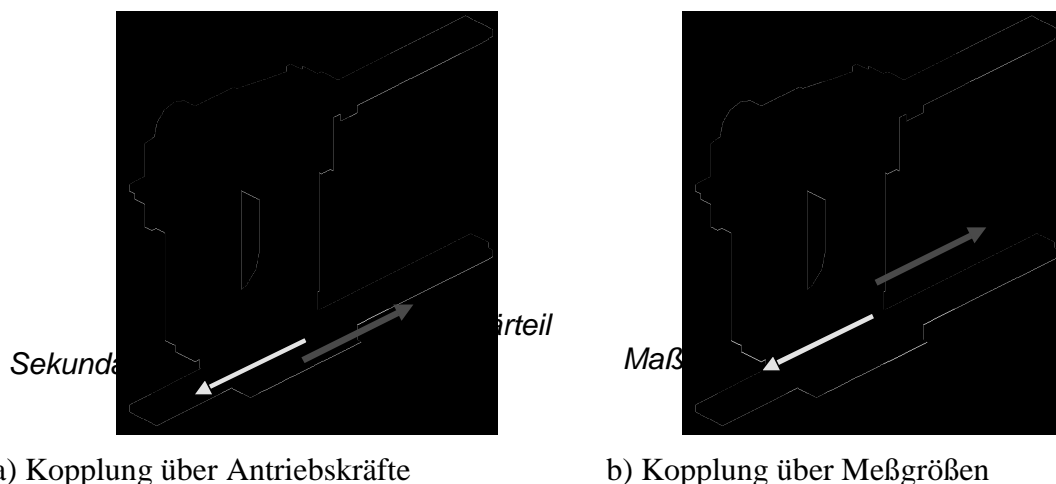


Abbildung 62: Kopplungsgrößen

Die zweite Kopplung zwischen Mechanik und Regelung erfolgt durch die Transformation von Verschiebungsgrößen des mechanischen System, die über die Meßsysteme erfaßt werden, in Eingangsgrößen der Regelung in der Form

$$u = T q \quad (3.7)$$

Die Transformationsmatrix T für Meßgrößen ist ebenso wie die Matrix S rechteckig und dünn besetzt, da auch die Meßpunkte an wenigen diskreten Positionen lokalisiert sind. Die Verschiebungsgrößen q sind zunächst Absolutgrößen, die an den Meßsystemen im allgemeinen als Relativpositionen zwischen Tastkopf und Maßstab bzw. deren Ableitung als Geschwindigkeiten ausgewertet werden. Absolutverschiebungen des Finite-Elemente-Systems müssen also noch durch Differenzbildung in der Matrix T in Relativverschiebungen

bzw. -geschwindigkeiten umgewandelt werden, so daß T ebenso wie S mit positiven und negativen Koeffizienten besetzt ist.

Im allgemeinen sind Kraftort und Meßort einer geregelten Achse nicht identisch (nicht kolloziert), da Antrieb und Meßsystem an unterschiedlichen Stellen angebracht sind. Für die Transformationsmatrizen bedeutet dies

$$S \neq T \quad (3.8)$$

Bewegungsgleichungen

Zustandsgleichungen der Regelung

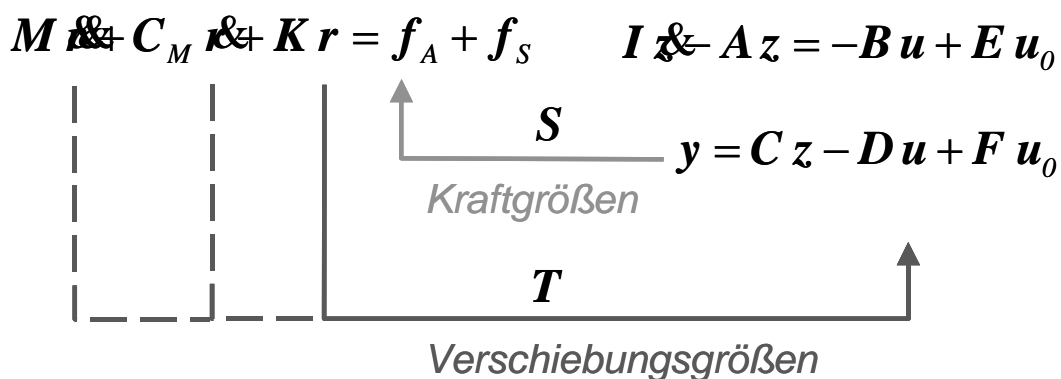


Abbildung 63: Kopplungsmechanismus

In Abbildung 63 ist der Kopplungsmechanismus zwischen den Gleichungen des mechanischen und des regelungstechnischen Systems nochmals zusammenfassend dargestellt.

Vorsteuerung, Geschwindigkeits- und Beschleunigungsrückführung

Über die Vorsteuerung werden dem Regler neben der Soll-Lage u_0 wahlweise auch Soll-Geschwindigkeit \dot{u}_0 und Soll-Beschleunigung \ddot{u}_0 zugeführt und der Führungsgrößen-Vektor

$$u_0 = \left\{ \ddot{u}_0 \quad \dot{u}_0 \quad u_0 \right\} \quad (3.9)$$

muß entsprechend erweitert werden.

Bei Rückführung von Lage, Geschwindigkeit, und Beschleunigung wird der Eingangsvektor der Regelung für Meßgrößen (Ist-Größen)

$$u = \left\{ \ddot{r} \quad \dot{r} \quad r \right\} \quad (3.10)$$

ebenfalls durch Untervektoren ergänzt.

Die Rückführung eines Beschleunigungssignals gewinnt aufgrund der günstigen Signalverarbeitung und Möglichkeit aktiver Dämpfung nicht zuletzt aufgrund der im beschriebenen Verbundprojekt erzielten Ergebnisse zunehmend an Bedeutung.

In einem allgemein gekoppelten Simulations-System für Antriebsregelung und mechanischem System soll daher auch die Beschleunigungsrückführung und -regelung ermöglicht werden.

Dies ist formal auf einfache Weise durch die Ergänzung von Steuermatrix und Durchgangsmatrix für Meß- und Führungsgrößen mit lage-, geschwindigkeits- und beschleunigungsbezogenen Untermatrizen zu erreichen:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_A \quad \mathbf{B}_V \quad \mathbf{B}_L] \quad (3.11) \qquad \mathbf{D} = [\mathbf{D}_A \quad \mathbf{D}_V \quad \mathbf{D}_L] \quad (3.12)$$

$$\mathbf{E} = [\mathbf{E}_A \quad \mathbf{E}_V \quad \mathbf{E}_L] \quad (3.13) \qquad \mathbf{F} = [\mathbf{F}_A \quad \mathbf{F}_V \quad \mathbf{F}_L] \quad (3.14)$$

Meßgrößen an unterschiedlichen Orten

Werden Lage, Geschwindigkeit und Beschleunigung an unterschiedlichen Orten des mechanischen Systems gemessen, so müssen auch unterschiedliche Transformationsmatrizen für die Meßgrößen

$$\mathbf{T}_L \neq \mathbf{T}_V \neq \mathbf{T}_A \quad (3.15)$$

eingesetzt werden. Für konventionell angetriebene Werkzeugmaschinen, z.B. mit Gewindespindel, ist dies überwiegend der Fall, da die Geschwindigkeit meist über Drehgeber an der Motorwelle gemessen wird, während die Lage über einen Linearmaßstab am Schlitten selbst erfaßt wird. Die auf Beschleunigungen bezogene Transformationsmatrix \mathbf{T}_A beinhaltet bei Verarbeitung oben erläuteter Relativ-Beschleunigungen ebenso positive und negative Koeffizienten wie \mathbf{T}_L und \mathbf{T}_V .

Die Transformationsmatrix für Antriebskräfte \mathbf{S} bleibt jedoch auch bei unterschiedlichen Meßorten von Lage, Geschwindigkeit und Beschleunigung unverändert, wenn die Stellgröße des Reglers über einen bestimmten Antrieb wirkt, was im allgemeinen bei Werkzeugmaschinen der Fall ist und für diese Arbeit weiterhin vorausgesetzt werden soll.

3.3.2 Einbeziehung der Zeitdiskretisierung in Reglermodelle

Eine Aufgabenstellung für SLMS war die Einbindung der Einflüsse von digitaler Regelung und Filterung in die gekoppelte Simulation. Gemäß Abbildung 65 wirken sich Rechenzeit, Auflösung des Meßsystems, Abtastzeit und die Ermittlung der

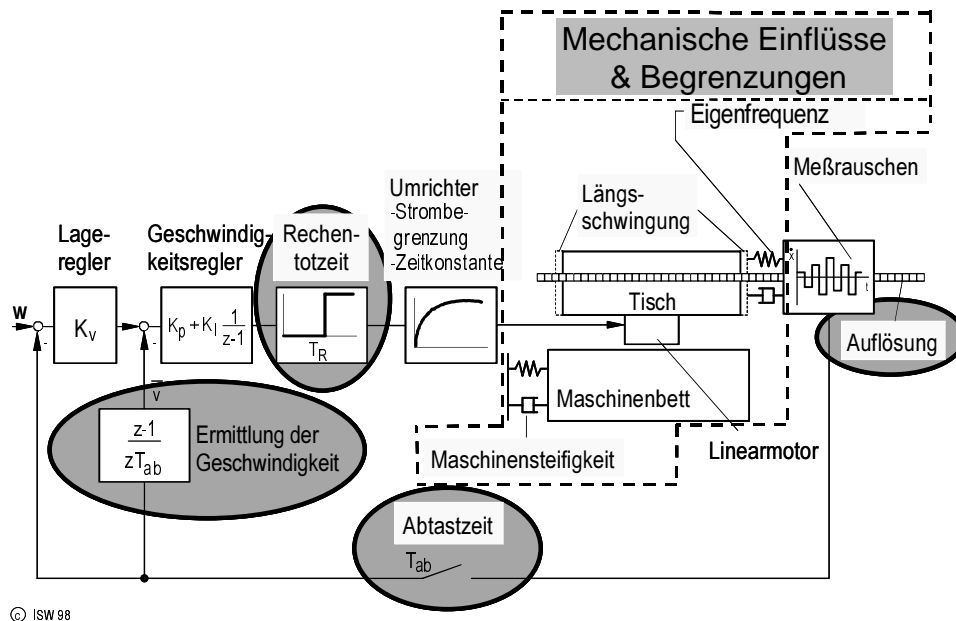


Abbildung 65: Linearmotor mit mechanischen Schwingungen im digitalen Regelkreis – Gesamtmodell.

Hierzu wurde gezeigt, wie auf Basis der Zustandsformulierung für den mechanischen Teil der Regelstrecke, in der die vollständige dynamische Beschreibung der Maschinenmechanik enthalten ist, die gängigen Methoden zur Modellierung und Analyse des dynamischen Verhaltens der zeitdiskreten Regelung im Zustandsraum angewendet werden können.

Die Funktionalitäten des digitalen Regelkreises wurden in MATLAB programmiert und berechnet, sie wurden jedoch nicht in das Finite-Elemente-System implementiert.

Auch für diese Aufgabenstellung ergab sich die Notwendig, das mechanische Modell zur Erfassung des dynamischen Verhaltens der Regelstrecke(n) geeignet zu kondensieren. Das verwendete Kondensationsverfahren ist in folgendem Kapitel dargestellt.

Ein Berechnungsbeispiel ist in Kapitel 3.7 zu finden.

3.3.3 Übernahme reduzierter FEM Modelle und zeitdiskreter Regler in Matlab

In obiger Formulierung wurde deutlich, daß das gekoppelte Problem von Mechanik und Regelung allgemein bezüglich physikalischer Verschiebungsgrößen in Systemkoordinaten formuliert werden kann. Die Systemmatrizen des gekoppelten Problems sind jedoch aufgrund der Größe des mechanischen Systems. Hinzu kommt, daß die Koppelglieder der Regelung nur an wenigen Stellen der Matrizen des Gesamtsystems eingreifen und im Gegensatz zum mechanischen System nur relativ wenige innere Zustände der Regelung mitgeführt werden müssen.

Bereits bei der Anwendung von Integrationsverfahren zur Berechnung von Zeitverläufen und der erforderlichen geringen Zeitschrittweite zur Erfassung höherfrequenter Schwingungen wird die Lösung des gekoppelten Systems schnell unwirtschaftlich.

Zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens eines Reglers stehen eher Darstellungen im Frequenzbereich im Vordergrund. Das allgemeine, gekoppelte Problem ist jedoch durch nicht-symmetrische Systemmatrizen und eine allgemein besetzte Dämpfungsmatrix gekennzeichnet. Eine Bestimmung der damit zusammenhängenden komplexen Eigenwerte und –vektoren ist aber für größere Gleichungssysteme ebenfalls mindestens unwirtschaftlich, wenn nicht mit beschränkter Rechenkapazität gar unlösbar.

Um eine wesentliche Reduktion des gekoppelten Gleichungssystems zu erreichen, steht folglich die Reduktion bzw. Kondensation des mechanischen Systems im Vordergrund. Während statische Kondensationsverfahren (Reduktion nach Guyan) auf der Definition externer Freiheitsgrade basieren und bei der Anwendung auf dynamische Systeme insbesondere in höherfrequenten Bereichen zu erheblichen Fehlern führen können, ist die Anwendung einer modalen Kondensation auf dynamische Problemstellungen zugeschnitten.

Die beschriebene Kondensation kommt nicht nur bei der Übernahme reduzierter FEM Modelle in Matlab zur Anwendung, sondern vor allem auch bei der Aufstellung und Lösung des gekoppelten Gleichungssystems im Finite-Elemente System selbst.

Modale Kondensation des mechanischen Systems

Erster Schritt modaler Kondensationsverfahren ist die Bestimmung von Eigenwerten und Eigenvektoren (Moden) des dynamischen Gleichungssystems. Die Reduktion des Gleichungssystems besteht darin, nur eine geringe Anzahl von Moden m bis zu einer bestimmten Frequenz für die weiteren Berechnungen mitzuführen. Im folgenden soll die modale Kondensation für die Formulierung des gekoppelten Problems verwendet werden.

Zur Kopplung von Maschinendynamik und Regelung ist die Berücksichtigung von Starrkörper-Bewegungen (des unregelmäßigen mechanischen Systems) notwendig, so daß die Verwendung von Verfahren, welche freie Bewegungen an den Koppelstellen zulassen, angebracht ist.

Eigenwerte und Eigenvektoren des mechanischen Systems ohne Dämpfung

Die Berechnung von Eigenwerten und –vektoren eines zunächst ungedämpften mechanischen Systems mit symmetrischen, linearen und zeitinvarianten Systemmatrizen und die nachfolgende Kondensation des Gleichungssystems sind als Standardverfahren in der Finite-Elemente-Methode in kommerziellen Softwaresystemen weit verbreitet. Zunächst wird von einer regulären Steifigkeitsmatrix ausgegangen, damit beziehen sich die folgenden Betrachtungen auf das rein elastische System mit e elastischen Eigenvektoren

Ausgehend von der Bewegungsgleichung des mechanischen Systems

$$M \ddot{q} + C_M \dot{q} + K q = f(t) \quad (3.17)$$

werden zunächst Eigenwerte und Eigenvektoren, bzw. Eigenfrequenzen und Eigenformen des ungedämpften, kräftefreien Systems

$$M \ddot{q} + K q = 0 \quad (3.18)$$

bestimmt. In Gleichung 3.18 wird der Ansatz einer harmonischen und stationären Lösung

$$q = x \cdot e^{i\omega t} \quad (3.19)$$

eingeführt. Dies führt auf das Allgemeine Eigenwertproblem

$$[K - \omega^2 M] x = 0 \quad (3.20)$$

Gleichung 5.4 besitzt eine nichttriviale Lösung, wenn

$$\det [K - \omega^2 M] = 0 \quad (3.21)$$

Daraus errechnen sich die Eigenwerte bzw. Eigenkreisfrequenzen ω_i , über die Beziehung

$$[K - \omega_i^2 M] x_i = 0 \quad (3.22)$$

werden die Eigenvektoren x_i bestimmt. Diese Eigenvektoren (Moden, *natural modes*) sind reell und bis auf einen skalaren Faktor bestimmt, sie müssen daher noch normiert werden. Die Eigenvektoren x_i können zusammengefaßt werden und bilden die Spalten der Modalmatrix X . Durch Beschränkung auf eine Anzahl (elastischer) Moden $m = e < n$ ist die Modalmatrix eine rechteckige Matrix der Größe $n \times m$, n ist die Anzahl der Freiheitsgrade in Systemkoordinaten.

Durch Zusammenfassung und Multiplikation mit der transponierten Modalmatrix X^t wird Gleichung 3.22

$$\Omega^2 X^t M X = X^t K X \quad \text{bzw.} \quad X^t M X = X^t K X A \quad (3.23)$$

Die Matrix der quadratischen Eigenkreisfrequenzen Ω^2 ist eine Diagonalmatrix mit den Koeffizienten ω_i^2 , die Eigenwert-Matrix A ist ebenfalls diagonal und beinhaltet die Kehrwerte $1/\omega_i^2$. Die nun entstandene, modale Steifigkeitsmatrix

$$\kappa = X^t K X \quad (3.24)$$

und die modale Massenmatrix

$$\mu = X^t M X \quad (3.25)$$

sind durch die Transformation mit der Modalmatrix X ebenfalls diagonalisiert.

Eigenvektoren können nun über die modale Steifigkeit normiert werden (k-Normierung), so daß

$$\kappa = X^t K X = I \quad \text{und} \quad \mu = X^t M X = A \quad (3.26)$$

Eine ebenso gebräuchliche Normierung bezieht sich auf die modale Masse (m-Normierung), so daß

$$\mu = X^t M X = I \quad \text{und} \quad \kappa = X^t K X = \Omega^2 \quad (3.27)$$

Transformation der Bewegungsgleichung in den Modalraum

Die Eigenvektoren bilden die Basis für den Modalraum, in den die Bewegungsgleichung transformiert wird. Die Bewegungsgleichung wird durch diese Transformation diagonalisiert, d.h. die einzelnen Bewegungsgleichungen sind entkoppelt. Die unbekanntenen Verschiebungen sind im entkoppelten System leicht zu bestimmen und werden anschließend in die Systemkoordinaten zurücktransformiert.

Mit Hilfe der Modalmatrix X werden die Systemfreiheitsgrade in generalisierten Koordinaten η , den modalen Verschiebungen ausgedrückt

$$q(t) = X \eta(t) \quad (3.28)$$

oder mit harmonischem Lösungsansatz

$$q(t) = q(i\omega) e^{i\omega t} = X \eta(i\omega) e^{i\omega t} \quad (3.29)$$

Man spricht von einer Transformation vom Systemraum in den Modalraum. Die modalen Verschiebungen η geben als „Wichtungsfaktoren“ den Anteil eines jeden Eigenvektors an der Gesamtverschiebung zu jedem berechneten Zeitpunkt (bzw. bei harmonischer Anregung zu jeder Frequenz) an.

Man erhält mit Gleichungen 3.24, 3.25, 3.26 für Gleichung 3.18 das entkoppelte System der Bewegungsgleichungen unter Berücksichtigung hier steifigkeitsnormierter Eigenvektoren

$$A \ddot{\eta} + \eta = 0 \quad (3.30)$$

Das entkoppelte System kann man sich als ein System einzelner Feder-Masse-Schwinger vorstellen. Mit Einführung der modalen Dämpfung

$$D_m = X^t C_m X \quad (3.31)$$

die ebenfalls eine Diagonalmatrix mit den Elementen $d_i = 2\xi_i/\omega_i$ und den Dämpfungsverhältnissen ξ_i darstellt, ergibt sich das entkoppelte System der Bewegungsgleichungen entsprechend Gleichung 3.30

$$A \ddot{\eta} + D_m \dot{\eta} + \eta = f_\eta(t) \quad \text{bzw.} \quad A \ddot{\eta} + D_m \dot{\eta} + \eta = f_\eta(i\omega) e^{i\omega t} \quad (3.32)$$

mit transformiertem Lastvektor

$$\mathbf{f}_\eta(t) = \mathbf{X}^t \mathbf{f}(t) \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{f}_\eta(t) = \mathbf{f}_\eta(i\omega) e^{i\omega t} = \mathbf{X}^t \mathbf{f}(i\omega) e^{i\omega t} \quad (3.33)$$

Mechanisches System mit singulärer Steifigkeitsmatrix

Bereits in der Erläuterung der mechanischen Bewegungsgleichung wurde festgestellt, daß bei Berechnung des mechanischen Systems einer Werkzeugmaschine ohne Regelung die Steifigkeitsmatrix singulär ist und somit Starrkörperbewegungen auftreten. Die Starrkörpermoden (*rigid body modes*) werden durch ein geeignetes numerisches Verfahren zur Lösung des Eigenwertproblems berechnet oder durch Benutzereingabe definiert. Die betreffenden Eigenwerte sind dann unendlich groß bzw. die Eigenfrequenzen null.

Physikalisch und numerisch sinnvoll ist eine Aufspaltung in ein elastisches System (Index E) mit nicht-singulärer Steifigkeits-Matrix und ein Starrkörper-System (Index R) ohne Steifigkeit, da die größeren Starrkörperbewegungen des Schwerpunkts selbst von den um Größenordnungen kleineren elastischen Bewegungen um den Schwerpunkt getrennt werden und folglich Berechnungsergebnisse genauer sind als beispielsweise bei einer Unterdrückung der Starrkörperbewegung durch ein Federelement mit geringer Steifigkeit. Nach der getrennten Lösung werden die Gesamtverschiebungen eines Systems aus den Starrkörperbewegungen und den elastischen Anteilen zusammengesetzt.

Außerdem unterscheiden sich die Frequenzgänge von Starrkörpermoden und elastischen Moden aufgrund des Steifigkeits-Anteils.

Eine geeignete Aufspaltung der Bewegungsgleichung in starre und elastische Freiheitsgrade kann mit Hilfe der Eigenvektoren in der Form

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_R & \mathbf{X}_E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_R \\ \boldsymbol{\eta}_E \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_R & \mathbf{X}_E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{\eta R} \\ \mathbf{f}_{\eta E} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

vorgenommen werden. Mit hier steifigkeits-orthonormierten, elastischen Moden (Gleichung 3.26) und modaler Dämpfung, so daß

$$\mathbf{M}_{EE} = \mathbf{X}_E^t \mathbf{M} \mathbf{X}_E = \mathbf{A}_E \quad \mathbf{D}_{EE} = \mathbf{X}_E^t \mathbf{C}_m \mathbf{X}_E \quad \mathbf{K}_{EE} = \mathbf{X}_E^t \mathbf{K} \mathbf{X}_E = \mathbf{I}_{EE} \quad (3.35)$$

und den massen-orthonormierten Starrkörpermoden, so daß

$$\mathbf{M}_{RR} = \mathbf{X}_R^t \mathbf{M} \mathbf{X}_R = \mathbf{I}_{RR} \quad \mathbf{D}_{RR} = \mathbf{X}_R^t \mathbf{C}_m \mathbf{X}_R \quad (3.36)$$

sowie den entsprechend der Entkopplungsbedingung bestimmten elastischen Moden, so daß

$$\mathbf{M}_{RE} = \mathbf{M}_{ER}^t = \mathbf{X}_R^t \mathbf{M} \mathbf{X}_E = \mathbf{0} \quad \text{und} \quad \mathbf{D}_{RE} = \mathbf{D}_{ER}^t = \mathbf{X}_R^t \mathbf{C}_m \mathbf{X}_E = \mathbf{0} \quad (3.37)$$

lautet das entkoppelte System

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{RR} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{EE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_R \\ \boldsymbol{\eta}_E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{RR} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{EE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_R \\ \boldsymbol{\eta}_E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_{EE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_R \\ \boldsymbol{\eta}_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{\eta R} \\ \mathbf{f}_{\eta E} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Die Starrkörperdämpfung kann nicht als Dämpfungsverhältnis ξ_i angegeben werden und muß somit direkt als modale Dämpfung d_i angegeben werden.

Restmode Korrektur

Auf die Restmode Korrektur wird im folgenden nur kurz eingegangen.

Die Beschränkung der mitgeführten Moden auf eine bestimmte Anzahl $m = r + e \ll n$ bringt einen Fehler mit sich, der unter der Annahme, daß Trägheitseffekte für höhere Frequenzen vernachlässigbar sind, auf einen rein mit der Steifigkeit verbundenen, statischen Fehler reduziert werden kann. Diese Annahme führt auf eingeführte Restflexibilität (*residual flexibility*), die näherungsweise zur sogenannten Restmode-Korrektur (*modal truncation correction*) des angesprochenen Fehlers herangezogen werden kann. In einem erweiterten Ansatz kann auch die auf die Restmode-Korrektur generalisierte Trägheit mitgeführt werden.

Die Ausgangsgrößen der Regelung sind Kraftgrößen, im Gegensatz zur Substrukturtechnik sind keine kinematischen Zwangsbedingungen an den Koppelstellen wirksam. Dem entsprechend ist für die hier vorgestellte Methodik die Verwendung von Reduktionsvektoren in Form von Einheitslastzuständen (*attachment modes*) den Einheitsverschiebungszuständen des statischen Problems (*constraint modes* oder *static correction modes*) in jedem Fall vorzuziehen.

Zunächst unter der Voraussetzung einer regulären Steifigkeitsmatrix und der Grundlage, daß die Summe der Verschiebungen aller theoretisch möglichen n Moden X unter vorgegebener Last dem statischen Ergebnis ($\omega = 0$) entspricht, so daß

$$q = K^{-1} f = X X^t f \quad (3.39)$$

ergibt sich für $m = e$ berücksichtigte, steifigkeitsnormierte elastischen Moden X_E die Flexibilität der Restmode-Korrektur als

$$G_K = K^{-1} - X_E X_E^t \quad (3.40)$$

Da die beschriebene gekoppelte Simulation jedoch immer die Berücksichtigung von Starrkörper-Moden erfordert, muß dies für die Restmode-Korrektur berücksichtigt werden. Definitionsgemäß ist dann die Steifigkeitsmatrix singulär, so daß eine Matrixinversion nicht möglich ist. In diesem Fall kann ein Verfahren verwendet werden, in dem die Trägheitskraft eines Starrkörper Modes als Gleichgewichtskraft zu den äußeren Kräften auf der Rechthandseite der Bewegungsgleichung angesetzt wird, so daß Lagerreaktionen zur Unterdrückung der Starrkörpermoden zu Null werden.

Die daraus erhaltene residuale Flexibilitätsmatrix (*residual flexibility*) der Restmode-Korrektur G_K hat jedoch noch gleiche Dimension wie die Systemmatrizen der Mechanik in Systemkoordinaten, ist also sehr groß.

Entsprechend der oben beschriebenen Reduktion des dynamischen Problems auf Modalansätze, die sich dort als natürliche Moden (*natural modes*) aus der Eigenwertanalyse ergeben, werden daher weitere, statische Moden (*static modes*) zur Restmode-Korrektur eingeführt, die aus der residualen Flexibilität gebildet werden. Abweichend von den bisher verwendeten Starrkörper- und elastischen Moden sind dies jedoch Verformungszustände im allgemeinen Sinne Ritz'scher Ansatzformen.

Aus der residualen Flexibilitätsmatrix erhält man die residualen Verschiebungsformen (*residual inertia relief attachment modes*) als Korrektur-Moden

$$\mathbf{X}_K = \mathbf{G}_K \mathbf{F}_a \quad (3.41)$$

über den Ansatz einer Lastmatrix \mathbf{F}_a . Spalten der Lastmatrix \mathbf{F}_a bilden im allgemeinen die für jeden einzelnen Koppel-Freiheitsgrad eingprägten Einheitslast-Vektoren, so daß die Anzahl der Korrektur-Moden dann auch mit der Anzahl der Koppel-Freiheitsgrade übereinstimmt. Für die gekoppelte Simulation einer Hauptstruktur mit Regelung sind als Koppelstellen nur die über die Transformationsmatrizen \mathbf{S} und \mathbf{S}_s definierten Freiheitsgrade für Antriebs- und Störkräfte relevant.

Ein großer Vorteil von *residual inertia relief attachment modes* gegenüber anderen Formulierungen von Einheitslastzuständen ist deren lineare Unabhängigkeit auch zu den natürlichen Moden. Wie die Herleitung zeigt, werden die residualen Verschiebungsformen aus einer Linearkombination aller nicht berücksichtigten natürlichen Moden gebildet, die ihrerseits orthogonal zu den mitgeführten natürlichen Moden sind.

Die über die Korrektur-Moden reduzierte modale Steifigkeit

$$\boldsymbol{\kappa}_{KK} = \mathbf{X}_K \mathbf{K} \mathbf{X}_K^t \quad (3.42)$$

und modale Massenmatrix

$$\boldsymbol{\mu}_{KK} = \mathbf{X}_K \mathbf{M} \mathbf{X}_K^t \quad (3.43)$$

sind aufgrund der linearen Unabhängigkeit der residualen Verschiebungsformen von den modalen, diagonalen Steifigkeits- und Massenmatrizen entkoppelt, die aus der Transformation über Starrkörper- und elastische Moden formuliert wurden. Sie sind jedoch voll besetzt.

Zusammenfassung der modal reduzierten Mechanik

In den vorangegangenen Betrachtungen wurde gezeigt, daß das mechanische System einer unregulierten Werkzeugmaschine ohne Verlust der dynamischen Information auf ein System von Starrkörpermoden \mathbf{X}_R , elastischen Moden \mathbf{X}_E und statischen Moden für die Restmode-Korrektur \mathbf{X}_K reduziert werden kann. Die Modalmatrix des mechanischen Systems kann damit in

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_R \quad \mathbf{X}_E \quad \mathbf{X}_K] \quad (3.44)$$

zusammengefaßt werden. Die Restmode-Korrektur wird im folgenden zunächst nicht berücksichtigt.

Werden die Bewegungsgleichungen 3.1 des mechanischen Systems über Gleichungen 3.28 und 3.33 mit Hilfe der Modalmatrix \mathbf{X} auf modale Verschiebungen $\boldsymbol{\eta}$ und modale Kräfte \mathbf{f}_η transformiert, so sind die Systemmatrizen nun diagonalisiert und das modale System der mechanischen Bewegungsgleichungen wird

$$X^T M X \ddot{\eta} + X^T C_M X \dot{\eta} + X^T K X \eta = X^T f_A + X^T f_S \quad (3.45)$$

Die im ungerelagerten mechanischen System vorhandenen Starrkörpermoden können nur massen-orthonormiert werden, so daß für diese gilt

$$\ddot{\eta}_R + D_{RR} \dot{\eta}_R + 0 \eta_R = X_R^T f_A + X_R^T f_S \quad (3.46)$$

Unter Verwendung modaler Dämpfung, zusammengefaßt in der Diagonalmatrix

$$Z = \text{diag}[\xi_i] \quad (3.47)$$

mit Dämpfungsverhältnissen ξ_i - wie dies nun einschränkend vorausgesetzt wird - ist das mechanische, elastische System mit steifigkeits-orthonormierten Eigenvektoren im Modalraum reduziert auf

$$\ddot{\eta}_E + 2Z\Omega_E \dot{\eta}_E + \Omega_E^2 \eta_E = \Omega_E^2 X_E^T f_A + \Omega_E^2 X_E^T f_S \quad (3.48)$$

Zum besseren Verständnis sind die Null- und Einheitsmatrizen mit ihren Dimensionen indiziert.

Zusammengefaßt erhält man für das mechanische System im Modalraum

$$I_{mm} \ddot{\eta} + D_m \dot{\eta} + \Omega^2 \eta = X^T f_A + X^T f_S \quad (3.49)$$

mit
$$D_m = \begin{bmatrix} D_{RR} & \\ & 2Z\Omega_E \end{bmatrix} \quad \Omega^2 = \begin{bmatrix} 0 & \\ & \Omega_E^2 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Gekoppeltes Gleichungssystem

Das gekoppelte System mit modal reduzierter Mechanik unter Berücksichtigung der Normierung ist damit insgesamt

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} I_{mm} + X^T S^T D_A T_A X & 0_{mz} \\ B_A T_A X & 0_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\eta} \\ \dot{\eta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_m + X^T S^T D_V T_V X & 0_{mz} \\ B_V T_V X & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\eta} \\ \eta \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \Omega^2 + X^T S^T D_L T_L X & -X^T S^T C \\ B_L T_L X & -A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ z \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} X^T S^T F_A & X^T S^T F_V & X^T S^T F_L \\ E_A & E_V & E_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{u}_0 \\ \dot{u}_0 \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X^T f_S \\ 0_z \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Für die numerische Lösung des gekoppelten Problems nach Gleichung 8.13 ist wiederum die Formulierung als Zustandsgleichung

$$\bar{\dot{x}} = \bar{A} \bar{z} + \bar{B} \bar{u} \quad (3.52)$$

$$\bar{y} = \bar{C} \bar{z} + \bar{D} \bar{u} \quad (3.53)$$

geeignet.

Beschleunigungs-Rückführung

Die Berücksichtigung einer Beschleunigungs-Rückführung in der Zustandsgleichung ist prinzipiell möglich. Durch Ergänzung der Massenmatrix in Gleichung 3.51 mit den Regler-Anteilen der Beschleunigungsrückführung kann eine modifizierte modale Massenmatrix

$$\boldsymbol{\mu}_A = \left[\mathbf{I}_{mm} + \mathbf{X}' \mathbf{S}' \mathbf{D}_A \mathbf{T}_A \mathbf{X} \right] \quad (3.54)$$

aufgestellt werden

Restmode-Korrektur

Wird eine Restmode-Korrektur entsprechend obiger Erläuterung mitgeführt, so ist die Modalmatrix nach Gleichung 3.44 zu verwenden. Ist die Restmode-Korrektur ohne generalisierten Trägheitsanteil der residualen Moden vorausgesetzt, so wird die oben als modale Massenmatrix verwendete Einheitsmatrix \mathbf{I}_{mm} ersetzt durch

$$\mathbf{I}_{mm}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rr} & & \\ & \mathbf{I}_{ee} & \\ & & \mathbf{0}_{kk} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Ebenso wird die modale Dämpfungsmatrix ersetzt

$$\mathbf{D}_m^* = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{RR} & & \\ & 2 \mathbf{Z} \boldsymbol{\Omega}_E & \\ & & \mathbf{0}_{kk} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Schließlich wird die modale Steifigkeitsmatrix, die unter der Voraussetzung m-normierter elastischer Eigenvektor als Matrix quadratischer Eigenkreisfrequenzen auftritt, durch

$$\boldsymbol{\Omega}^{*2} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{rr} & & \\ & \boldsymbol{\Omega}_E^2 & \\ & & \boldsymbol{\kappa}_{KK} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

ersetzt. Dabei wird die modale Steifigkeitsmatrix um den Anteil der Restmode-Korrektur $\boldsymbol{\kappa}_{KK}$ ergänzt. Eine Ergänzung der modalen Massenmatrix durch den Korrekturanteil $\boldsymbol{\mu}_{KK}$ ist ebenso möglich und sinnvoll, jedoch muß dann im Hinblick der Stabilität des gekoppelten Systems auch die modale Dämpfungsmatrix \mathbf{D}_m^* in jedem Fall um einen geeigneten Dämpfungsanteil der Restmode-Korrektur ergänzt werden.

3.4 Softwaretechnische Grundlagen

3.4.1 Regelemente

Zur Einführung von Reglern in das FEM-Modell wurde im Rahmen des Verbundprojekts ein universelles Element konzipiert, siehe Abbildung 66.

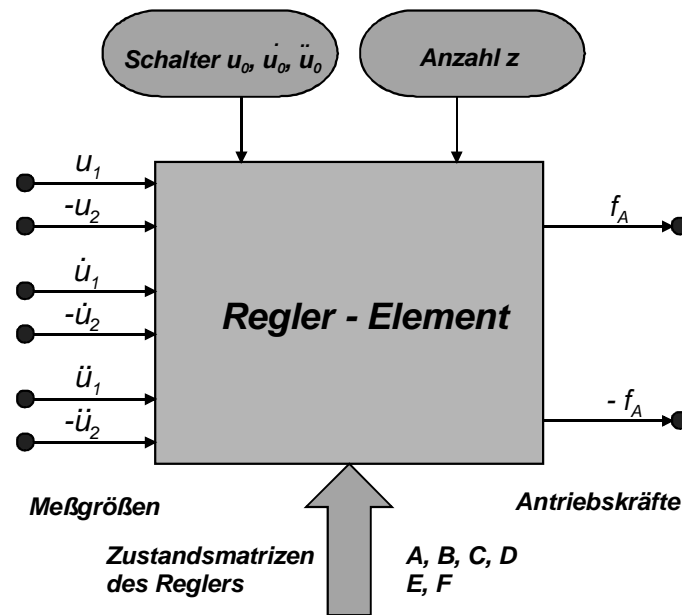


Abbildung 66: Schema eines universellen Elementes zur Implementierung einer Reglerstruktur in das Finite-Elemente System

Das geplante Reglerelement sollte folgende Merkmale erfüllen:

- Das Element soll für lineare und rotatorische Freiheitsgrade verwendbar sein.
- Eingang Meßgrößen: Je Meßsystem zwei Knoten ($u_{\text{Meßsystem}} = u_{\text{Tastkopf}} - u_{\text{Maßstab}}$), Knotenpaare jeweils für Lage-, Geschwindigkeits- und Beschleunigungsrückführung = 6 Eingangs-Knoten.
- Ausgang Antriebskräfte: Knotenpaar für Kraft und Gegenkraft bzw. –momente. Idealerweise sind Antriebskräfte als verteilte Lasten möglich. Eine Lastverteilung über Zwangsbedingungen ist jedoch akzeptabel.
- Eingabe des Regelgesetzes in Form von Zustandsmatrizen (Elementdaten). Für einfache Regler über eine interne Eingabemaske, für größere Reglerstrukturen über externe ASCII-Daten (evtl. aus MATLAB).
- Definition eines oder mehrerer „Standard“regler im FEM System.
- Möglichst variable Eingabe der Anzahl der Zustandsgrößen (etwa 1 - 5 Zustandsgrößen für erste Tests, später 1 - 20 Zustandsgrößen).
- Vorgabe von Sollgrößen: Schalter (und / oder) für Lage-, Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung ist ausreichend für die Berechnung komplexer

Eigenwerte (Nullstellen). Für Frequenzgang-Berechnung Vorgabe von Amplitude und Funktionszuweisung notwendig.

- Unterdrückung (suppress) einer Zustandsgröße durch sollte evtl. möglich sein.

In der ursprünglichen Idee sollte das Reglerelement durch freie Wahl der Anzahl der Zustandsgrößen z und damit freie Belegung der Zustandsmatrizen $A \dots F$ universell verwendbar sein. Die Belegung der Zustandsmatrizen sollte durch Matlab generierte Daten erfolgen, so dass das Element quasi eine Schnittstellenfunktion übernommen hätte.

Da das Element jedoch andererseits allen Berechnungsoptionen entsprechend der im FEM-System vorhandenen Elemente, also auch Optimierungsverfahren, zugänglich sein sollte, und damit entsprechend dem zugrunde liegenden Software-Konzept eine festgelegte Anzahl von Freiheitsgraden erforderte, wurde der Ansatz des universellen Reglerelements zurückgestellt.

Statt dessen wurden beispielhafte Elemente für „Standard“-regler implementiert und getestet, neben einem PID-Regler CONTRL5 ein einfacher Kaskadenregler mit PPI-Verhalten CONTRL10. Abbildung 67 stellt Struktur und Eingabeschema des CONTRL10 Elementes dar.

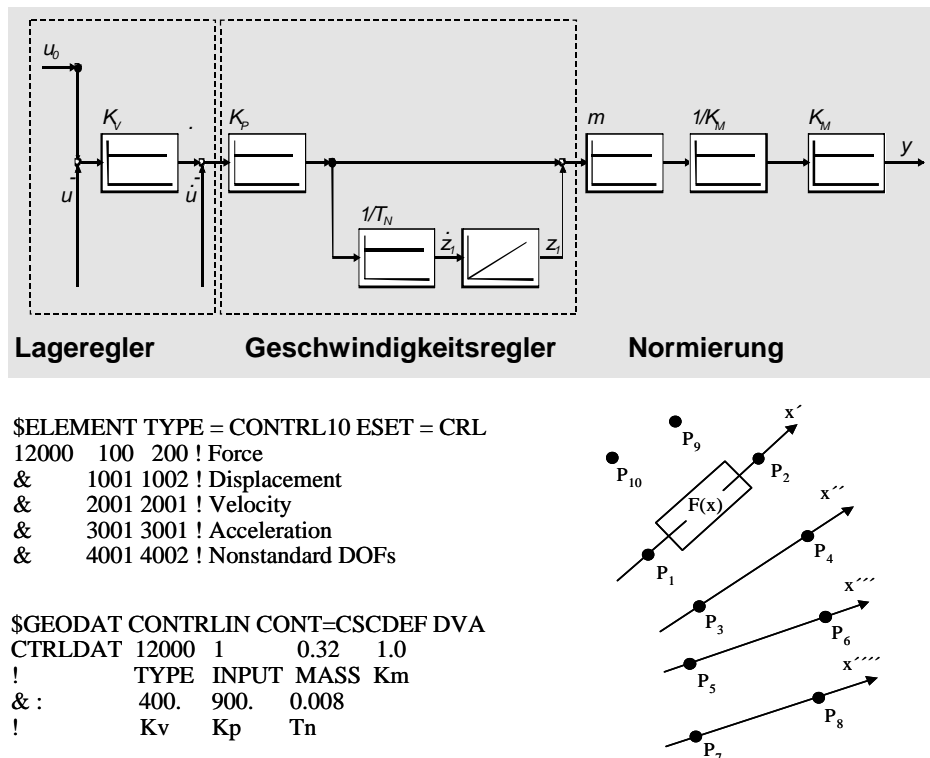


Abbildung 67: Beispielhaftes Reglerelement CONTRL10 der FEM-Software PERMAS

Die Topologie des Reglerelements CONTRL10 umfasst insgesamt zehn Knoten; zwei Knoten für Kraft und Gegenkraft als Ausgangsgröße, sechs Knoten zur Erfassung der Meßgrößen Lage, Geschwindigkeit und Beschleunigung als relative Größen sowie zwei Knoten als Träger der inneren Freiheitsgrade des Reglers.

In den Elementdaten \$GEODAT CONTRLIN können die Reglerstruktur (12000 = P-Lage, PI-Geschwindigkeitsregler), die Vorsteuerung (1 = nur Lagesollwert) sowie eine Streckennormierung durch Masse und Motorkonstante festgelegt werden.

Als Parameter werden entsprechend der gewählten Reglerstruktur übliche Verstärkungsfaktoren wie K_V , K_P sowie Nachstellzeit T_N eingegeben.

Diese Reglerelemente können für Berechnungen im Zeitbereich und im Frequenzbereich verwendet werden, während das bisher schon vorhandene CONTROL3 Element auf den Zeitbereich beschränkt war.

In einer frühen Version wurde das Reglerelement auch mit einem Beschleunigungsregler mit Proportional-Integrale (PI-)Verhalten getestet. Im Vordergrund stand dabei die Behandlung der erweiterten Massenmatrix in den Lösungsprozeduren. Die PI-Struktur erwies sich jedoch auch im Zuge der Arbeiten im Teilprojekt „Signalverarbeitung“ als ungeeignet.

Seitens der Lösungsprozedur können die Tests jedoch als erfolgreich bezeichnet werden, so dass künftige Reglerelemente die Beschleunigungsregelung geeignet berücksichtigen können.

3.4.2 Assemblierung

Die vorgenommenen Arbeiten sind Interna der Intes GmbH und daher nicht dokumentiert.

3.4.3 Frequenzabhängige Steifigkeit, Dämpfung

Die Funktionalitäten zum Einbau frequenzabhängiger Steifigkeiten und Dämpfungen konnten im Rahmen des Projekts nicht vollständig bearbeitet werden. Sie sind jedoch für eine spätere PERMAS Version vorgesehen.

3.4.4 Statische Ansatzfunktionen

Zur Behandlung sowohl der internen Freiheitsgrade der neu entwickelten Reglerelemente, als auch des quasistatischen Verhaltens in dynamischen Berechnungen wurden im PERMAS Berechnungsmodul DRA (*Dynamic Response Analysis*) statische Moden (*static modes*) eingeführt.

Durch diesen Ansatz wird der bisher aus natürlichen Eigenvektoren und gegebenenfalls vorhandenen Starrkörpermoden gebildete Modalraum um die statischen Moden erweitert. Die Dämpfung der statischen Moden kann separat definiert werden.

Dadurch lassen sich genauere Ergebnisse des quasistatischen Verhaltens bei dynamischen Berechnungen, etwa mit vorgeschriebenen Verschiebungen, erzielen. Über die statischen Moden wird zudem ein verallgemeinerter Ansatz der Restmode-Korrektur zugänglich.

Zur Eingabe der statischen Moden in die Modelldaten stehen vier Optionen zur Auswahl:

- Direkte Eingabe der Werte an Knoten (\$ADDMODES SOURCE = INPUT). Dies ist die Voreinstellung.
- Verwendung statischer Ergebnisse aus ausgewählten Lastfällen (\$ADDMODES SOURCE = LOAD). Diese Option entspricht weitgehend der oben beschriebenen Vorgehensweise zur Restmode-Korrektur.

- Verwendung von Ergebnissen aus anderen Berechnungs-Situationen (\$ADDMODES SOURCE = RESULT).
- Verwendung von Eigenformen von Feder-, Dämpfer- oder Reglerelementen (\$ADDMODES SOURCE = ELEMENTS)

3.5 Lösungsprozeduren

Die beschriebenen Reglerelemente wurden den im PERMAS Berechnungsmodul DRA bisher vorhandenen Lösungsprozeduren für Frequenzgangberechnung und Zeitintegration zugänglich gemacht.

Da die Reglerelemente Nicht-Standard Freiheitsgrade tragen, muß lediglich die Abstimmung im UCI (*User Control Interface*)-File zu Beginn durch das Kommando

DEFAULT SET DOFSEL=NONSTANDARD

ergänzt werden. Der Aufruf der entsprechenden Berechnungsoptionen für Frequenzgang oder Zeitintegration bleibt unverändert.

Im Rahmen des Projekts wurde das Modul DEVX (*Extended Eigenvalue Analysis*) um die Berechnung komplexer Eigenwerte und Eigenformen, vor allem auch unter Einbeziehung der neuen Reglerelemente, erweitert.

Zur Behandlung der komplexen Arithmetik muß die Abstimmung im UCI-File zu Beginn durch das Kommando

DEFAULT SET ARTYP=COMPLEX

ergänzt werden.

Ausgangssituation der Berechnung komplexer Moden ist die Bestimmung der reellen Moden des mechanischen Problems. Die Funktion ist bereits aus früheren Programmversionen bekannt.

Durch das Kommando

MODAL COMPLEX VIBRATION ANALYSIS

wird die Berechnung der komplexen Eigenwerte durchgeführt.

Da bei rein viskoser Dämpfung die komplexen Eigenwerte konjugiert komplex sind, und die Berechnung auf der Basis der zuvor berechneten reellen Moden durchgeführt wird, ist die Anzahl der komplexen Eigenwerte doppelt so groß wie die Anzahl der zuvor berechneten reellen Eigenwerte. Entsprechend gilt dies für die komplexen Eigenvektoren.

Als Ergebnis wird eine Tabelle der komplexen Eigenwerte ausgegeben, zusätzlich umgerechnet in Eigenfrequenz, Eigenkreisfrequenz, Dämpfungskoeffizient, äquivalentes viskoses Dämpfungsverhältnis und eine Referenzfrequenz, die in diesem Fall unerheblich ist und zu Null gesetzt ist. In der Anwendungspraxis hat sich vor allem die Auswertung der

äquivalenten viskosen Dämpfungsverhältnisse in Verbindung mit den Eigenfrequenzen bewährt.

Die komplexen Eigenformen werden für gängige Postprozessoren exportiert und können dort als Animationen ausgewertet werden. Im Projekt hat sich die Verwendung des Pre- und Postprozessors MEDINA als geeignet erwiesen.

Es besteht zudem die Möglichkeit zur Berechnung weiterer, sekundärer Ergebnisse. So können etwa über die Ausgabe modaler Verschiebungen die Beiträge der reellen Moden zu den komplexen Moden identifiziert werden.

Zur Verifikation der einzelnen Entwicklungsschritte wurden zunächst einfache, quasi analytisch und über MATLAB nachvollziehbare Beispiele berechnet; So etwa ein geregeltes Balkenelement, siehe Abbildung 68, und ein Linearmotorschlitten mit Kaskadenregler.

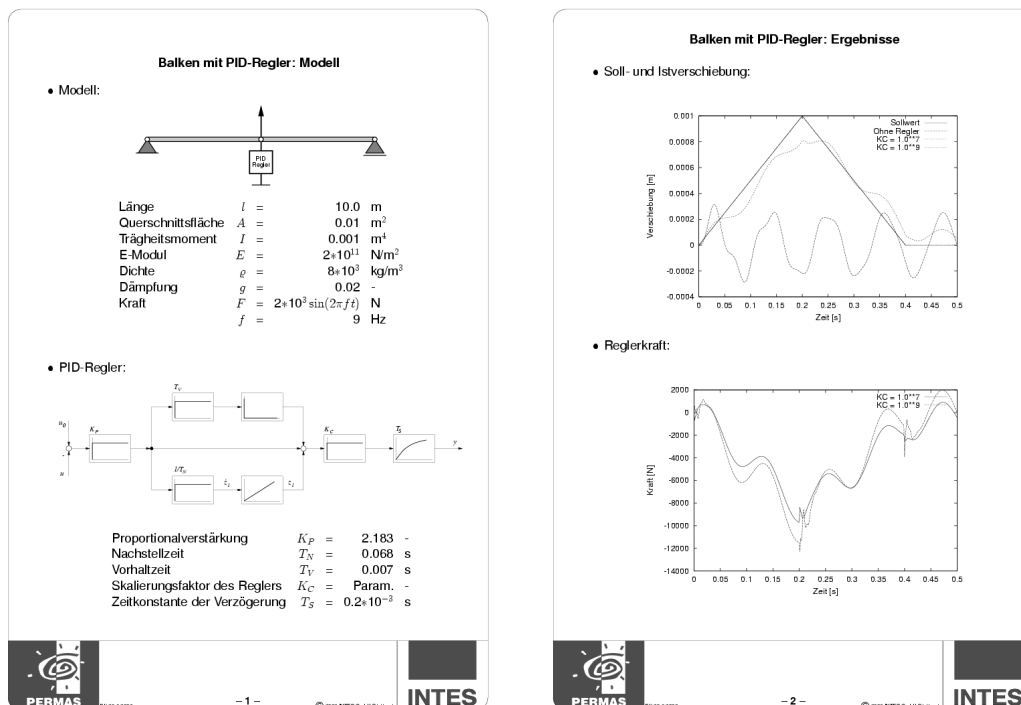


Abbildung 68: Auswertung eines Testbeispiels mit PID-Regler

3.6 Graphisches Benutzerinterface

Die beiden entwickelten Reglerelemente wurden für die graphische Modellerstellung in den sogenannten Modelleditor FELIX übernommen. FELIX ist eine Eigenentwicklung der INTES GmbH und kann als einfacher und kostengünstiger Pre- und Postprocessor verwendet werden. Über FELIX können alle PERMAS spezifischen Elemente, Zwangsbedingungen und viele Berechnungsoptionen bearbeitet werden.

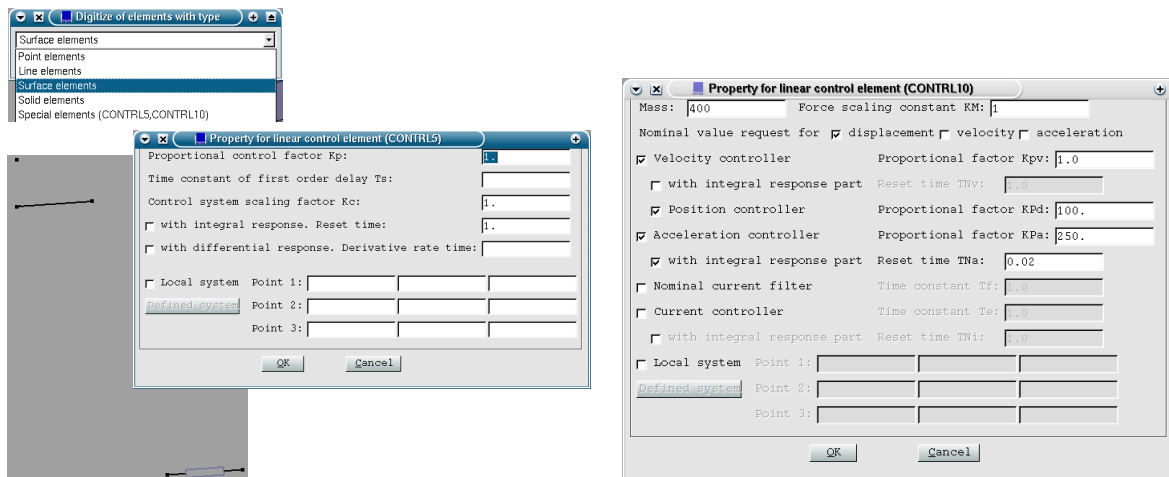


Abbildung 69: Graphische Eingabemöglichkeiten der Reglerelemente im Preprocessor FELIX

Zur Digitalisierung der Reglerelemente durch Anklicken von Modellknoten sind diese als Spezialelemente anzusprechen und nach Modellierung graphisch darstellbar. Die Elementeigenschaften können über Eingabemasken entsprechend Abbildung 69 gewählt werden. Über Auswahlschalter (*buttons*) können Teile der Reglerstruktur aktiviert oder deaktiviert sowie die Vorsteueroptionen gewählt werden. Daraus werden die Modelldaten der Reglerelemente entsprechend Abbildung 67 generiert.

3.7 Gesamtheitliche Betrachtung

Da die Entwicklung der gekoppelten Simulation im Projektverlauf relativ frühzeitig vorgesehen war, wurden die Berechnungsoptionen zunächst anhand eines prototypischen, linearmotorgetriebenen Bearbeitungszentrums, siehe Abbildung 70, getestet. Das Finite Elemente Modell sowie ein früher Prototyp dieses Bearbeitungszentrums standen beim Projektpartner ZFS zur Verfügung.

Die hier beschriebenen Berechnungsergebnisse decken sich mit den praktischen Ergebnissen an diesem Prototyp, der jedoch nicht dem späteren Stand der Serienmaschinen entspricht.

Die bewegten Primärteile der Linearantriebe der Vorschubachsen sind im Modell rot, die fixierten Sekundärteile grün dargestellt.

Einachssystem

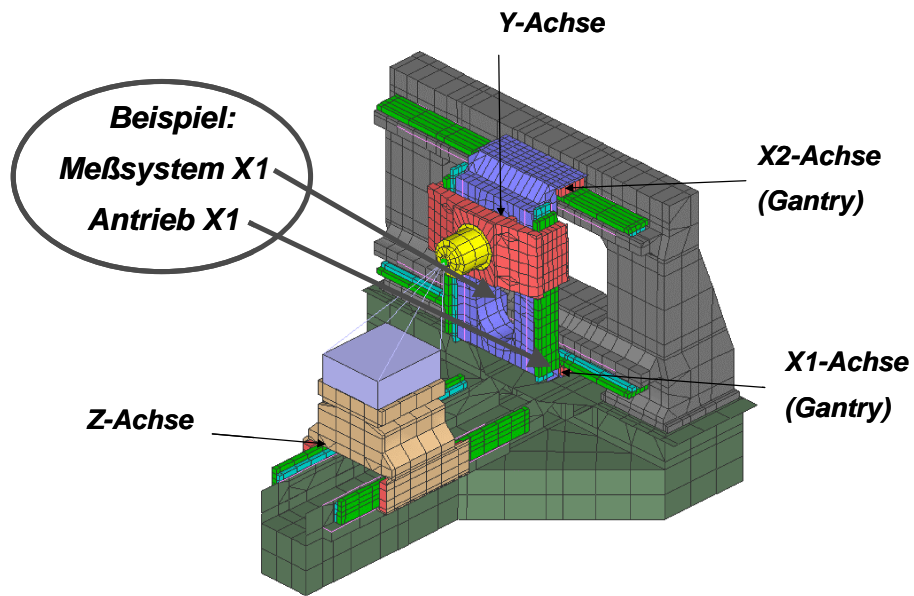


Abbildung 70: Beispielhafte Inbetriebnahme einer Einzelachse am prototypischen Bearbeitungszentrum

Obwohl die X-Achse für den Gantry-Betrieb, also mit separater Regelung der X1- und X2-Achse über ein jeweils eigenes Meßsystem vorgesehen ist, wird im Folgenden zunächst die Inbetriebnahme der unteren X1-Achse vorgestellt.

Frequenzgang der freien Regelstrecke

Frequenzgang
zwischen Antrieb
und Meßsystem

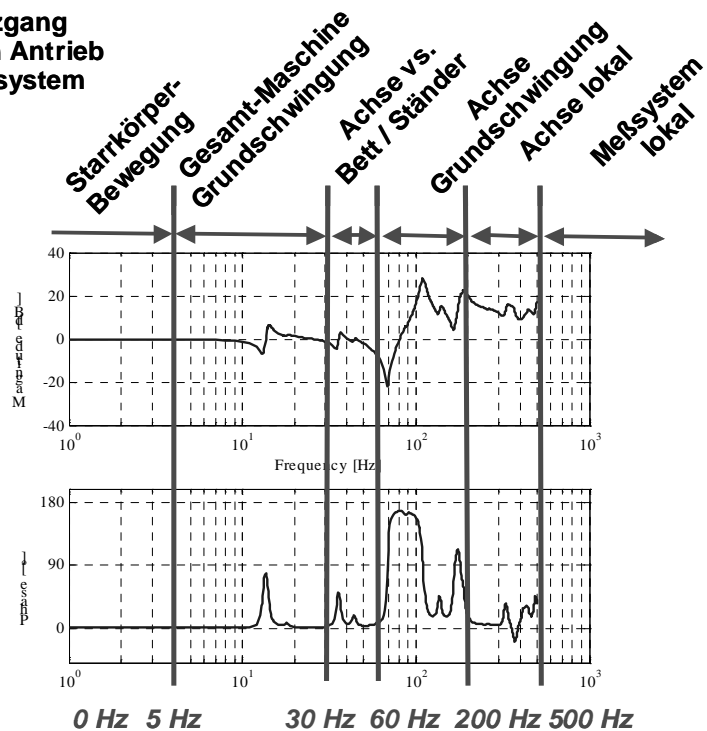


Abbildung 71: Frequenzgang der freie Regelstrecke der X1-Achse

Der Frequenzgang der freien Regelstrecke zwischen Antrieb und Meßsystem ist in Abbildung 71 in Form eines Bode-Diagramms dargestellt. Zur besseren Vergleichbarkeit der nachfolgenden Berechnung ist der Inertanz-Frequenzgang (Beschleunigung/Kraft) logarithmisch dargestellt. Die markierten Frequenzbereiche sind weitgehend typisch für Werkzeugmaschinen dieser Größe. In einem Bereich zwischen 5 Hz und 30 Hz treten Grundswingungen der Gesamtmaschine auf ihrer Aufstellung in Erscheinung. Nachfolgend sind Schwingungen der jeweiligen Vorschubachse gegenüber dem Maschinenbett oder – ständer zu beobachten, die oftmals Drehschwingungen der Maschine gegenüber der Aufstellung beinhalten. Derartige Schwingungen müssen durch die Lageregelung beherrscht werden, da die ansonsten verbleibenden Fehler Auswirkungen auf das Bearbeitungsergebnis in Werkzeugmaschinen zeigen.

Ab beispielsweise 60 Hz treten Grundswingungen der jeweiligen Vorschubachse auf, je nach Achskonzept mit einer vorgeschalteten Antiresonanzstelle und damit verbundenem Phasenhub im Frequenzgang. Mit zunehmend höherer Frequenz treten Achsschwingungen höherer Ordnung auf, je nach Lage von Antrieb und Meßsystem mit ersten Phasenverlusten. Abhängig von der Gestaltung der Meßsystemanbindung sind ab etwa 500 Hz bis zu 2 kHz lokale Resonanzen des Meßsystems vorhanden, die hier nicht dargestellt sind.

Identifikation der für die Regelung relevanten, reellen Moden

In der Praxis hat sich gezeigt, daß verschiedentlich Resonanzstellen in Frequenzgängen zu erkennen sind, die durch die Beiträge mehrerer Moden gebildet werden.

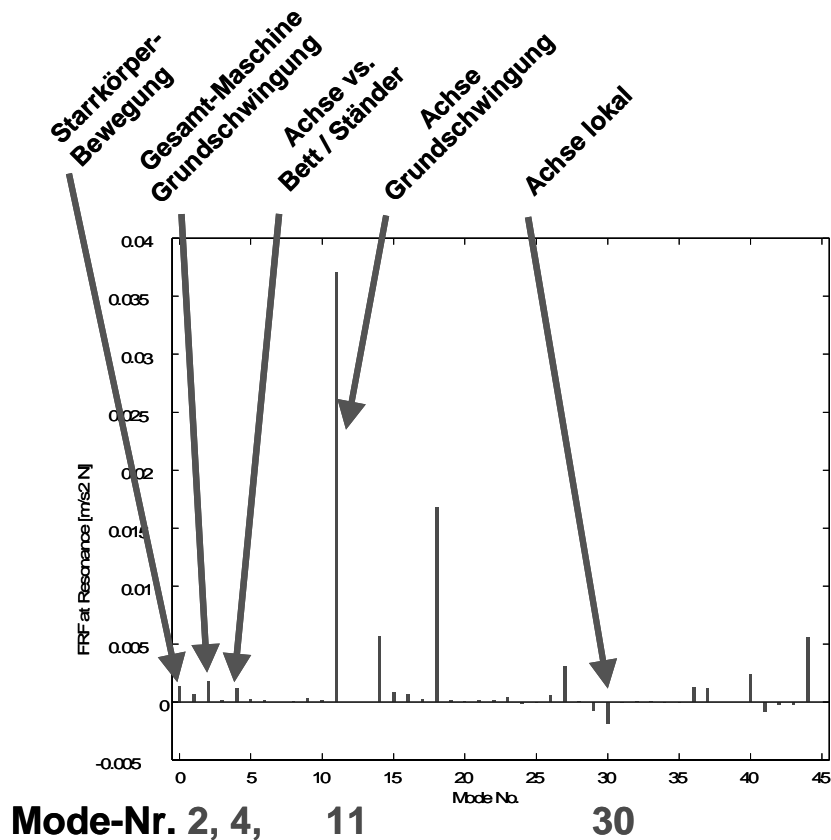


Abbildung 72: Modale Beiträge zum Frequenzgang der freien Regelstrecke der X1-Achse

In Abbildung 72 sind Beiträge der einzelnen Moden zum Frequenzgang in Abbildung 71 ausgewertet, so daß eine eindeutige Zuordnung der Moden zu den Resonanzstellen und damit eine Identifikation der für die Regelung relevanten Moden gegeben ist. Aufgrund der fehlenden Regelung in der betrachteten Achse wird ein Starrkörper-Mode, gekennzeichnet als Mode 0 (0 Hz) errechnet. Im niederfrequenten Bereich sind Mode 2 (14 Hz) und Mode 4 (36 Hz) relevant, dominierend in der Amplitude ist Mode 11 (112 Hz). Man beachte in Abbildung 73 bei Mode 11 den Drehpunkt („Momentanpol“) der X-Achse.

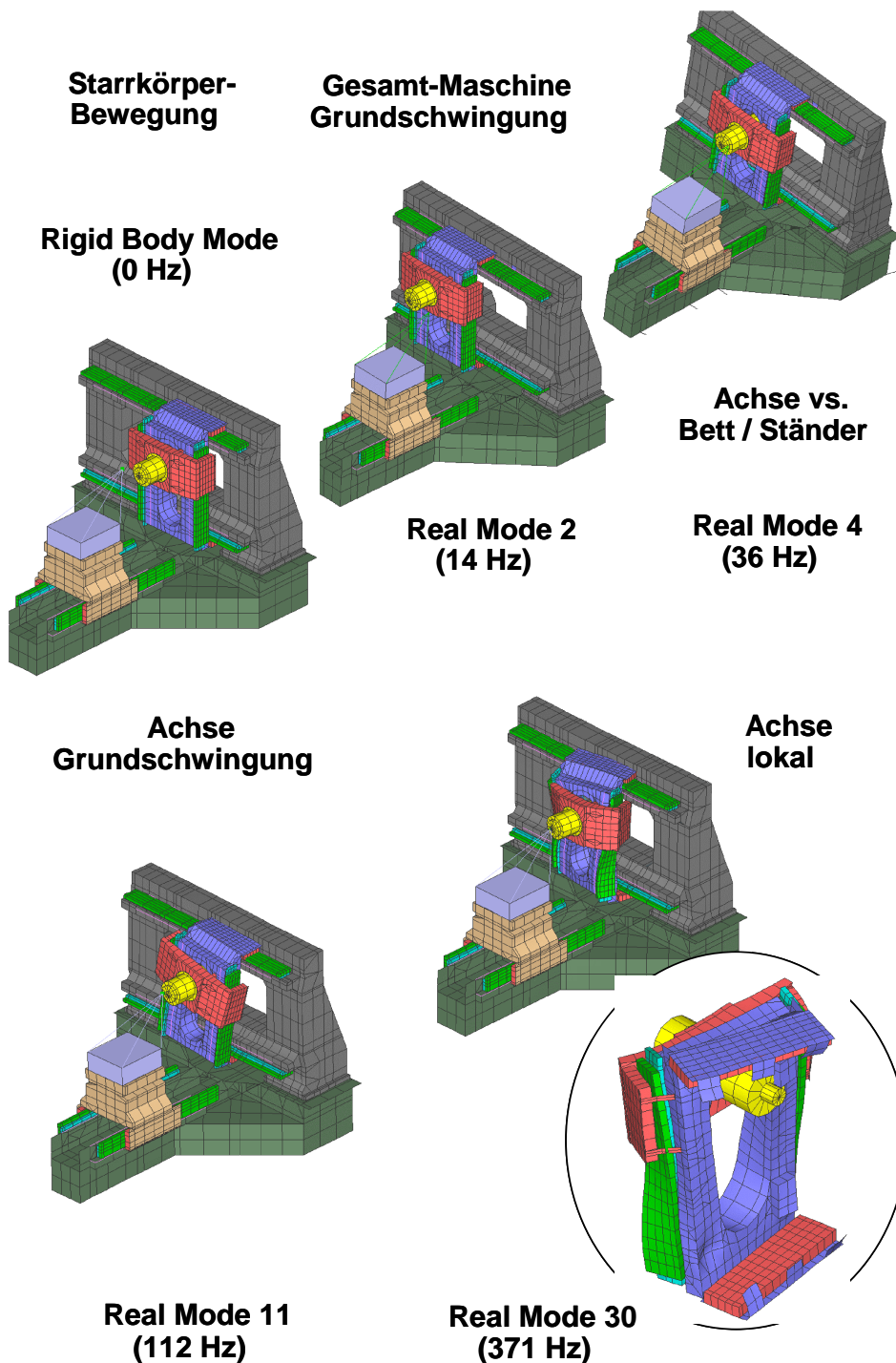


Abbildung 73: Relevante reelle Moden der freien Regelstrecke der X1-Achse

Die Stabilität eines geschlossenen Regelkreises kann nach dem Nyquist-Kriterium unter anderem nach der Phasenlage des aufgeschnittenen Regelkreises, wie er hier für die freie Regelstrecke vorliegt, beurteilt werden. Phasenverluste sind zunächst aufgrund der begrenzten Bandbreite des Stromreglers, Totzeiten digitaler Abtasteffekte, und ggf. notwendiger Stromsollwertfilter vorhanden. Aus dem dargestellten Inertanz-Frequenzgang ergibt sich nach Umrechnung auf die Geschwindigkeit als Eingangssignal für den Geschwindigkeitsregler ein weiterer Phasenverlust um 90° , so daß im ersten Schritt ein Phasenabfall im Inertanz-Frequenzgang der freien Regelstrecke unter 0° als kritisch bewertet werden muß.

Da die Schwingformen des mechanischen Systems als reelle Moden berechnet wurden und die einfachste Annahme modaler Dämpfung getroffen wurde, ist die Phasenlage der einzelnen modalen Beiträge im Grunde nur eine Vorzeicheninformation, die in die Darstellung in Abbildung 72 aufgenommen wurde. Mode 30 (371 Hz) zeigt zwar keine große Resonanzüberhöhung, aber einen Phasenverlust von etwa 30° . In Abbildung 73 sind die identifizierten, reellen Eigenformen dargestellt.

Die aufgrund des Phasenverlustes im Regelstrecken-Frequenzgang kritische Schwingform bei 371 Hz ist eine Torsionsschwingung des Kreuzschlittens. Aufgrund der Anbringung des Meßsystem-Lesekopfes nahe des Führungswagens, der im gezeigten Beispiel noch unzureichend angebunden ist (Ausbeulung in der Rückansicht) können Lesekopf und Antrieb gegensätzlich schwingen, wodurch der Phasenverlust entsteht.

Führungsfrequenzgang mit geschlossenem Geschwindigkeitsregler

Der Führungsfrequenzgang zwischen Soll- und Istgeschwindigkeit des geschlossenen Geschwindigkeitsreglers für die X1-Achse ist im Bode-Diagramm Abbildung 74 dargestellt.

Frequenzgang mit Geschwindigkeitsregler

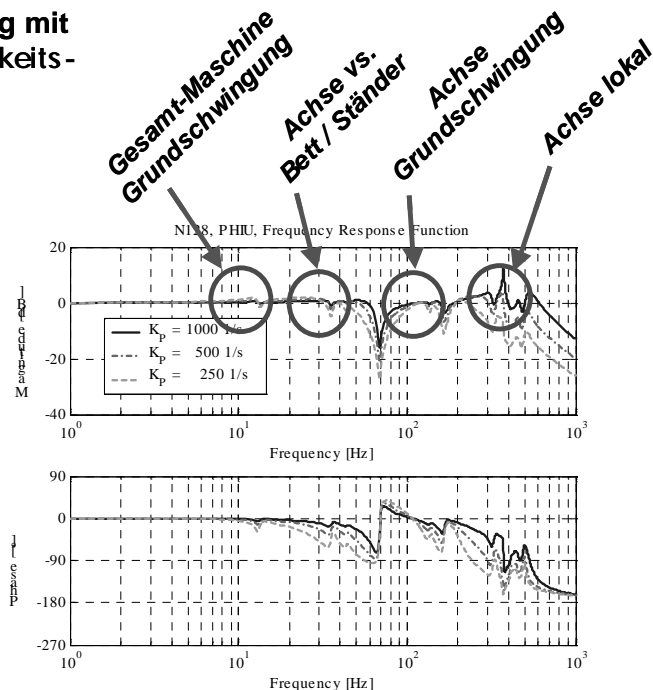


Abbildung 74: Führungsfrequenzgang der geschwindigkeitsgeregelten X1-Achse

Der Vergleich zur freien Regelstrecke macht den Einfluß der Regelung offenkundig. Die niederfrequenten Maschinengrundschrwingungen sind nahezu, aber nicht vollständig ausgeglet. Die dominierende Schwingung des Kreuzschlittens bei 112 Hz ist nicht mehr zu erkennen, wohl aber die vorausgegangene Tilgerschwingung bei etwa 70 Hz.

Als begrenzend für die Verstärkung des Geschwindigkeitsreglers wirkt in der Tat die bereits in der freien Regelstrecke als kritisch identifizierte 371 Hz Schwingung, deren Amplitude mit zunehmendem Verstärkungsfaktor K_P deutlich die 0 dB Marke überschreitet. Bei konstanter Nachstellzeit $T_N = 10$ ms ist ein K_P bis etwa 500 1/s stabil einstellbar.

Die Phasenlage des Führungsfrequenzgangs ist vollständig verändert. Die in der freien Regelstrecke vorhandenen Phasenhübe sind nicht mehr alle vorhanden, statt dessen treten Phasenverluste auf. Etwas niederfrequenter als die deutliche Tilgerschwingung bei 70 Hz fällt die Phase bei niedrigem K_P bis auf 90° ab. Da dieser Frequenzgang die Regelstrecke für den Lageregler darstellt, ist dieser Bereich als kritisch für diesen einzustufen. Von besonderem Interesse ist natürlich nun die zugehörige Schwingform im zwischen 60 Hz bis 70 Hz, die im unregulierten System nicht besteht.

Komplexe Eigenwerte und Eigenformen bei Geschwindigkeitsregelung

Eine genauere Bewertung des Einflusses der Regelung auf die mechanische Struktur ermöglicht die Auswertung der komplexen Eigenwerte des gekoppelten Systems. Abbildung 75 stellt die Ausgabe des PERMAS-Ergebnisses dar. Neben den Eigenfrequenzen, den komplexen Eigenwerten als Real- und Imaginärteil sind auch die aus dem Realteil abgeleiteten Dämpfungskoeffizienten und aus dem Imaginärteil abgeleiteten Eigenkreisfrequenzen dargestellt. Von besonderem Interesse sind die äquivalenten viskosen Dämpfungsverhältnisse, da diese den Einfluß der Regelung auf das Gesamtsystem verdeutlichen. Für das mechanische System im dargestellten Beispiel wurde ein Dämpfungsverhältnis von $\xi = 3\%$ angenommen, so dass davon abweichende Werte auf den Reglereinfluß schließen lassen.

Complex Eigenvalues and Eigenfrequencies in component system (Table: CVALTAB.DISPLAY)							
Mode	Frequency	Real (Lambda)	Imag (Lambda)	Damp. Coeff.	Circ. Freq.	Eq. Dmp. Ratio	Ref. Freq.
Maximum	4.42531E+02	1.00000E+00	1.20509E-02	0.00000E+00	2.78050E+03	2.36477E-01	0.00000E+00
at	93	5	13	1	93	81	1
Minimum	-4.42531E+02	0.00000E+00	-1.20509E-02	-2.25192E+15	-2.78050E+03	0.00000E+00	0.00000E+00
at	94	1	14	8	94	1	1
1	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
2	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
3	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
4	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
5	0.00000E+00	1.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
6	0.00000E+00	9.01435E-03	0.00000E+00	-1.09934E+02	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
7	0.00000E+00	1.57496E-14	0.00000E+00	-6.34936E+13	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
8	0.00000E+00	4.44066E-16	0.00000E+00	-2.25192E+15	0.00000E+00	0.00000E+00	0.00000E+00
...							
19	3.52007E+01	1.79240E-04	4.51424E-03	-7.78173E+00	2.21172E+02	3.52058E-02	0.00000E+00
20	-3.52007E+01	1.79240E-04	-4.51424E-03	-7.78173E+00	-2.21172E+02	3.52058E-02	0.00000E+00
...							
29	6.47341E+01	3.08777E-04	2.41918E-03	-5.09145E+01	4.06736E+02	1.26171E-01	0.00000E+00
30	-6.47341E+01	3.08777E-04	-2.41918E-03	-5.09145E+01	-4.06736E+02	1.26171E-01	0.00000E+00
...							
71	3.73718E+02	4.86964E-06	4.25814E-04	-2.58535E+01	2.34814E+03	1.10109E-02	0.00000E+00
72	-3.73718E+02	4.86964E-06	-4.25814E-04	-2.58535E+01	-2.34814E+03	1.10109E-02	0.00000E+00

Abbildung 75: Komplexe Eigenwerte der geschwindigkeitsgeregelten X1-Achse

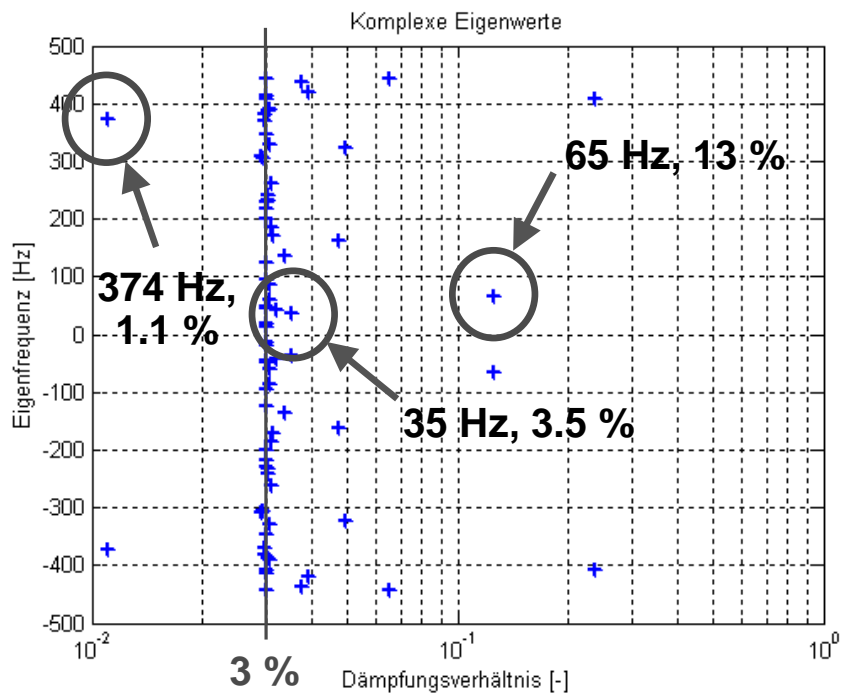


Abbildung 76: Abbildung komplexer Eigenwerte der geschwindigkeitsgeregelten X1-Achse

Abbildung 76 zeigt die Eigenwerte in einer für die Strukturmechanik etwas anschaulicheren Form als etwa die in der Regelungstechnik gebräuchliche Darstellung von Wurzelorten.

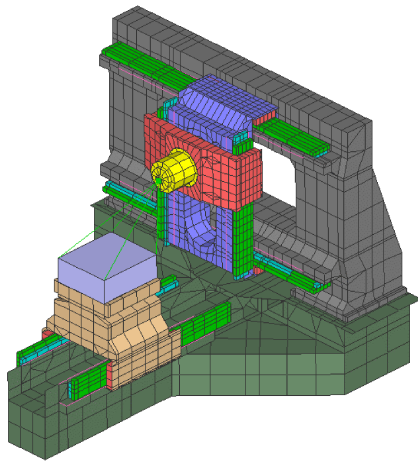
Die Abszisse stellt hier die Realteile in Form äquivalenter viskoser Dämpfungsverhältnisse - zur Entzerrung in logarithmischer Teilung - dar, die Ordinate die Imaginärteile als Eigenfrequenzen. Aufgrund der konjugiert komplexen Eigenwerte ist die Darstellung zur Abszisse symmetrisch.

Alle Eigenwerte, welche nicht auf der Linie der für das rein mechanische System mit 3 % angenommener Dämpfung liegen, sind offenbar von der Regelung beeinflusst. Deutlich wird dies beispielsweise für 374 Hz mit 1.1 % Dämpfung und für 65 Hz mit 13 % Dämpfung.

Es kann festgestellt werden, daß die Regelung bestimmte strukturmechanische Moden entdämpfen bzw. bis zur Instabilität anfachen kann, andere Moden wiederum stark dämpfen kann. Es ist anzumerken, daß die Amplitude der 65 Hz Schwingung zwar stark gedämpft ist, der Phasenverlust dieser Schwingung jedoch aufgrund der Pol-Eigenschaft nach wie vor wirksam ist.

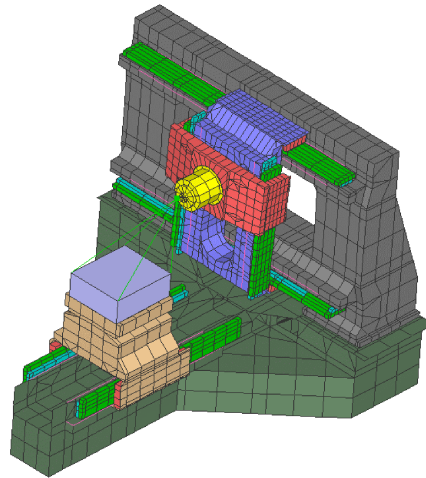
Die bisher betrachteten, reellen Eigenformen sind aus der Lösung des Eigenwertproblems des rein mechanischen Systems ohne Berücksichtigung der Dämpfung entstanden. Dies ist insofern mit gewisser Einschränkung gerechtfertigt, da viskose Dämpfungsverhältnisse der im Maschinenbau üblichen Materialien und Bauweisen relativ gering sind. Reelle Eigenformen weisen keine Phasenunterschiede der dargestellten Knotenpunktsverschiebungen zueinander auf, abgesehen vom Vorzeichen der Schwingungsrichtung, also mit Phasen entweder 0° oder $\pm 180^\circ$. Drehpunkte von Eigenformen wurden als wichtig für den Phasenverlauf einer Regelstrecke erkannt, sie sind für reelle Moden ortsfest.

**Gesamt-Maschine
Grundschiwingung**



**Complex Mode 16
(14 Hz, 3.00 %)**

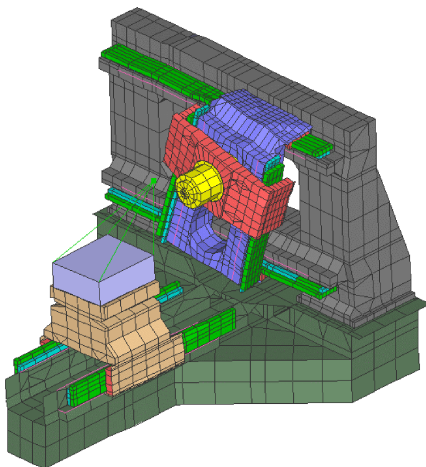
**Achse vs.
Bett / Ständer**



**Complex Mode 20
(35 Hz, 3.5 %)**

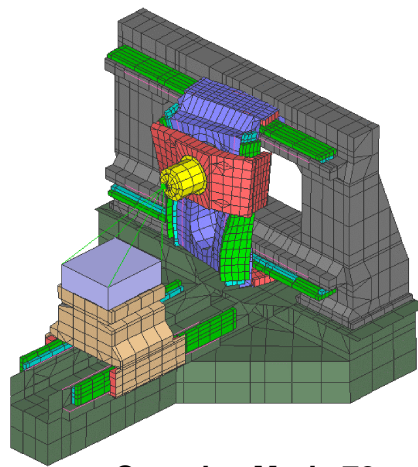
→ *Relativ-Bewegung
zwischen Achse und Bett
(fast) ausgeregelt*

**Achse
Grundschiwingung**



**Complex Mode 30
(65 Hz, 12.6 %)**

**Achse
lokal**



**Complex Mode 72
(374 Hz, 1.1 %)**

→ *Eigenfrequenz und -form
deutlich verändert*

→ *Eigenform neigt unter
Regelung zu Instabilität*

Abbildung 77: Komplexe Eigenformen der geschwindigkeitsgeregelten X1-Achse

Wie eingangs hingewiesen, ist die Dämpfungsmatrix des gekoppelten Systems durch den Einfluß einer Geschwindigkeitsregelung auch in den Nebendiagonalen besetzt, so dass die Dämpfung in der Lösung des Eigenwertproblems nun nicht mehr vernachlässigt werden darf. Die daraus berechneten Eigenformen sind komplex. Komplexe Eigenformen sind gegenüber reellen Eigenformen durch die zusätzliche Phaseninformation gekennzeichnet. Zwischen den einzelnen Knotenpunktverschiebungen einer Eigenform treten nun Phasenunterschiede auf.

Dies führt auch zu der Konsequenz, dass Drehpunkte von Eigenformen nicht mehr ortsfest sind, sondern innerhalb eines bestimmten Abstandes hin- und herschwingen.

In Abbildung 77 ist eine Auswahl der komplexen Eigenformen für das gekoppelte System mit Geschwindigkeitsregler der X1-Achse dargestellt.

Für die Maschinengrundschiwingung bei 14 Hz ist die Relativbewegung zwischen Maschinenständer und Schlitten bezüglich der X1-Achse nun nahezu ausgeglet. Dies gilt ebenso für die 35 Hz Kippschwingung der Gesamtmaschine. Die Regelung ist damit in der Lage, den Schlitten am Ständer quasi festzuhalten; dies ist eine Wirkung, die sonst bei Kugelgewindetrieben durch das Festlager erbracht wird.

Auch bei 65 Hz versucht die Geschwindigkeitsregelung, die Relativbewegung des X-Schlittens bezüglich dem unteren Meßsystem auszugleichen, dies bewirkt jedoch auch eine parallelogrammförmige Schwingung der Schlittenstruktur ähnlich der unregulierten Eigenform bei 112 Hz. Theoretische Überlegungen führen jedoch zu dem Ergebnis, dass die 65 Hz-Schwingform eigentlich aus der ursprünglichen Starrkörper-Schwingform des unregulierten Systems entsteht. Es sei besonders auf den Drehpunkt dieser Eigenform aufmerksam gemacht, der nun zwischen unterem Antrieb und unterem Meßsystem sitzt und damit den entstehenden Phasenverlust mitbestimmt. Diese Schwingform macht außerdem deutlich, daß die Regelung Eigenfrequenz und -form der unregulierten Mechanik stark beeinflussen kann.

Die komplexe 374 Hz Eigenform ist weitgehend identisch mit der unregulierten, reellen Eigenform bei 371 Hz.

Führungsfrequenzgang und Eigenwerte mit geschlossenem Lageregler

Frequenzgang mit Geschwindigkeits- und Lageregler

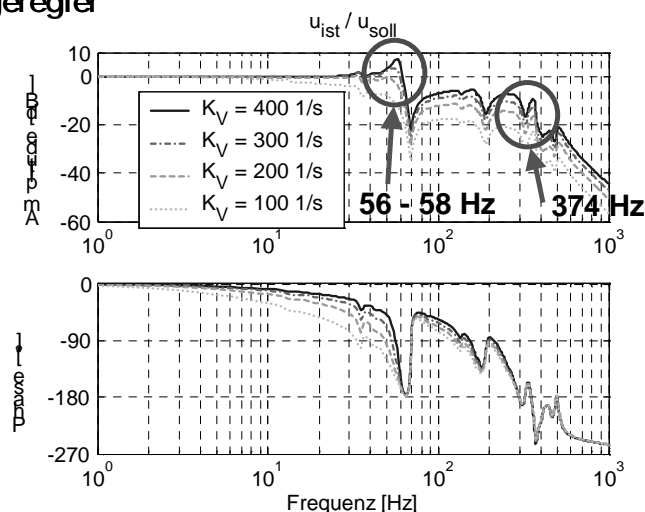


Abbildung 78: Führungsfrequenzgang der lagegeregelten X1-Achse

Bei aktivem Geschwindigkeitsregler wird nun auch der Lageregler geschlossen. Der Führungsfrequenzgang zwischen Lagesoll- und -istwert des geschlossenen Lagereglers für die

X1-Achse ist im Bode-Diagramm Abbildung 78 dargestellt. Bei konstantem $K_p = 500 \text{ 1/s}$ und $T_N = 10 \text{ ms}$ des Geschwindigkeitsreglers wird die Amplitude des Führungsfrequenzgangs für die kritische Schwingung bei 374 Hz mit steigendem K_V zwar erhöht, führt aber für die gewählten Werte nicht mehr zur Instabilität. Dagegen wird die durch den Geschwindigkeitsregler mit 13 % gedämpfte Schwingung bei 65 Hz nun durch den Lageregler mit steigendem K_V von 23 % auf 5.4 % zwischen 56 Hz und 58 Hz wieder entdämpft und begrenzt so den einstellbaren K_V des Lagereglers auf etwa $200 \text{ 1/s} = 12 \text{ m/min mm}$.

Komplexe Eigenwerte

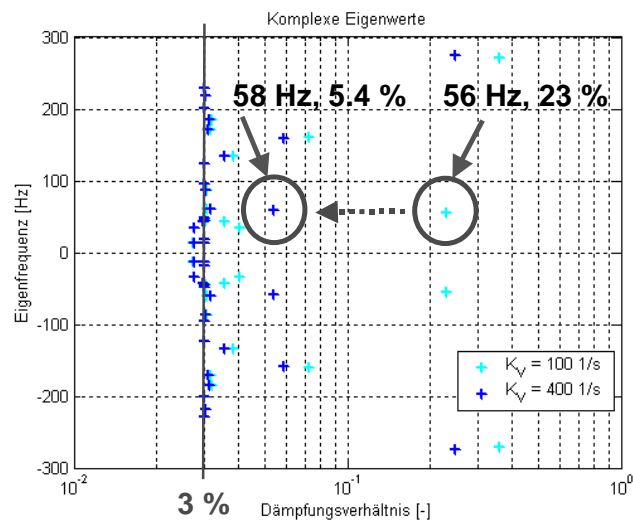


Abbildung 79: Komplexe Eigenwerte der lagegeregelten X1-Achse

Dies kann wieder durch die Auswertung der komplexen Eigenwerte in Abbildung 79 nachvollzogen werden. Dargestellt sind Eigenwerte für $K_V = 100 \text{ 1/s} = 6 \text{ m/min mm}$ (hellblau) und $K_V = 400 \text{ 1/s} = 24 \text{ m/min mm}$ (blau). Der betreffende Eigenwert wandert im Diagramm mit zunehmendem K_V rasch nach links Richtung geringerer Dämpfung.

Die kritische Eigenform für die Lageregelung mit $K_V = 400 \text{ 1/s}$ liegt bei 58 Hz und zeigt Übereinstimmung mit der 65 Hz Eigenform mit Geschwindigkeitsregelung.

Regelung eines Mehrachssystems am Beispiel Gantry-Achse

Das Beispiel einer Einachsregelung hat veranschaulicht, dass das Verhalten des geregelten Systems weitgehend anhand des Frequenzgangs der freien Regelstrecke, ggf. ergänzt durch Führungsfrequenzgänge des gekoppelten Systems, beurteilt werden kann. Dies trifft für Mehrachssysteme, wie Gantry-Achsen oder Parallelkinematiken nicht mehr zu.

Bearbeitungszentrum als Mehrachssystem

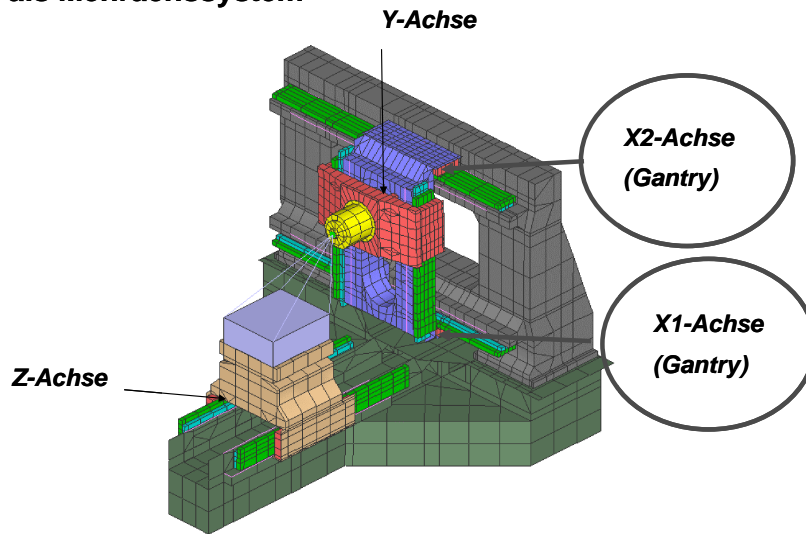


Abbildung 80: Gantry-Achse am Beispiel des prototypischen Bearbeitungszentrums

Die X-Achse des behandelten Beispiels eines Bearbeitungszentrums ist als Gantry-Achse mit zwei Antrieben und Meßsystemen entsprechend Abbildung 80 ausgeführt. Die Frequenzgänge der freien Regelstrecken müssen nun nicht nur bezüglich jedes Antriebs zu seinem jeweiligen Meßsystem, sondern auch von allen Antrieben zu allen Meßsystemen bewertet werden. Für das Beispiel der X-Achse sind diese in Abbildung 81 dargestellt.

Freie Regelstrecken

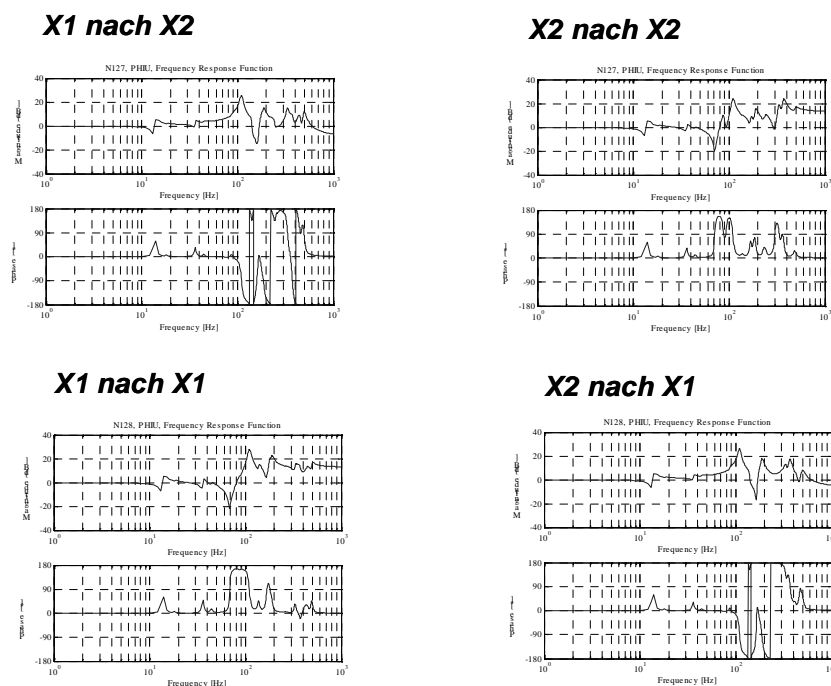


Abbildung 81: Frequenzgänge der freien Regelstrecken der X-Achse als Gantry-System

Eine Bewertung des geregelten Systems fällt nun schwer, da das Übertragungsverhalten des jeweils betrachteten Meßsystems gegenüberliegenden Antriebs bei 112 Hz mit Phasenverlust in die Kopplung eingeht. Der Vergleich der beiden Strecken X1-X1 und X2-X2 zeigt zudem, dass nicht vollkommene Symmetrie vorliegt.

Das dynamische Verhalten des gekoppelten Systems kann jedoch über den Führungsfrequenzgang der X1-Achse und die Eigenwerte beurteilt werden. Der Führungsfrequenzgang in Abbildung 82 zeigt, dass die mit Regelung des X1-Antriebes kritischen Schwingungen zwischen 30 Hz und 100 Hz durch Regelung des zweiten Antriebes X2 ausgeglichen werden, allerdings werden manche Eigenschwingungen bei höheren Reglerverstärkungen wieder leicht entdämpft. Die zugehörigen, komplexen Eigenformen sind im Vergleich zum einachsigen System deutlich symmetrischer.

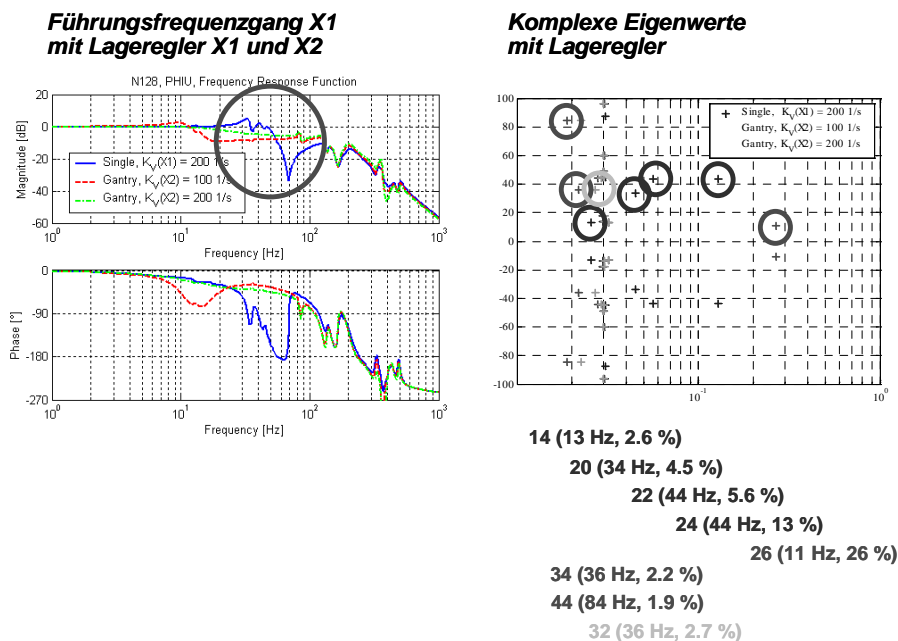


Abbildung 82: Führungsfrequenzgang der X1-Achse im Gantry-Betrieb

Berechnungen im Zeitbereich

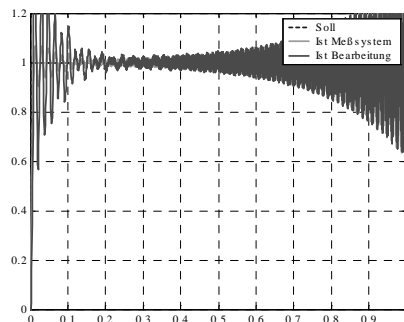
Abschließend werden Ergebnisse der gekoppelten Simulation im Zeitbereich mit Regelung der X1- und zusätzlich der X2-Achse erörtert. Dynamisch kritisch für eine geregelte Werkzeugmaschine sind erfahrungsgemäß Positioniervorgänge über kurze Wege. Für eine kurze Schlittenbewegung kann davon ausgegangen werden, daß sich das dynamische Verhalten der Maschinenstruktur über den Weg nicht ändert und die Beschränkung auf das lineare Finite-Elemente-Modell zulässig ist.

Zunächst wird wie bisher im gezeigten Beispiel nur der untere Antrieb X1 der X-Achse geregelt. Die Proportional-Verstärkungsfaktoren von Geschwindigkeits- und Lageregler sind außerdem so gewählt, daß sie gegenüber einem praktisch sinnvollen Betrieb überzogen sind. Eine Ruckbegrenzung ist nicht aktiv, so daß im gezeigten Beispiel die Sollposition innerhalb 1 ms auf 1 mm springt.

Abbildung 83 links zeigt den Zeitverlauf der Sollbahn (blau), sowie der Istpositionen bezüglich Meßsystem (grün) und zwischen Werkzeug und Werkstück (rot) für diese instabile Antriebskonfiguration. Bis etwa 0.3 s ist eine abklingende Schwingung mit etwa 60 Hz zu beobachten. Dies ist bei genauerer Auswertung die bei 58 Hz mit Lageregelung als kritisch identifizierte Eigenform. Im weiteren Zeitverlauf ist ein hochfrequenten Aufschwingen mit etwa 400 Hz zu erkennen. Dies ist die bei 374 Hz mit Geschwindigkeitsregelung als kritisch erkannte Eigenform, die hier in der Tat mit überzogener Parametrierung des Reglers instabil wird.

Instabile Regelung

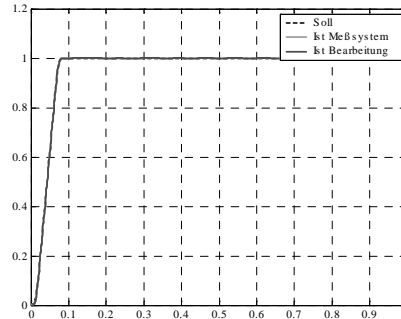
Sollbahn: Sprung auf 1 mm in 1 ms
Regler: Nur Antrieb X1 (unten),
 $K_V = 15 \text{ m/min mm} = 250 \text{ 1/s}$,
 $K_P = 1000 \text{ 1/s}$, $T_N = 5 \text{ ms}$, $f_E = 250 \text{ Hz}$,
 ohne Vorsteuerung



→ Fehler $\rightarrow \infty$

Stabile Regelung

Sollbahn: 1 mm, 1 m/min, 100 m/s³
Regler: Gantry,
 $K_V = 7.5 \text{ m/min mm} = 125 \text{ 1/s}$,
 $K_P = 250 \text{ 1/s}$, $T_N = 5 \text{ ms}$, $f_E = 250 \text{ Hz}$,
 mit Geschwindigkeits-
 und Beschleunigungsvorsteuerung



→ Fehler 2 μm am TCP

Abbildung 83: Beispielhafter Positioniervorgang

Dagegen wirkt sich eine Ruckbegrenzung auf 100 m/s³, die Reduktion der Reglerparameter und natürlich der Betrieb als Gantry-Achse und die Verwendung von Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung positiv auf die Führungsgenauigkeit, Abbildung 83 rechts, aus. Das Überschwingen zwischen Werkzeug und Werkstück beträgt in diesem Beispiel maximal 2 μm .

Abbildung 84 zeigt jeweils eine Momentaufnahme des instabil (links) und des stabil (rechts) geregelten Positioniervorgangs (rechts).

Instabile Regelung

Stabile Regelung

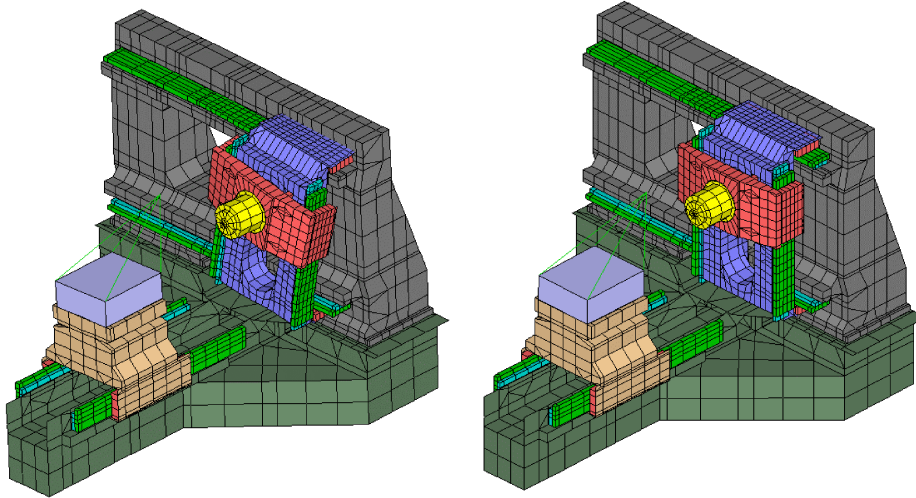
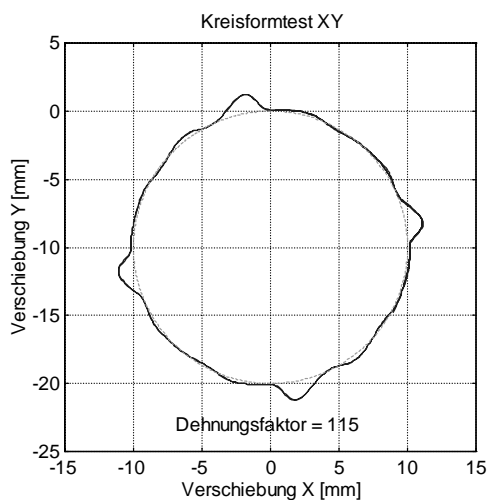


Abbildung 84: Momentaufnahmen gekoppelter Zeitsimulationen mit instabiler bzw. stabiler Parametrierung

Eine weitere Anwendung der Zeitsimulation kann für Betrachtungen der Störsteifigkeit, etwa in Form eines berechneten Kreisformtests unter Einbeziehung nichtlinearer Reibungskräfte von Führungen und Abdeckungen erfolgen.

Berechnung:



Messung (Zentrum Fertigungstechnik Stuttgart):

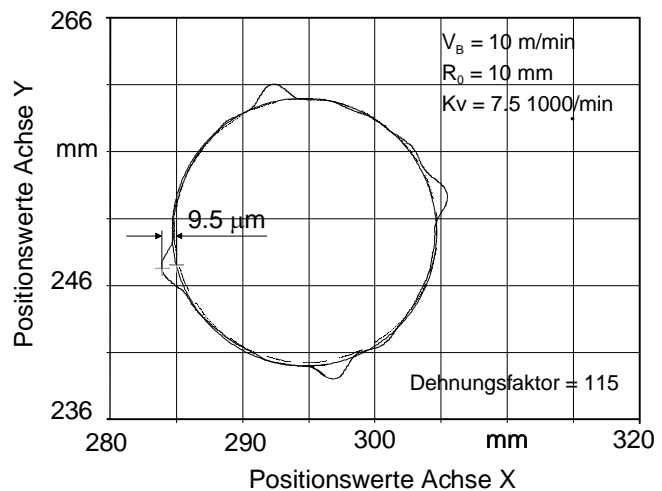


Abbildung 85: Nachgerechneter Kreisformtest bezüglich Meßsystem

Im vorliegenden Beispiel wird der Kreis mit folgenden Sollwerten gefahren:

Radius $r = 10 \text{ mm}$

Bahngeschwindigkeit $v_B = 10 \text{ m/min} \hat{=} 167 \text{ mm/s} \hat{=} \omega = 16.67 \text{ 1/s}$

Bahnbeschleunigung $a = 2.778 \text{ m/s}^2$

Für alle Achsen sind folgende Regelparameter eingesetzt:

$$K_V = 125 \text{ 1/s} = 7.5 \text{ 1000/min}$$

$$K_P = 250 \text{ 1/s}$$

$$T_N = 5 \text{ ms}$$

Die hier wirkenden Störkräfte sind durch Reibungskräfte an den Elementen der Linearführungen von X- und Y-Achse eines Vearbeitungszentrums modelliert.

Das Ergebnis wird zunächst an den Meßsystemen ausgewertet. Ein Vergleich der Berechnung mit den Messungen aus zeigt hervorragende Übereinstimmung, Abbildung 85. Es soll jedoch nicht unerwähnt bleiben, dass das Ergebnis im wesentlichen auf den Reibungskraft-Verlauf und die erreichten Regelparameter (hier ohne Stromsollwertfilter) zurückzuführen ist.

Eine Verdoppelung des K_V und entsprechend des K_P wird durch optimal parametrisierte Stromsollwertfilter erreicht, siehe folgenden Absatz. Dann liegt der Fehler am Quadrantenübergang unter $3 \mu\text{m}$.

Einbeziehung der Zeitdiskretisierung in Reglermodelle

Der Einfluß der Zeitdiskretisierung einschließlich der Wirkung von Stromsollwertfiltern wurde ebenfalls am Beispiel des oben beschriebenen Bearbeitungszentrums für den geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreises in einer Achse mit einer mechanisch verursachten Instabilität nahe 400 Hz demonstriert.

Abbildung 87 zeigt die Einflüsse regelungstechnischer Parameter und Maßnahmen am Beispiel einer mit FEM berechneten Linearmotormaschine (Hochgeschwindigkeitsbearbeitungszentrum). Eine mechanische Eigenschwingform bei 402 Hz, Abbildung 86, zeigt in der Y-Achse regelungstechnisch stabilitätsbegrenzende Wirkung.

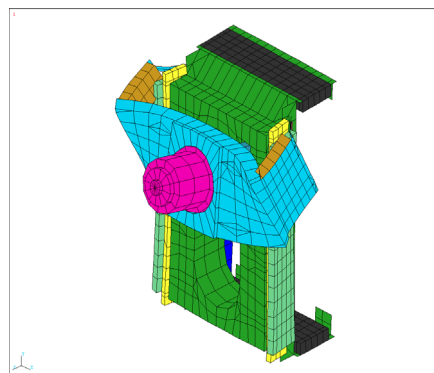


Abbildung 86: Regelungstechnisch stabilitätsbegrenzende Eigenschwingform bei 402 Hz

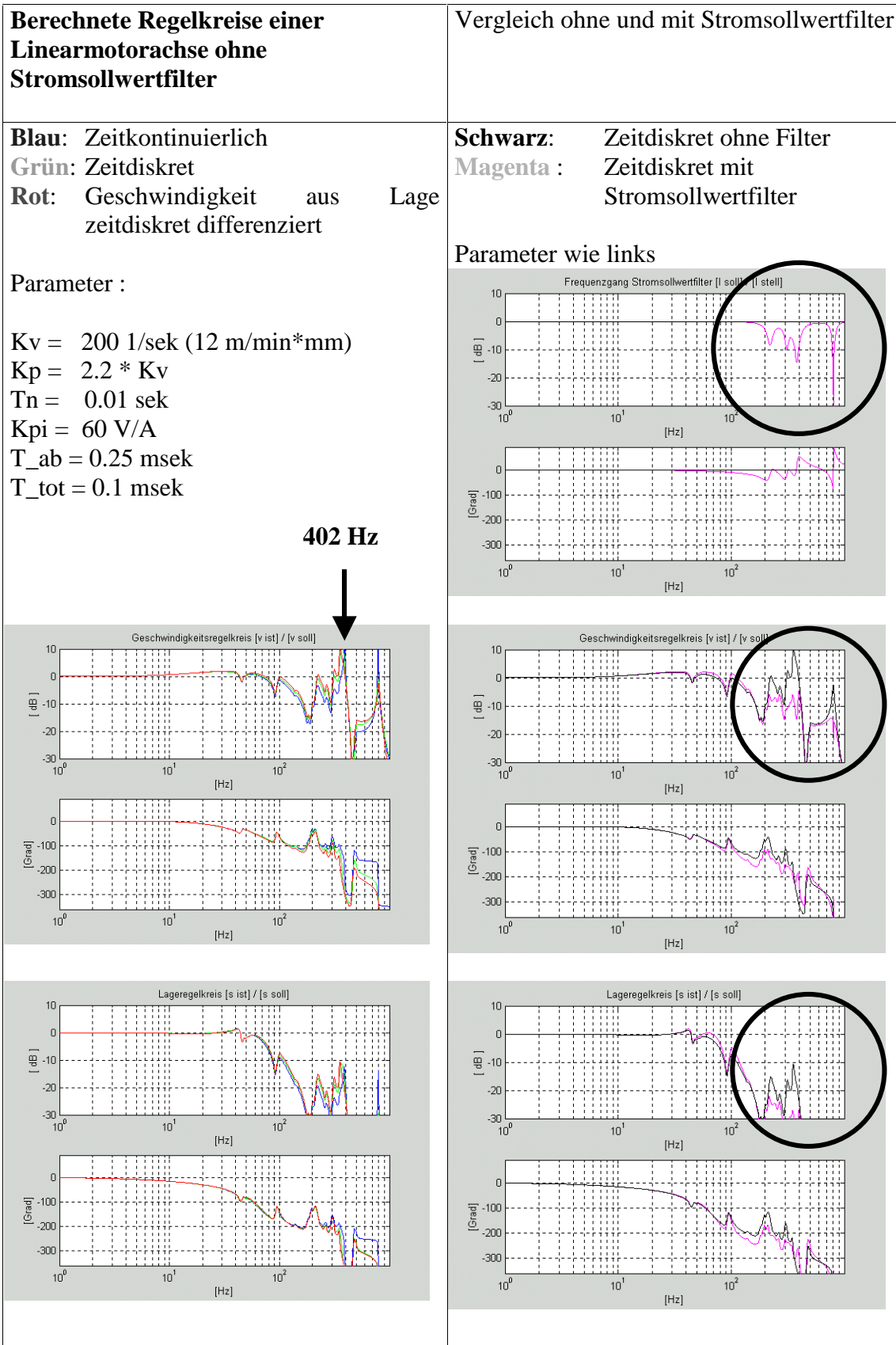


Abbildung 87: Beispiel zu regelungstechnischen Maßnahmen an einer Linearmotorachse

Im geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis ist die Instabilität nahe 400 Hz durch eine starke Amplitudenüberhöhung festzustellen (linke Spalte von

Abbildung 87). Der Proportionalanteil der Regelkreiseinstellung wurde passend zu einer Lageregelkreisverstärkung von $K_V = 200$ 1/sek gewählt.

Unterschiedliche Arten der Regelung, ob zeitkontinuierlich oder –diskret bzw. mit gemessener oder zeitdiskret differenzierter Geschwindigkeit verändern die Frequenz und Dämpfung des instabilen Eigenwerts zwar in gewissem Maße, insgesamt reagiert die Regelung jedoch grundsätzlich stabilitätskritisch auf den mechanischen Eigenwert im geschlossenen Kreis. Weitere für den Geschwindigkeitsregelkreis stabilitätsbegrenzende Resonanzen sind bei 800 Hz (Meßsystemeigenresonanz) sowie bei 310 Hz und 220 Hz (Kreuztischeigenschwingformen) festzustellen. Die Einbrüche im Amplitudengang der Regelkreise bei 55 Hz und 90 Hz rühren von Eigenschwingformen im Bereich des Ständers der Maschine her. Sie beeinflussen ebenfalls das dynamische Verhalten des Vorschubantriebs, können jedoch mit sehr hohen Verstärkungsfaktoren in der Geschwindigkeitsregelung prinzipiell ausgeglichen werden, da ihre Phasenverläufe ausreichende Stabilitätsreserve anzeigen.

Sehr bedeutend für die praktische Anwendung des Verfahrens ist die Möglichkeit zur Untersuchung der Stabilisierung des Systems durch ein Stromsollwertfilter mit Bandsperren, siehe

Abbildung 87, rechte Spalte. Dies gelingt in diesem Beispiel, so dass die Regelkreisverstärkungen noch erhöht werden könnten. Es gibt jedoch auch Maschinen, die sich trotz Stromsollwertfilterung nur ungenügend regeln lassen. Da jede Maschinenmechanik ihre eigene, charakteristische Regelstrecke aufweist, ist es daher von großer Bedeutung, die Auswirkungen von Maschinenschwingungen auf das Stabilitätsverhalten der Regelung bereits in der Konstruktionsphase studieren zu können. Nur so können regelungstechnisch kritische Eigenschwingformen rechtzeitig erkannt und Abhilfemaßnahmen ergriffen werden. Dies kann von der Wahl eines geeigneten Ortes zum Anbau des Meßsystems, über gezielte Strukturversteifungen, bis hin zur Anpassung des Maschinenkonzepts führen.

3.8 Zusammenfassung

Durch Einsatz der im Zuge des Projekts weiterentwickelten und in diesem Kapitel vorgestellten „gekoppelten Simulation“ von Maschinendynamik und Regelung können deren Wechselwirkungen bereits frühzeitig berechnet werden. Eine gezielte Vorhersage, Identifikation und Auswertung der die Regelkreisbandbreite begrenzenden Maschinenschwingungen ermöglicht eine Schwachstellenanalyse, die Optimierungsmöglichkeiten aufzeigen kann oder durch die eine prinzipielle Nicht-Eignung des geplanten Maschinenkonzepts für hochdynamische Anwendungen festgestellt werden kann.

Das vorgestellte Verfahren ist damit wesentlich auf Auswertungen im Frequenzbereich konzentriert, kann jedoch genauso für Berechnungen im Zeitbereich herangezogen werden, soweit die Annahme der Linearität nicht grob verletzt wird. Untersuchungen im Frequenzbereich sind bereits für wenige diskrete Achspositionen aussagekräftig. Für Betrachtungen im Frequenzbereich ist außerdem eine Linearisierung des Problems angebracht, so dass die Arbeiten auf die Finite Elemente Methode konzentriert bleiben

konnten. Durch das Wegfallen von Mehrkörperfunktionalitäten werden Softwarekosten, Modellierungsaufwand und Rechenzeit erheblich reduziert.

Das Berechnungsverfahren ist nicht auf direktangetriebene Werkzeugmaschinen beschränkt, sondern kann ebenso für konventionell angetriebene Maschinen bzw. im allgemeinen auf geregelte Anlagen angewandt werden.

Bedeutung gewinnt die gekoppelte Simulation aber auch in der Berechnung von Fahrzeugen, , bei welchen mechatronische Systeme zunehmend eingesetzt werden.

Das Verfahren wurde in die Finite Elemente Software PERMAS des Projektpartners INTES GmbH implementiert. Unmittelbar nach Projektende wurden die neuen Berechnungsmodule zur Marktreife geführt, so dass sie dem Anwender als Software-Produkt zur Verfügung stehen.

4 Signalverarbeitung, Strom- und Beschleunigungsregelung

Christian Kramer, FISW (Koordinator des Teilprojekts) – Roland Finkler, Siemens AG – Bernhard Hiller, Hübner Elektromaschinen – Markus Knorr, Dominik Schury, Siemens LMS

4.1 Problemstellung

Durch das Fehlen von mechanischen Übertragungselementen wie Kugelgewindetriebe, Getriebe, Riemen oder Zahnstangenritzel, werden mit dem Lineardirektantrieb zwar einerseits Unzulänglichkeiten herkömmlicher Antriebssysteme wie Nachgiebigkeiten, mechanische Übertragungsfehler (Getriebefehler), Spiel und Verschleiß eliminiert, andererseits können Störkräfte infolge der fehlenden Untersetzung, der geringeren Massen (Leichtbau) und der meist auch sehr geringen mechanischen Dämpfung unmittelbar zu erheblichen Lageabweichungen führen.

An die digitale Regelung eines Direktantriebs ist daher die Forderung zu stellen, mit einer hohen Abtastfrequenz die Zustandsgrößen (Lage, Geschwindigkeit und ggf. Beschleunigung) einzulesen und mit entsprechenden Regelalgorithmen ein bestmögliches Störübertragungsverhalten und natürlich auch Führungsübertragungsverhalten zu erzielen.

Da bei bestehenden Direktantriebssystemen neben dem Strom (bzw. Strömen) ausschließlich die Lage als Zustandsgröße gemessen wird, erfolgt die Bestimmung der Geschwindigkeit durch eine stets fehlerverstärkende zeitdiskrete Differentiation der Lage. Dies führt schon bei relativ niedrigen Verstärkungsfaktoren des Geschwindigkeitsregelkreises zu Vibrationen, Ungenauigkeiten, Geräuschentwicklung und einer erhöhten Verlustleistung. Einer aus dynamischen Gründen wünschenswerten Verkürzung der Abtastzeit muß also bisher immer eine Erhöhung der Lageauflösung (und auch Genauigkeit!) gegenüberstehen, um eine Verbesserung des Regelverhaltens des Direktantriebs zu erzielen.

Die Lageerfassung beruht überwiegend auf inkrementellen oder absoluten Drehgebern bzw. Längenmesssystemen. Hohe Auflösungen lassen sich mit sogenannten Sinusgebern erzielen, da deren analoge Abtastsignale mit Interpolationsschaltungen vielfach gegenüber der Teilungsperiode unterteilt werden können. Optische Systeme haben Teilungsperioden von typisch 20 oder 40 μm und ermöglichen Auflösungen von 20 nm und darunter. Bei Anwendungen mit geringeren Anforderungen an die Positioniergenauigkeit, aber auch bei hohen Robustheitsanforderungen, finden magnetische, induktive und teilweise auch kapazitive Systeme Verwendung, deren Teilungsperioden im Millimeterbereich liegen und die Auflösungen bis 1 μm und darunter ermöglichen.

Die Geschwindigkeit wird meist durch zeitdiskrete Differentiation der Lage bestimmt. Dadurch werden Quantisierungs- und vor allem sonstige Fehler der Lage verstärkt abgebildet. Die Geschwindigkeitsquantisierung q_v ist zur Lagequantisierung q_x proportional und zur Abtastzeit T_s umgekehrt (Abbildung 88 links). Moderne Servo-Regler arbeiten heute mit Abtastzeiten von 62,5 μs und darunter. Die dadurch, selbst bei hoher Lageauflösung, verursachte Geschwindigkeitsquantisierung führt zu erheblichen Problemen: Es ist stets ein Kompromiss zwischen Quantisierungsrauschen (und damit verbundener Schwingungsanregung, Geräuschentwicklung und Erwärmung des Motors) und erzielbarer Steifigkeit bzw. Dynamik des Antriebs zu finden. Der Einsatz von Digitalfiltern oder Beobachtern zur

Geschwindigkeitsglättung verschlechtert das Störverhalten des Antriebs, da Störkräfte nur verzögert erkannt werden können.

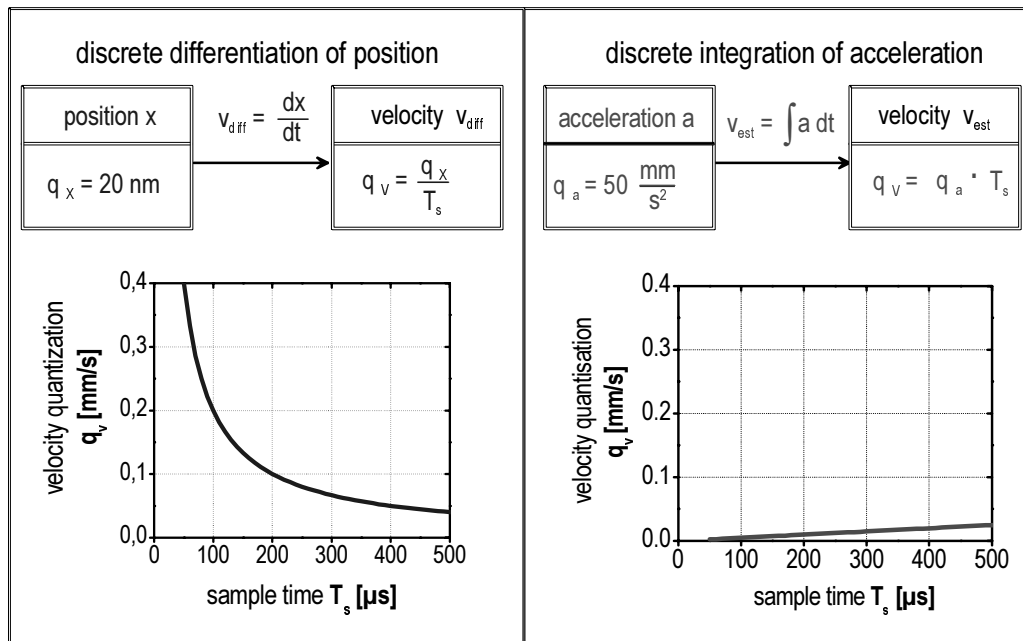


Abbildung 88: Geschwindigkeitsquantisierung beim Differenzieren der Lage und beim Integrieren der Beschleunigung

Wesentliche Verbesserungen des Regelverhaltens von Servo-Antrieben ermöglicht der Einsatz von Beschleunigungssensoren. Mit der Messung der Beschleunigung steht jene Zustandsgröße zur Verfügung, die die unmittelbare und unverzögerte Reaktion der zu bewegenden Masse auf einwirkende Kräfte repräsentiert.

Es ist (theoretisch) bekannt, dass sich eine hohe Dynamik und Störsteifigkeit, wie sie von der Industrie gefordert werden, sowie die Möglichkeit zur aktiven Dämpfung durch eine Beschleunigungsrückführung bzw. unterlagerte Beschleunigungsregelung erzielen lassen. In der Praxis wird diese Art der Regelung jedoch vor allem deshalb noch nicht eingesetzt, weil zur Beschleunigungsermittlung bisher keine geeigneten Meßsysteme vorhanden waren und entsprechende Beobachterstrukturen zur Beschleunigungsrekonstruktion nicht den geforderten Robustheitsanforderungen genügen. Diese Möglichkeiten sind jetzt durch den Einsatz verfügbarer Relativbeschleunigungssensoren gegeben, bedürfen aber der praktischen Erprobung und Verifizierung. Weiterhin verhindert häufig die unzureichende Dynamik und Auflösung des digitalen Stromreglers eine maßgebliche Verbesserung.

4.2 Zielsetzung

Die oben beschriebene Problematik kann durch schnelle, intelligente Signalvorverarbeitung der Signale des Lagemeßsystems und den Einsatz eines Relativbeschleunigungssensors nach dem Ferraris-Prinzip gelöst werden. Im letzteren Fall läßt sich die Zustandsgröße Geschwindigkeit in vorteilhafter Weise durch Integration aus der Beschleunigung bestimmen. Das Geschwindigkeitssignal verfügt dadurch über eine hohe Dynamik bei gleichzeitig hoher Auflösung; die Quantisierung verringert sich mit jeder Verkürzung der Abtastzeit. Die mit

dem Ferraris-Sensor gemessene Relativbeschleunigung ermöglicht eine unterlagerte Beschleunigungsregelung, die zusammen mit einem hinsichtlich Rechenzeit und PWM-Auflösung zu optimierenden Stromregler die Dynamik und Störsteifigkeit des Direktantriebs drastisch erhöht. Ebenso besteht damit die Möglichkeit zur aktiven Dämpfung des Antriebssystems bei gleichzeitig hoher Robustheit der digitalen Regelung.

Im Rahmen des beantragten Projekts sollen daher robuste Verfahren zur dynamischen Messung und Hochauflösung der Lage, Geschwindigkeit, Beschleunigung und des Stroms entwickelt und erprobt werden. Darauf aufbauend schließt sich die Entwicklung, Simulation und Implementierung von Algorithmen zur Stromregelung, unterlagerten Beschleunigungsregelung und zur aktiven Dämpfung des Antriebssystems an.

Um der hierbei zwingenden Forderung nach absoluter zeitlicher Synchronität der Zustandsgrößenermittlung und PWM-Generierung, sowie einer sehr schnellen Strom- und Beschleunigungsregelung Rechnung zu tragen, wird der herkömmliche Weg der seriellen Signalverarbeitung beispielsweise mit einem Signalprozessor verlassen und statt dessen mittels programmierbarer Logik (Einsatz von CPLD's) die Verarbeitung parallelisiert.

Die Ergebnisse der geplanten Untersuchungen sind im Folgenden nach den im Rahmenplan aufgestellten Unterpunkten gegliedert dargestellt.

4.3 Optimierung des Relativbeschleunigungssensors

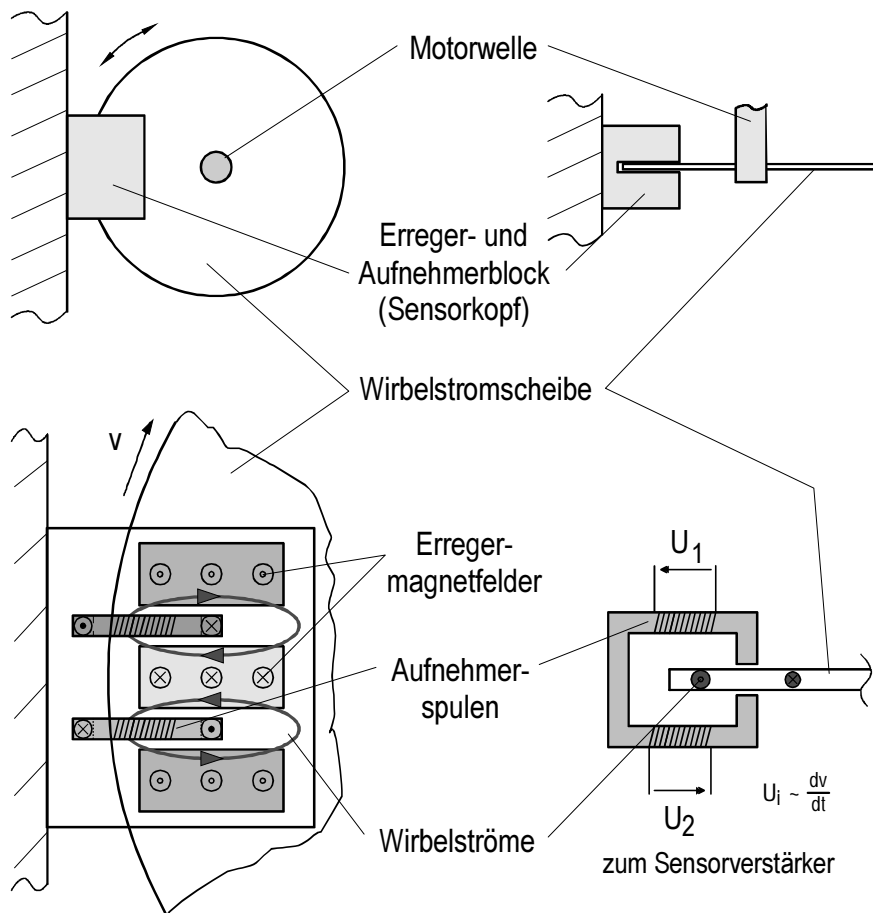


Abbildung 89: Prinzip des Ferraris-Sensors /4.3/

Das Prinzip des Ferraris-Sensors geht auf den Italiener Galileo Ferraris zurück und soll anhand des in Abbildung 89 gezeigten Ferraris-Sensors erläutert werden: Bei Drehung der elektrisch gut leitenden Wirbelstromscheibe (Läufer) aus nichtmagnetischem Material entstehen im Bereich der ortsfesten Erregermagnetfelder Wirbelströme im Läufer, die sekundäre, geschwindigkeitsproportionale Magnetfelder zur Folge haben. Diese werden von den Aufnehmerspulen erfasst. Die in den Aufnehmerspulen induzierte Spannung ist der Änderung dieser Magnetfelder und damit der Drehbeschleunigung proportional.

Bestehende Sensoren zu Beginn des Projekts

Drehbeschleunigungssensor ACC 70

Abbildung 90 zeigt den Aufbau des Ferraris-Drehbeschleunigungssensors ACC 70. Die Ausgestaltung des Wirbelstrommaterials als Aluminium-, Messing- oder Kupferglocke mit Hohlwelle, die mit einem Spannsatz auf der Motorwelle befestigt wird, gestattet einen Axial Schub von bis zu 2 mm (wichtig bei Montage am Loslager) und dennoch eine steife, kupplungslose Befestigung der Aufnehmereinheit direkt am Motorflansch. Auf der den Beschleunigungssensor durchsetzenden Motorwelle wird häufig ein Hohlwellen-Drehgeber oder -Resolver zur Lagemessung montiert, dessen Gehäuse am Drehbeschleunigungssensor ggf. mit einer Statorkupplung befestigt werden kann. Da intern insgesamt 6 Sensorspulen gleichmäßig über den Umfang verteilt sind, ist diese Bauart besonders unempfindlich gegenüber Taumeln und Mittenversatz der Wirbelstromglocke und elektromagnetischen Störfeldern, wie sie von Servo-Motoren ausgehen können.

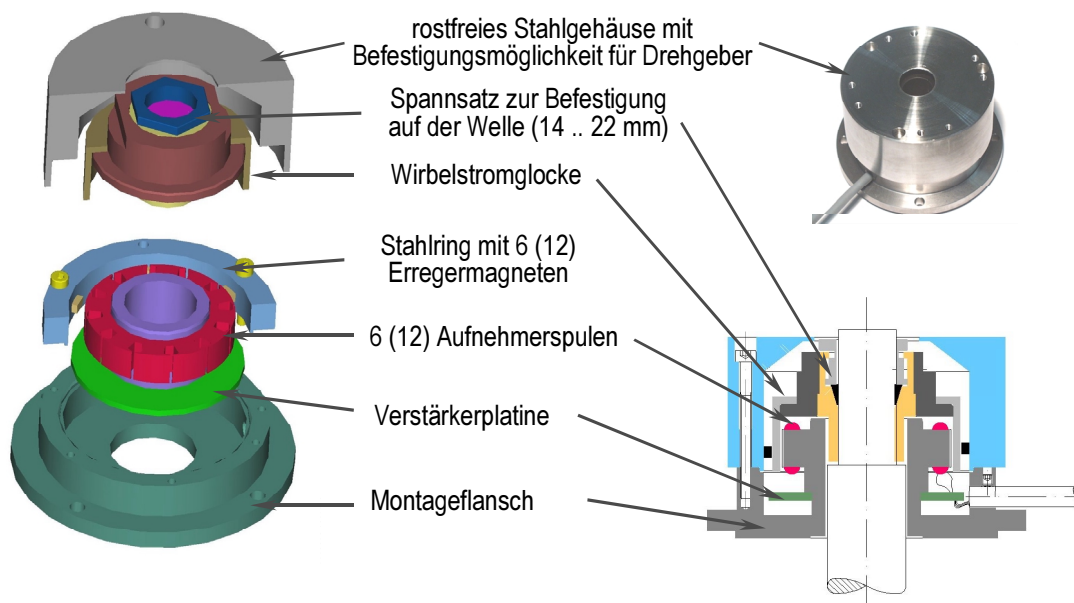


Abbildung 90: Aufbau der Drehbeschleunigungssensoren ACC 70

Die Güte der Wirbelstromglocke hat entscheidenden Einfluss auf das Messsignal. Ist die Leitfähigkeit der Glocke nicht über dem gesamten Umfang konstant (z.B. infolge von nicht-homogenem Materialgefüge oder Dickenschwankungen), so ergeben sich in Amplitude und Frequenz zur Drehzahl proportionale Störungen im Beschleunigungssignal. Daher werden mittlerweile neben Standardglocken aus Aluminiumlegierungen für besondere Anforderungen

auch präzisionsgedrehte Reinaluminium- und Elektrolytkupfer-Varianten angeboten. Die Hohlwellendurchmesser betragen zwischen 10 mm und 22 mm.

Linearbeschleunigungssensor ACC 93

Ein sehr kompakter Linearbeschleunigungssensor, der jedoch auch an Rundtischen, Robotern und Torquemotoren eingesetzt wird, ist der Typ ACC 93 (Abbildung 91). Die Gestaltung der Aufnehmereinheit ermöglicht trotz der kompakten Bauform einen hohen Übertragungsfaktor (10 mV/g bei Verwendung eines Wirbelstromblechs aus 1 mm Reinaluminium) bei gleichzeitig guter Störunterdrückung. Das Wirbelstromblech bzw. die Wirbelstromscheibe wird vom geschlitzten Sensorkopf (Luftspaltbreite: 3 oder 5 mm) umgriffen, was große Einbautoleranzen zulässt.

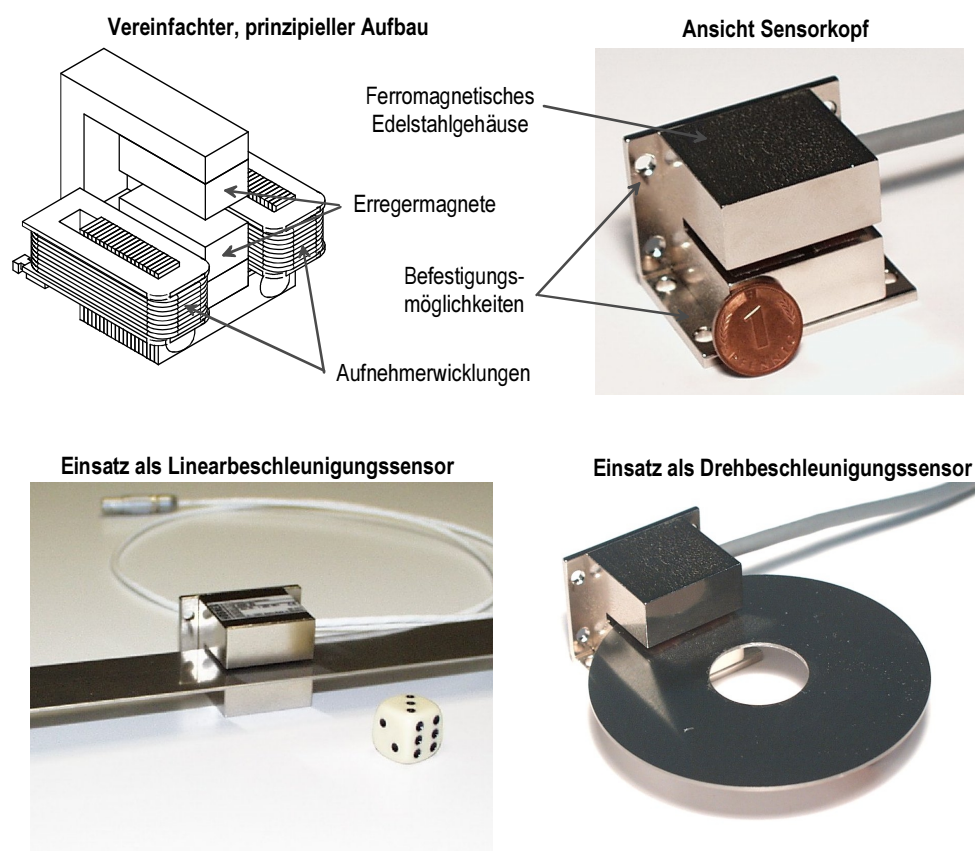


Abbildung 91: Kompakter, das Wirbelstromblech „umgreifender“ Ferraris-Sensor ACC 93

4.3.1 Untersuchung der Signale eines Relativbeschleunigungssensors

Auf die Kenndaten von Ferraris-Sensoren wurde ausführlich in /4.1, 4.2/ eingegangen. Daher sollen an dieser Stelle nur die wesentlichen Kenndaten kurz erläutert werden.

Übertragungsfaktor, Bremswirkung, Störempfindlichkeit, Frequenzgang, Rauschabstand

Der Übertragungsfaktor gibt die von Ferraris-Sensoren ohne Verstärkung gelieferte Spannung pro Beschleunigung ($V/\text{rad s}^{-2}$ bzw. V/g) an. Er hängt vom Erregermagnetfeld, der elektrischen Leitfähigkeit des Läufers (Glocke, Scheibe oder Streifen), dem Aufbau der

Aufnehmerspulen und der Geometrie ab. Infolge der Rückwirkung des Magnetfelds der Wirbelströme auf das Erregermagnetfeld, reduziert sich in Abhängigkeit der Drehzahl der Übertragungsfaktor (siehe auch Abbildung 96). Dieser Effekt wird auch dazu genutzt, um bei sehr hohen Drehzahlen bzw. Verfahrensgeschwindigkeiten eine übermäßige Erwärmung und Bremswirkung des Läufers infolge der Wirbelströme zu vermeiden.

Die Störempfindlichkeit gegenüber externen magnetischen Wechselfeldern wird durch geschickte Platzierung und Verschaltung mehrerer Aufnehmerspulen stark verringert. Ebenso werden magnetisch abschirmende Gehäuse eingesetzt. Statische Magnetfelder haben keinen Einfluss auf das Messsignal.

Der Übertragungsfaktor ist frequenzabhängig und weist mit guter Näherung Tiefpassverhalten erster Ordnung auf. Die Zeitkonstante ist proportional zur Leitfähigkeit des Wirbelstromkörpers und von der aufgespannten Fläche der Wirbelströme abhängig. Ein möglichst kleiner Sensor ist dabei von Vorteil. Hieraus wird ersichtlich, dass anwendungsspezifisch ein Kompromiss zwischen maximaler Messfrequenz und Übertragungsfaktor zu suchen ist. Durch Kaskadierung mehrerer „kleiner“ Aufnehmerkreise kann jedoch neben einer hohen Bandbreite auch ein großer Übertragungsfaktor sowie eine gute Störunterdrückung erzielt werden. Die Bandbreite aktueller Sensoren liegt zwischen 300 Hz und 5 kHz. Signal-Rauschabstände von > 70 dB sind erreichbar.

Temperaturabhängigkeit des Übertragungsfaktors

Der Übertragungsfaktor von Ferraris-Sensoren besitzt ohne besondere Maßnahmen einen negativen Temperaturkoeffizienten, der dem des Wirbelstrommaterials (Aluminium, Kupfer, Bronze, Messing) entspricht. Aus diesem Grund ist bei sehr hohen Ansprüchen an die Temperaturstabilität des Übertragungsfaktors eine elektronische Temperaturkompensation vorzusehen. Durch die Verwendung von Konstantan oder Manganin als Wirbelstrommaterial kann zwar ein Temperaturkoeffizient von nahe Null erreicht werden, doch aufgrund der niedrigeren Leitfähigkeit (ca. 25-fach gegenüber Kupfer), ist dann der Übertragungsfaktor deutlich geringer. Nicht zuletzt aus Kostengründen wird daher praktisch nicht mit solchen Wirbelstrommaterialien gearbeitet.

Prüfstände

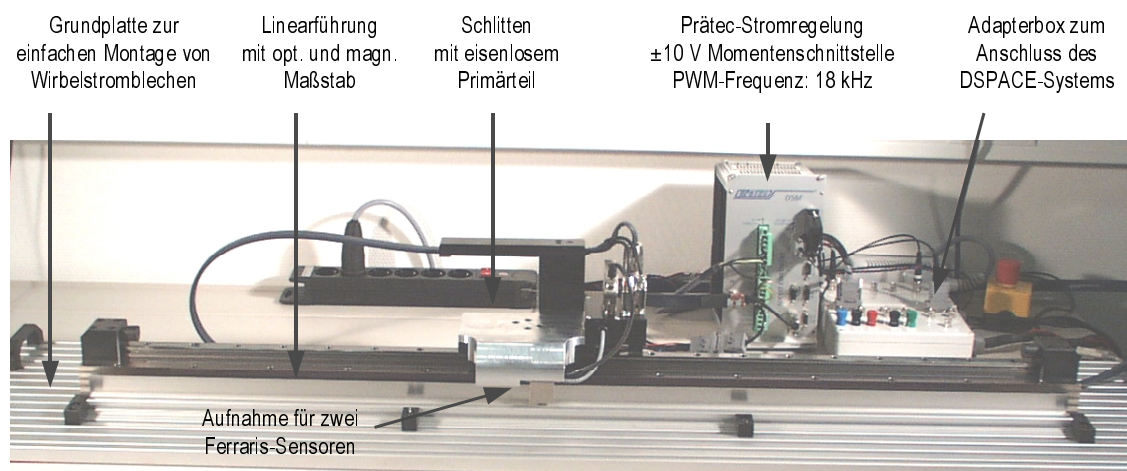


Abbildung 92: Prüfstand für Ferraris-Sensoren mit hochdynamischem eisenlosen Linear-Direktantrieb (Beschleunigungsvermögen: 7 g)

Für die Untersuchungen an den bestehenden und den neuen Ferraris-Sensoren wurden eigens Prüfstände und Auswertelgorithmen entwickelt. Dies war erforderlich, da bestimmte Kenndaten von Ferraris-Sensoren, wie z.B. die Bandbreite, der sogenannte Hystereseeffekt und Nichtlinearitäten, nicht durch simple Betrachtung der Beschleunigungssignale selbst, sondern vielmehr nur durch aufwendige Verrechnung mit den Signalen hochauflösender Lagemesssysteme ermittelt und interpretiert werden können. Abbildung 92, Abbildung 93 und Abbildung 94 zeigen die Prüfstände zum Testen der Linearbeschleunigungssensoren und der Drehbeschleunigungssensoren.

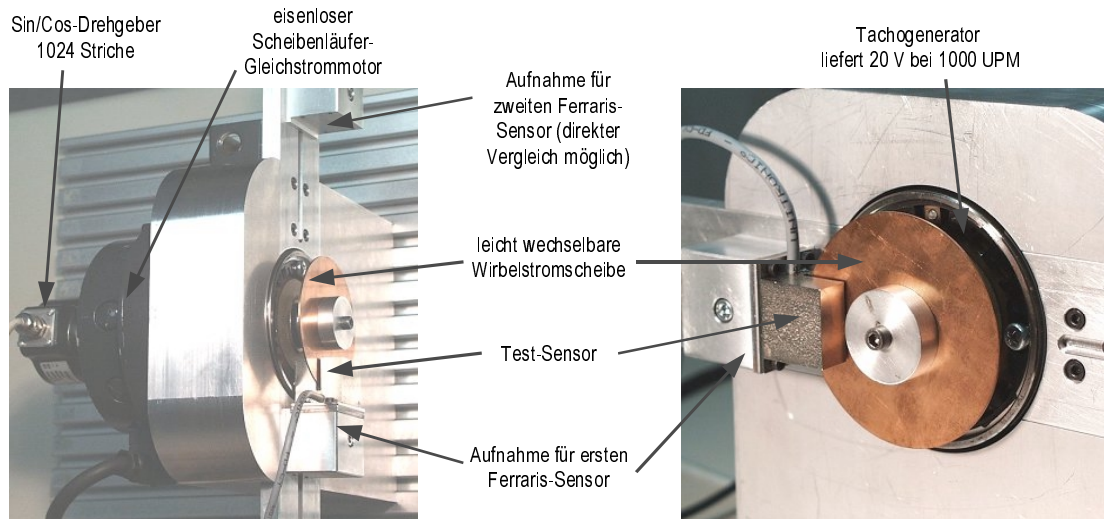


Abbildung 93: Prüfstand für Ferraris-Sensoren mit eisenlosem Gleichstrom-Scheibenläufermotor „Scheibenprüfstand“

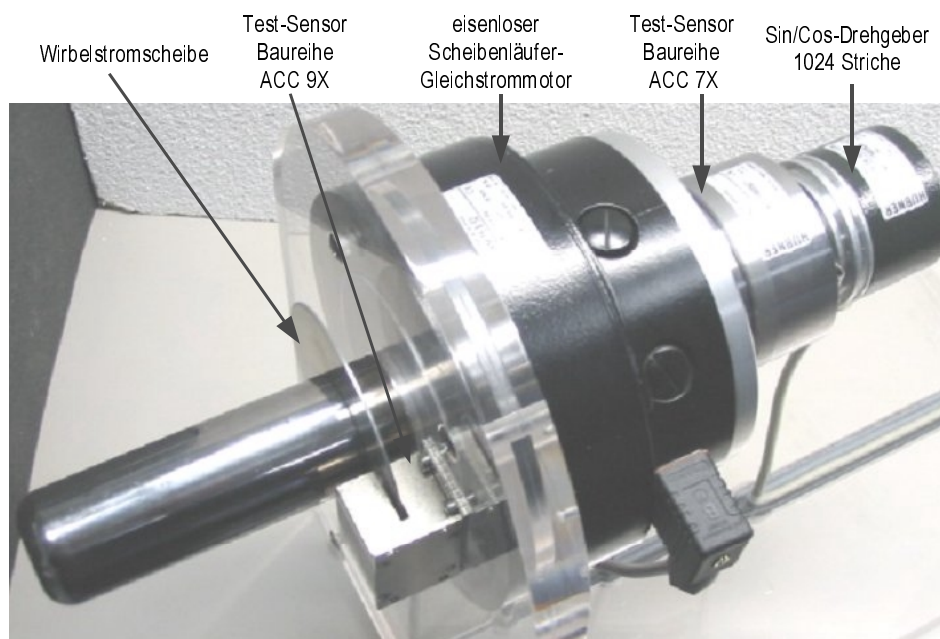


Abbildung 94: Prüfstand für Ferraris-Sensoren zum gleichzeitigen Testen der Baureihen ACC 7X und ACC 9X

Zunächst wurde ein sogenannter Scheibenprüfstand aufgebaut, der es ermöglicht unterschiedliche Kenngrößen wie z.B. die Dynamik, die Empfindlichkeit und das Rauschverhalten zu bewerten. Der Scheibenprüfstand ist mit einem hochauflösenden Sinus-Geber und einem Tachogenerator ausgestattet und wird mit einem Gleichstromscheibenläufer betrieben. Die zusätzlichen Meßsysteme erlauben einen Vergleich und können zur Kalibrierung der Empfindlichkeit herangezogen werden. Die Auswertung sämtlicher Meßsysteme erfolgt mit einer speziellen Messkarte, die im Rahmen des Projekts beschafft wurde, oder mit einem Signalprozessorsystem das auch die Regelung der Gleichstrommaschine mit und ohne Ferraris-Sensor gestattet. Hierzu wurden entsprechende Auswert- und Messprogramme unter Matlab-Simulink programmiert.

Neben dem Scheibenprüfstand wurde ein hochdynamischer, eisenloser Lineardirektantrieb beschafft. Dieser lässt sich mit Hilfe eines Signalprozessorsystems regeln und diente auch zur Untersuchung von unterlagerten Beschleunigungsregelkreisen. Da ein hochauflösendes optisches Längenmeßsystem angebaut ist, das nach Interpolation eine Lageauflösung von < 20 nm gestattet, eignet sich der Lineardirektantrieb gut, um genaue Messungen hinsichtlich Dynamik und Linearität durchzuführen.

In beiden Fällen werden die Servo-Antriebe mittels eines Signalprozessor-Systems der Firma dSpace, das um spezielle IO-Karten zum zeitsynchronen Auswerten von Sin/Cos-Lagemesssystemen mit Oversampling /4.4, 4.5/ und Ferraris-Sensoren erweitert wurde, geregelt oder gesteuert betrieben. Aufgrund der hohen verfügbaren Rechenleistung sind dabei Abtastfrequenzen bis zu 40 kHz möglich.

Anhand der Messergebnisse konnte dem Ferraris-Sensor in Abhängigkeit vom verwendeten Material für die Wirbelstromscheibe eine Bandbreite von bis zu 3 kHz bescheinigt werden. Weiterhin wurden die Auswirkungen von Inhomogenitäten des Wirbelstrommaterials die Beeinflussung der Sensorsignale durch nicht exakten Rundlauf der Scheibe untersucht. Hier zeigte sich, dass insbesondere bei höheren Drehzahlen (> 1000 U/min) im Falle der rotatorischen Beschleunigungsmessung mit einer Wirbelstromscheibe der Einsatz mehrerer Sensorköpfe erforderlich sein kann.

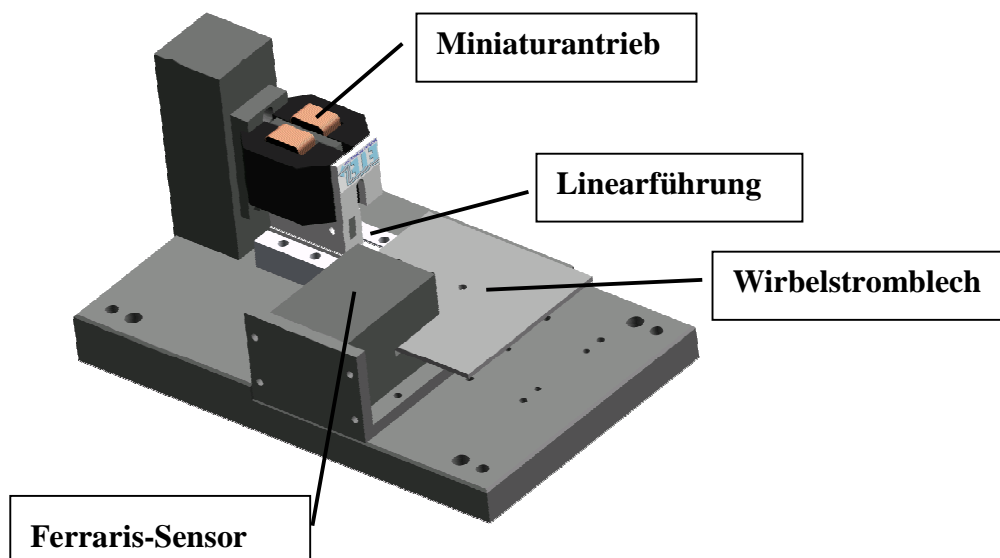


Abbildung 95: Versuchsaufbau zur Untersuchung des Ferraris-Sensors ACC 93

Ergänzt wurden die Untersuchungen durch einen Versuchsaufbau der FISW GmbH, Abbildung 95, sowie Linearmotor- und Torquemotor-Versuchsstände der Siemens AG und Siemens LMS, Abbildung 106.

4.3.2 Miniaturisierung des Relativbeschleunigungssensors

Durch eine weitere Miniaturisierung der zur rotatorischen, als auch linearen Beschleunigungsmessung geeigneten Sensorköpfe konnte unter Beibehaltung des Signalpegels die Empfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen um circa den Faktor 2 reduziert werden. Ebenso wurden Verbesserungen hinsichtlich einer sicheren und dennoch kompakten Befestigung des Signalkabels am Sensorgehäuse erzielt, die sich günstig auf eine anzustrebende hohe Schutzklasse des Systems auswirken.

Zur weiteren Verkleinerung des Beschleunigungssensors wurde das Spulenkonzept dahingehend geändert, dass Backlackspulen, die auf entsprechenden Wickeldornen gewickelt werden, Verwendung finden. Diese bieten im wesentlichen zwei Vorteile:

- Erstens lässt sich die Bauform der Spulen freier gestalten und zweitens entsprechen diese durch Wegfall des Wickelkörpers besser der Forderung nach kleineren Bauformen. Ein ferromagnetischer Kern zur Erhöhung der Empfindlichkeit kann dennoch nachträglich (falls erforderlich) eingesetzt werden.
- Durch eine neuartige Anordnung der Magneten und Spulen kann zusätzlich die Bauhöhe des Sensors ohne Empfindlichkeitseinbuße auf unter 10 mm je Seite reduziert werden. Aus Gründen der elektrischen Kompensationswirkung kommen dabei stets mindestens 2 Spulen zum Einsatz.

Die eisenlosen Spulen kommen im einseitigen Sensor 4fach-, im doppelseitig abtastenden Sensor teilweise als 8fach-Spulenkombination zum Einsatz. Ein modulares Konzept zur Sensorbefestigung und ein variabler Kabelabgang erlaubt auch den Einbau in sehr beengte Konstruktionen.

4.3.3 Optimierung des Relativbeschleunigungssensors und der Sensorelektronik

Obwohl sich die Ferraris-Sensoren ACC 70 und ACC 93 bereits in vielen Applikationen bewähren konnten, gibt es Anwendungen, bei denen beispielsweise eine höhere Bandbreite oder eine höhere Betriebsdrehzahl ohne merklichen Empfindlichkeitsabfall gefordert ist.

Bei der Weiterentwicklung der Ferraris-Sensoren wurde vor allem auf die Anforderungen im praktischen Einsatz Wert gelegt. Die Sensoren sollen leicht montierbar, mechanisch robust und möglichst unempfindlich gegenüber externen magnetischen Störfeldern sein. Da sich die relevanten Kenndaten

- Übertragungsfaktor (Empfindlichkeit)
- Bremswirkung
- Linearität in Abhängigkeit der Verfahrgeschwindigkeit
- Bandbreite (Frequenzgang)

nicht alle gleichzeitig optimieren lassen, wurde deren gegenseitige Beeinflussung im Rahmen des Verbundprojekts *EffeNDi* ausgiebig untersucht. Aus den daraus gewonnenen

Erkenntnissen erfolgte sowohl die Weiterentwicklung bestehender Produktreihen als auch die Neuentwicklung von Ferraris-Sensoren.

Die Tabelle 2 zeigt beispielhaft die mögliche Beeinflussung der Kenngrößen Übertragungsfaktor, Grenzfrequenz und Bremswirkung. Es ist ersichtlich, dass sich bestimmte Anwenderwünsche, wie z.B. hoher Übertragungsfaktor bei gleichzeitig geringer Bremswirkung (da z.B. hohe Drehzahlen gefordert sind) und hohe Bandbreite, zunächst nur als Kompromisslösung erfüllen lassen. Da jedoch der Rauschpegel eines Ferraris-Sensors prinzipbedingt sehr niedrig ist, kann – hochwertige Verstärkertechnik vorausgesetzt – durch hohe Signalverstärkung der Wunsch nach hoher Empfindlichkeit bei gleichzeitig geringer Bremswirkung und hoher Bandbreite dennoch erfüllt werden.

Ausführung / Variation	B ↑ Erhöhung des Erregermagnetfeldes (stärkere Magneten)	κ ↑ Erhöhung der Leitfähigkeit des Wirbelstrommaterials	A_{Wirbelstrom} ↑ Vergrößerung der von den Wirbelströmen umschlossenen Fläche	μ_r Aufnehmerkern ↑ Erhöhung der Permeabilität des Kernmaterials der Aufnehmerspulen
Kenndaten				
Übertragungsfaktor	+	+	+	+
Messbandbreite	ohne Einfluss	-	-	-
Bremswirkung	-	-	-	ohne Einfluss / -
Abfall des Übertragungsfaktors über der Drehzahl	ohne Einfluss	-	ohne Einfluss / -	ohne Einfluss / -

Tabelle 2: Kenndaten und deren Abhängigkeit vom Aufbau des Ferraris-Sensors

Abbildung 96 zeigt den Zusammenhang zwischen Übertragungsfaktor und verwendetem Wirbelstrommaterial bzw. Größe des Erregermagnetfeldes anhand von Messungen bei konstanter Beschleunigung von $500 \text{ Umin}^{-1}\text{s}^{-1}$ am ACC 70. Zu beachten ist, dass die Verringerung des Übertragungsfaktors in Abhängigkeit der Drehzahl nicht von der Größe des Erreger-Magnetfeldes, sondern nur von der Leitfähigkeit der Wirbelstromglocke abhängt (die anderen Parameter wurden nicht variiert). Die Übertragungsfaktoren des ACC 70 bei unterschiedlichen Magnetgrößen und Wirbelstromglocken aus Aluminium bzw. Kupfer sowie den Drehzahlen 100 UPM und 2000 UPM sind in Tabelle 3 zusammengefasst.

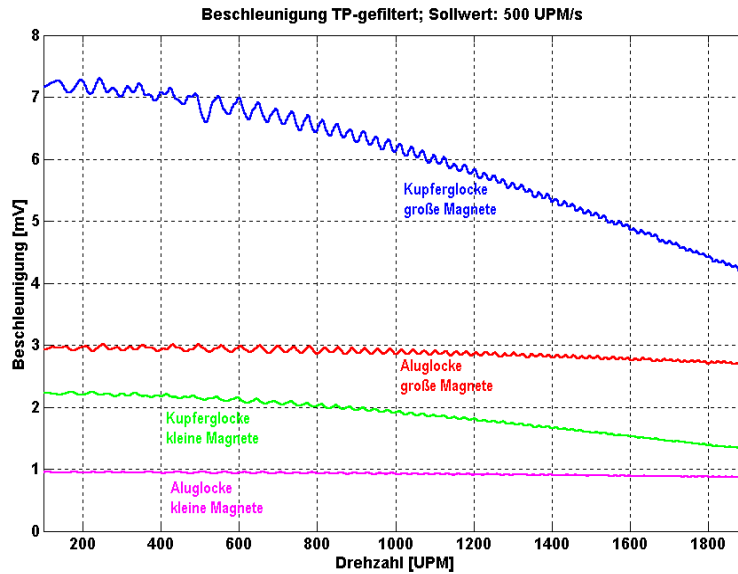


Abbildung 96: Abhängigkeit des Übertragungsfaktors von Erregermagnetfeld, Leitfähigkeit der Wirbelstromglocke und von der Betriebsdrehzahl beim ACC 70

Die Bandbreite eines Ferraris-Sensors lässt sich unabhängig von der Geometrie und des Aufbaus des Erreger- und des Aufnehmerkreises stets über die Wahl der Leitfähigkeit des verwendeten Wirbelstrommaterials beeinflussen. Eine höhere Leitfähigkeit verringert stets die Bandbreite, erhöht aber den Übertragungsfaktor.

Material Glocke Wandstärke: 2 mm	Magnetgröße Sm-Co	Übertragungsfaktor bei 100 UPM [$\mu\text{V} / \text{rad/s}^2$]	Übertragungsfaktor bei 2000 UPM [$\mu\text{V} / \text{rad/s}^2$]
Elektrolytkupfer	9x6x2 mm	135	76,4
Aluminiumlegierung	9x6x2 mm	56,2	51,6
Elektrolytkupfer	5x3x2 mm	42,4	24,1
Aluminiumlegierung	5x3x2 mm	18,1	16,5

Tabelle 3: Abhängigkeit des Übertragungsfaktors von Magnetgröße, Leitfähigkeit der Wirbelstromglocke und der Betriebsdrehzahl beim Drehbeschleunigungssensor ACC 70

Zur Erhöhung der Bandbreite des Beschleunigungssensors wurden einerseits Tests mit anderen Wirbelstrommaterialien durchgeführt und andererseits der Aufnehmerkreis und Erregerkreis neu gestaltet. Hier konnte eine Verkleinerung der Zeitkonstante des Sensors jeweils bei Verwendung eines 1 mm dicken Aluminiumblechs als Wirbelstromscheibe um ca. 80 μs gegenüber einer früheren Version erzielt werden, wodurch sich eine um mindestens 50 % höhere Bandbreite errechnet.

Mit entsprechenden Wirbelstrommaterialien (z.B. Messing mit einer Dicke von 1 mm) sind je nach Sensortyp nun Bandbreiten bis über 4 kHz möglich.

Drehbeschleunigungssensoren ACC 74

Der Drehbeschleunigungssensor ACC 74 unterscheidet sich vom ACC 70 lediglich durch eine andere Gestaltung des Aufnehmerkerns, auf den die 6 Aufnehmerspulen gewickelt sind. Statt eines Blechpakets kommt hier ein Hartkunststoff zum Einsatz. Durch diese geringfügige Modifikation ändern sich die meisten Kenndaten des Sensors gegenüber dem ACC 70 erheblich:

- Der Übertragungsfaktor reduziert sich um ca. den Faktor 9 \rightarrow zur Erlangung der gleichen Empfindlichkeit muss nun deutlich höher verstärkt werden.
- Der Abfall des Übertragungsfaktors über der Drehzahl ist deutlich schwächer, siehe Abbildung 97.
- Die Erwärmung der Wirbelstromglocke bei hohen Drehzahlen fällt erheblich geringer aus.
- Die Bandbreite verdoppelt sich (gleiche Leitfähigkeit der Wirbelstromglocken vorausgesetzt).

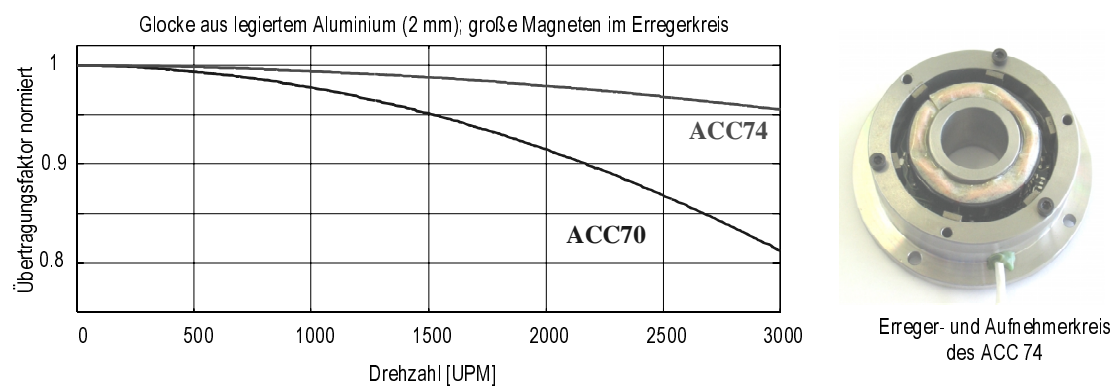


Abbildung 97: Reduktion des Übertragungsfaktors über der Drehzahl beim ACC 74 im Vergleich zum ACC 70

Der ACC 74 empfiehlt sich daher für jene Anwendungsfälle, bei denen eine gegenüber dem ACC 70 höhere Bandbreite gefordert wird und das geringfügig höhere Rauschen toleriert werden kann.

Drehbeschleunigungssensor ACC 75

Beim neu entwickelten Drehbeschleunigungssensor ACC 75 (Abbildung 98) wurde ein anderer Weg zur Erhöhung der Bandbreite beschritten: Die Anzahl der Wirbelströme wird durch Verwendung von nunmehr 12 statt bislang 6 Magneten unter Beibehaltung der Wirbelstromglocke erhöht, woraus sich räumlich kleinere Wirbelstromfelder ergeben, die folglich als Spule betrachtet eine geringere Induktivität aufweisen. Dadurch können sich die Wirbelströme schneller aufbauen, die Bandbreite des Sensors erhöht sich. Im Gegensatz zum ACC 74 wird wieder ein Blechpaket als Kernmaterial für die 12 Aufnehmerkreise verwendet, da Tests ergaben, dass die Verwendung eines Kunststoffkerns hier keine nennenswerte

zusätzliche Erhöhung der Bandbreite bewirkt, jedoch der Übertragungsfaktor massiv reduziert würde.

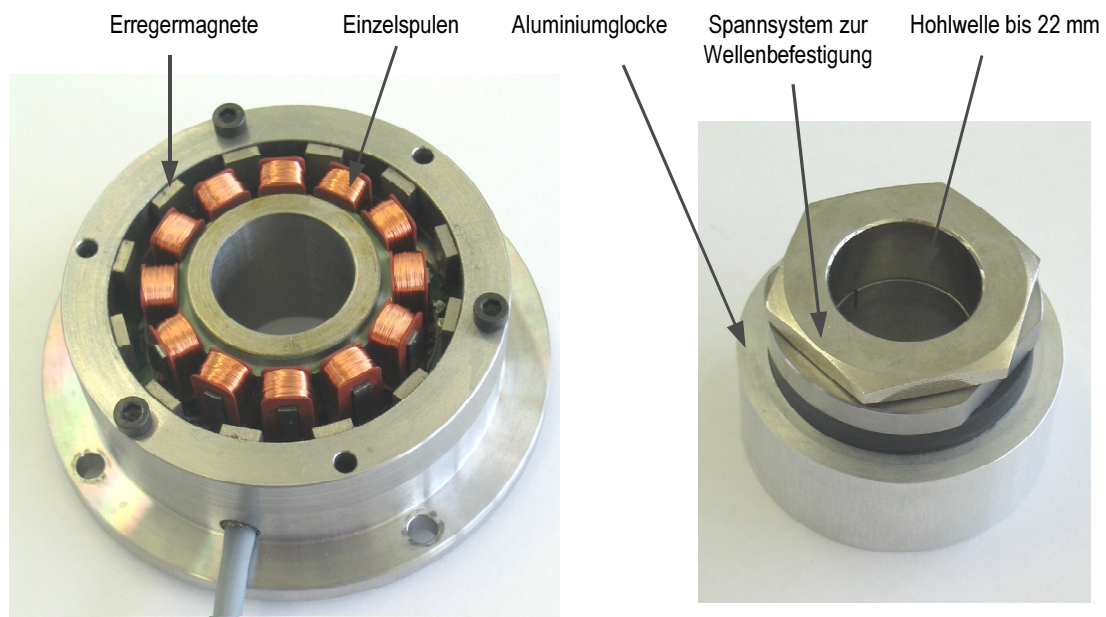


Abbildung 98: Aufbau des Drehbeschleunigungssensors ACC 75

Im Vergleich zum ACC 70 offeriert der ACC 75 eine mehr als doppelt so hohe Bandbreite ($> 1,5$ kHz) bei nahezu gleichem Übertragungsfaktor. Wie beim ACC 74 ist die Reduktion des Übertragungsfaktors über der Drehzahl minimal.

Als Nachteil des ACC 75 ist lediglich der etwas höhere Fertigungsaufwand aufgrund der größeren Magnet- und Spulenanzahl zu nennen.

Linearbeschleunigungssensor ACC 94

Beim ACC 94 ist in ähnlicher Weise wie beim ACC 74 der Aufnehmerkern eisenlos gestaltet. Auch hier ergibt sich eine gegenüber dem ACC 93 höhere Bandbreite, aber ein ca. 6-fach niedrigerer Übertragungsfaktor. Abbildung 99 zeigt das Ergebnis einer Frequenzgangmessung, wobei als Eingangsgröße neben den beiden Beschleunigungssignalen zur Frequenzgangberechnung der Sollstrom des Motors herangezogen wurde. Zu beachten ist, dass im Bereich der Torsionsresonanzfrequenz des Gebildes Motor-Welle-Sensorscheibe bei ca. 1600 Hz aufgrund der massiven Resonanzüberhöhung eine Übersteuerung der Sensor-Verstärker auftrat, weshalb in diesem Bereich keine sinnvollen Werte resultieren.

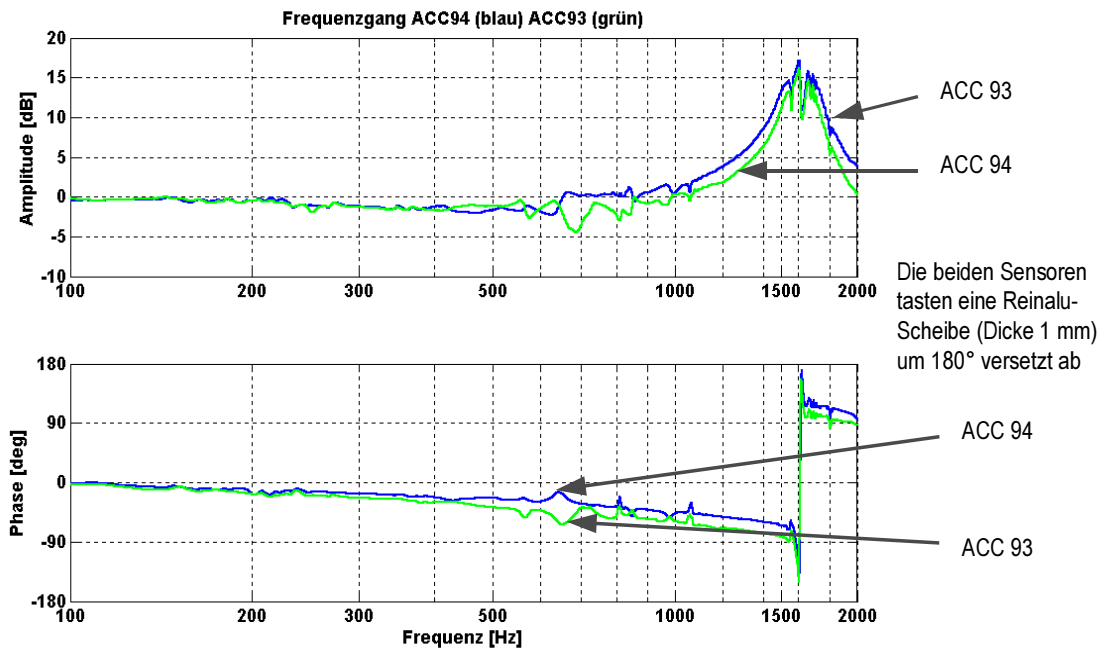


Abbildung 99: Frequenzgänge der Ferraris-Sensoren ACC 93 und ACC 94 im Vergleich

Eine vergleichende Darstellung der beiden, auf die gleiche Amplitude normierten Beschleunigungssignale bei sinusförmiger Erregung (200 Hz) des Scheibenläufer-Gleichstrommotors nach Abbildung 93, offenbart ebenso die deutlich höhere Bandbreite des ACC 94 (siehe Abbildung 100).

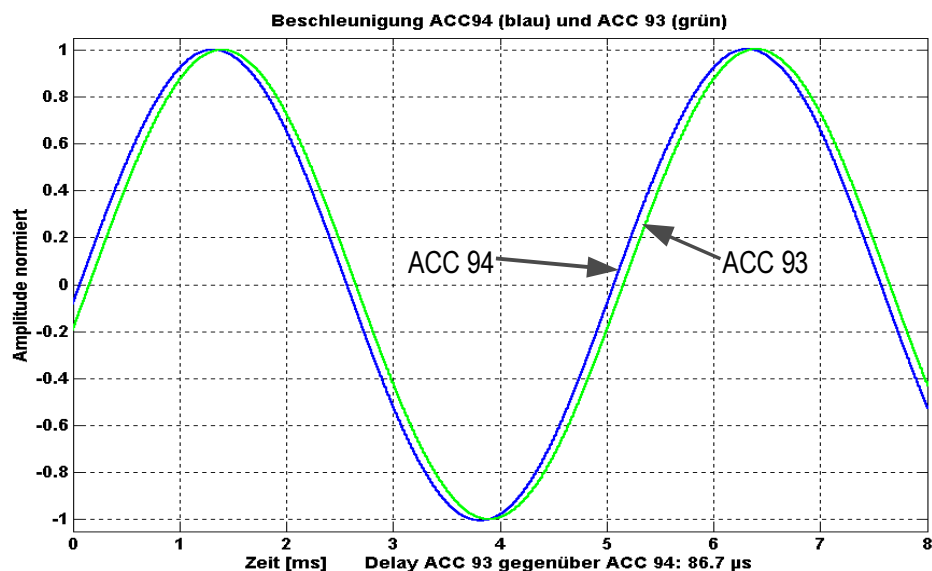


Abbildung 100: Bewertung der Bandbreite des ACC 94 im Vergleich zum ACC 93 durch sinusförmige Testbeschleunigung

Einen weiteren Nachteil des im Aufnehmerkreis eisenbehafteten ACC 93, der sich erst bei genauester Untersuchung offenbart, kennt der ACC 94 nicht: Aus Abbildung 101 geht hervor,

dass der ACC 93 eine Art Hystereseeffekt aufweist, der in der durch Integration der Beschleunigung gewonnenen Geschwindigkeit sichtbar wird: In Abhängigkeit der „Vorgeschichte“ wird die positive bzw. negative Beschleunigung mit leicht unterschiedlichen Pegeln gemessen, was mit der Ummagnetisierungskennlinie der Aufnehmerkerne zu tun hat.

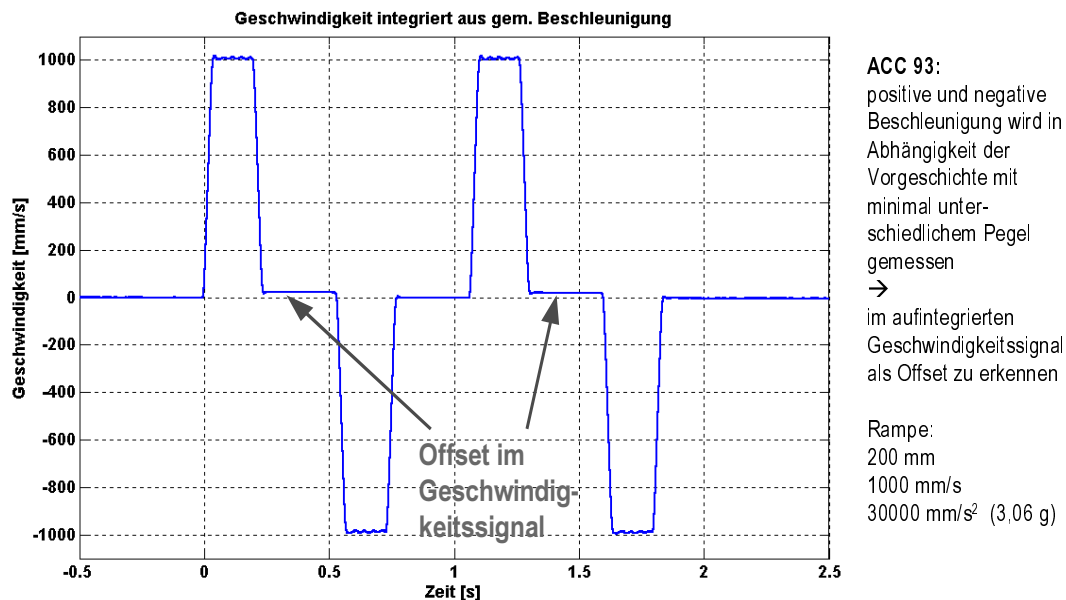


Abbildung 101: „Hystereseeffekt“ beim ACC 93, sichtbar gemacht durch Betrachtung der aus der Beschleunigung integrierten Geschwindigkeit. Beim ACC 94 ist dieser Effekt nicht vorhanden!

Sensorverstärker

Der Sensorverstärker kann ggf. im Sensorgehäuse integriert oder extern platziert sein. Da er Spannungen von teilweise nur wenigen μV auf einen entsprechenden Ausgangspegel umsetzen muss, werden hier hochwertige rausch- und offsetarme Differenzverstärker eingesetzt. Dadurch kann die Empfindlichkeit eines Ferraris-Sensors lediglich über die Verstärkung des Sensorverstärkers eingestellt werden, die zwischen 1 und 20000 liegen kann.

Durch Einsatz neuer Instrumentationsverstärker und entsprechender Beschaltung lies sich der Sensorverstärker hinsichtlich Bandbreite und Rauschen deutlich verbessern. So konnten selbst bei Verstärkungsfaktoren von $V=1000$ Rauschabstände größer 70 dB erzielt werden, was die Detektion von kleinsten Beschleunigungen ermöglicht.

Die Sensorelektronik, die im Wesentlichen die Aufgabe hat, die insbesondere beim einseitigen Beschleunigungssensor sehr kleinen Signale zu verstärken, hat einen wesentlichen Einfluss auf die Ausgangssignale. Sehr hohe Verstärkung (> 4000), geringe Offsets und kleine Temperaturdrift sind mit den konträren Forderungen nach geringen Rauschen auch im niedrigen Frequenzbereich zu vereinen. Hierzu wurden umfangreiche Tests mit Instrumentationsverstärkern, aber auch rauscharmen Präzisions-OP's durchgeführt. Die besten Ergebnisse wurden dabei stets mit bipolar versorgten OP's erzielt, weswegen bei unipolarer Versorgung der Sensorelektronik eine negative Hilfsspannung zumindest für die

erste Verstärkerstufe erforderlich ist. Das Problem wurde durch den Einsatz von Switched-Capacitor-Konverten gelöst. Es zeigte sich dabei, dass die getaktete Arbeitsweise dieser Bausteine glücklicherweise ohne nennenswerten Einfluss auf die Qualität der Ausgangssignale ist. Des Weiteren wurden im Sensorverstärker mehrstufige, teilweise programmierbare Filter implementiert. Um den Abgleich des Verstärkers zu vereinfachen wurde ein Mikrocontroller vorgesehen, der über eine RS 485-Schnittstelle Befehle zur Einstellung des Verstärkungsfaktors, des Offsets und der Filterparameter entgegennimmt. Dadurch ist die Sensorelektronik auch im vergossenen Zustand variabel und kann sowohl vom Hersteller, als auch vom Kunden entsprechend programmiert werden. Die Sensorelektronik wird dabei unipolar mit 5 V (bzw. 6..30 V) versorgt und ist in der Lage rauscharme, differenzielle Ausgangssignale mit bis zu 2 V_{SS} (Offset jeweils 2,5 V) zu liefern. Zukünftig angedacht ist die Integration ins Sensorgehäuse.

Es wurden 3 Sensorverstärker entwickelt, die sich zur rauscharmen Verstärkung der vergleichsweise kleinen Spannungen, die Ferraris-Sensoren aktiv liefern, bestens eignen. Tabelle 4 gibt Aufschluss über die jeweiligen technischen Daten.

	HEAG 163	HEAG 164-15	HEAG 165
Versorgungsspannung	±5 bis ±18 V	±5 bis ±18 V	4,5 bis 30 V
Ausgangspegel	bis ±12 V massebezogen	bis ±20 V differenziell	1 bis 3 V _{SS} differenziell
Verstärkungsbereich	1 bis 500	2 bis 10000	10 bis 20000
Verstärkerstufen	1	2	3
Tiefpässe	1	3	3
Verstärkungseinstellung	manuell über steckbare Widerstände	manuell mit 2 Potis und 2 Jumpern	digital über RS 485
Offset-Einstellung	manuell mittels Poti	keine	digital über RS 485
Kurzschlussfest, Eignung für große Kabellängen	nein	ja	ja

Tabelle 4: Charakteristika der entwickelten Verstärker für Ferraris-Sensoren

Den besten Signal-Rauschabstand besitzt wegen des hohen Ausgangssignalpegels der HEAG 164-15. Der HEAG 165 eignet sich aufgrund seiner digitalen Programmierbarkeit vor allem für Applikationen, bei denen der Beschleunigungsmessbereich im Voraus noch nicht feststeht, oder - je nach Messaufgabe - neu eingestellt werden muss (z.B. Prüfstände). Als Besonderheit lässt sich daran auch ein Temperatursensor anschließen, wodurch sich die Temperaturabhängigkeit des Übertragungsfaktors eines Ferraris-Sensors bei Bedarf kompensieren lässt. Ein elektronisches Typenschild rundet die Ausstattungsmerkmale ab. Der am einfachsten aufgebaute Sensorverstärker HEAG 163 bietet mit seinem massebezogenen Ausgang den unkomplizierten Anschluss z.B. an ein Oszilloskop oder eine Messkarte ohne differenzielle Eingänge.

4.3.4 Konstruktive Richtlinien zur optimalen Anbringung des Relativbeschleunigungssensors

Hinsichtlich der Anbringung des doppelseitig abtastenden Sensorkopfes wurden zusätzliche Montagemöglichkeiten geschaffen: Zwei um 90 Grad versetzt am Sensorkopf angebrachte Montageplatten gestatten auch bei ungünstigen und beengten Einbaubedingungen einen sicheren und mechanisch steifen Anbau. Diese Befestigung hat sich gut bewährt. Die Befestigungsbleche genügen den meisten Anbaubedingungen. Bei beengten Verhältnissen lassen sich diese abschrauben. Dann kommen die, in dem aus dem Vollen gearbeiteten Sensorgehäuse, eingelassenen Gewindebohrungen zum Einsatz.

Beim einseitigen Ferraris-Sensor wurden zunächst Gewindebohrungen vorgesehen. In der derzeit konstruierten Variante erfolgt jedoch die Montage von der Seite des Wirbelstrombleches aus über das Einsetzen von 4 Schrauben in die dafür vorgesehenen Bohrungen. Dadurch erhöht sich der Freiheitsgrad bei der Montage. Zur Vermeidung von Kippmomenten, die zu einer dynamisch ungünstigen Anregung von Kippschwingungen führen können, hat es sich als günstig erwiesen die Montageseite des Sensors möglichst vollkommen eben auszuführen, sodass eine großflächige Auflage des Sensors gewährleistet werden kann.

Das steife und kompakte Gehäuse des einseitig abtastenden Sensors erlaubt eine schwingungstechnisch gute Befestigung an fast jeder Maschinenkonstruktion. Dies konnte auch beim Anbau an einem Torque-Motor der Firma Siemens LMS belegt werden, siehe Abbildung 106.

Kann an einer Maschinenachse der Sensor nicht direkt verschraubt werden, weil z.B. das Einbringen von Befestigungsgewinden nicht möglich ist, so sind massive Bleche bzw. Klötze einzusetzen.

4.3.5 Entwicklung eines einseitig abtastenden Relativbeschleunigungssensors

Zunächst wurde ein Versuchsmuster eines einseitig abtastenden Relativbeschleunigungssensors aufgebaut. Dazu wurde ein vorhandenen Sensorkopf zweigeteilt und die beiden Hälften hintereinander (statt zuvor gegenüber) angeordnet. Bereits diese einfache Version zeigte, getestet an einem Zahnriemenlinearantrieb sehr gute Ergebnisse (Abbildung 102). Im nächsten Schritt wurden die Anordnung der Erreger- und Aufnehmerkreise modifiziert und ein neues Gehäuse für den einseitigen Sensorkopf konstruiert. An diesem Sensorkopf wurden umfangreiche Messungen bezüglich der Empfindlichkeit in Abhängigkeit des Abstandes vom Wirbelstromband und der Bandbreite durchgeführt.

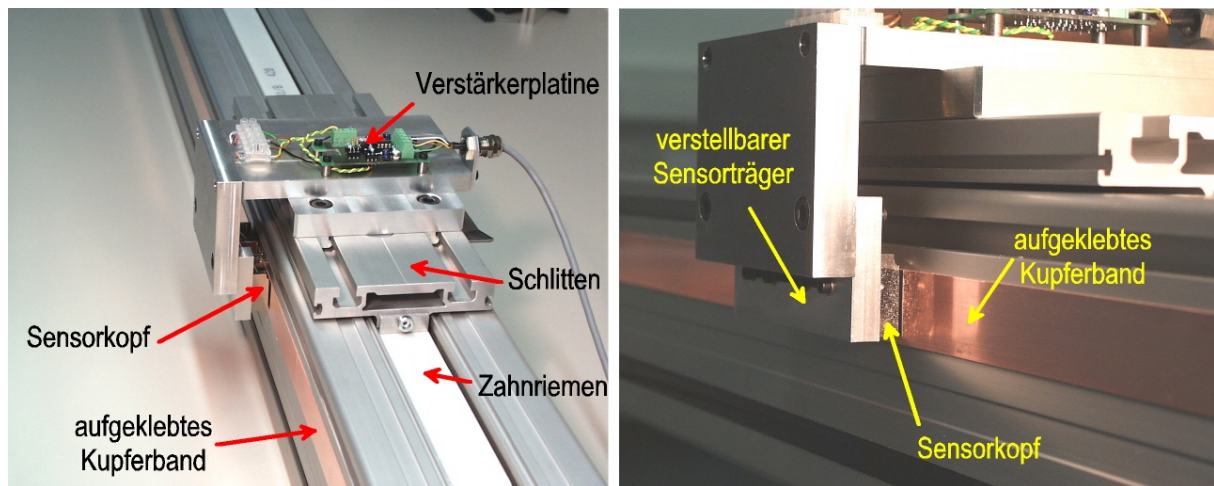


Abbildung 102: Versuchsmuster des einseitig abtastenden Relativbeschleunigungssensors

Ausgehend von diesem Versuchsmuster wurde ein neuer, kleinerer einseitig abtastender Relativbeschleunigungssensor aufgebaut. Dazu wurden sehr kompakte Backlackspulen verwendet, welche zukünftig bei Hübner selbst gefertigt werden. Trotz der, wegen der kompakten Abmaße, deutlich geringeren Empfindlichkeit erwiesen sich die unverstärkten Signale als sehr rauschfrei, weshalb eine Verstärkung um den Faktor 20000 möglich ist.

Die neueste Entwicklung ist der in Abbildung 103 dargestellte ACC 22, der das Wirbelstromblech, bzw. die Wirbelstromscheibe oder einfach einen beliebig geformten Wirbelstromkörper einseitig abtastet, wodurch ein sehr kleiner Anbauraum erzielbar ist. Der ACC 22 verfügt über eine sehr hohe Bandbreite (bis 5 kHz), sein Übertragungsfaktor ist jedoch noch etwas geringer als beim ACC 94. Zudem ist zu berücksichtigen, dass Abstandsvariationen zwischen Sensorkopf und Wirbelstrommaterial den Übertragungsfaktor beeinflussen.

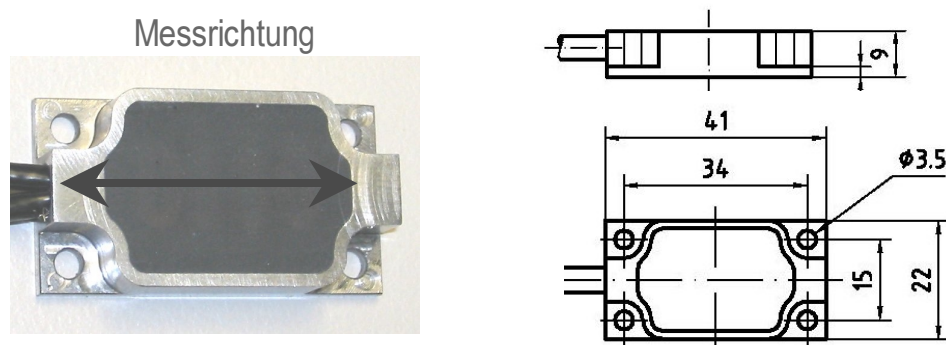


Abbildung 103: Einseitig abtastender Ferraris-Sensor ACC 22

Beim Aufbau des ACC 22 wurden gänzlich neue Wege beschritten. In der zum Patent angemeldeten Anordnung nach Abbildung 104 sind unmittelbar nebeneinander angeordnete kernlose Miniaturspulen, die aus Backlackdraht hergestellt werden, direkt über den Erreger-

magneten aufgebracht. Die Anordnung besitzt neben (und wegen) der Kompaktheit noch weitere Vorteile:

- Durch den kompakten Aufbau ergeben sich Wirbelstrombahnen, die nur eine geringe Fläche umschließen → kleine Induktivität → hohe Bandbreite.
- Die Erregermagnetfelder dringen nur begrenzt tief in das Wirbelstrommaterial ein → auch bei „dicken“ Wirbelstromkörpern ist eine hohe Bandbreite möglich. Aus dem gleichen Grund ist die Erwärmung auch bei hohen Verfahrensgeschwindigkeiten gering.
- Die unmittelbar über den Magneten befindlichen Aufnehmerspulen werden optimal von den Magnetfeldern der Wirbelströme durchsetzt.
- Bei Bedarf können weitere Magnet- / Spulen-Anordnungen angehängt werden; dadurch erhöht sich der Übertragungsfaktor, die hohe Bandbreite bleibt bestehen.
- Durch Erweiterung der Magnet- / Spulen-Anordnungen quer zur Messrichtung kann leicht ein 2D-Sensor aufgebaut werden, der sich beispielsweise zur Relativbeschleunigungsmessung an Dreh-Schub-Modulen, wie sie im Werkzeugmaschinenbau oder bei Spezialanwendungen Verwendung finden, eignet.

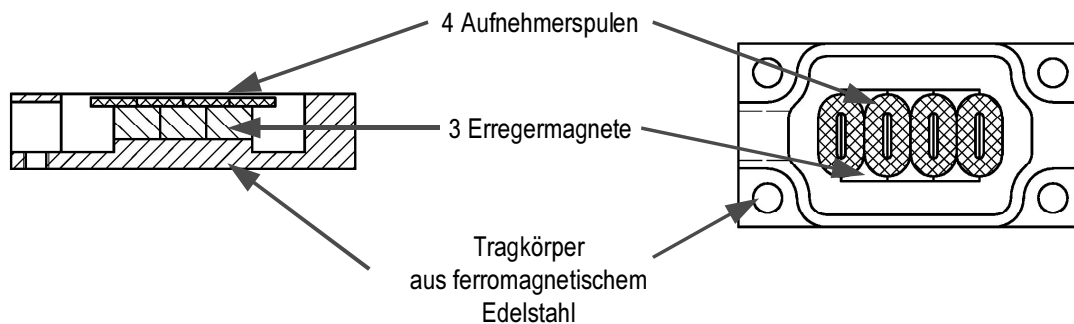


Abbildung 104: Prinzipieller Aufbau des einseitig abtastenden Ferraris-Sensors ACC 22

Die Funktionstüchtigkeit dieses Sensortyps wurde sowohl an einer kleinen direktangetriebenen Linearachse der Firma Hübner, die im Rahmen des Projekts beschafft wurde (siehe Abbildung 92), als auch an einem Torque-Motor der Firma Siemens LMS (Abbildung 106), nachgewiesen. Für einen Pilotkunden wurde zudem eine Sonderausführung zur Abtastung eines Titankolbens für eine hochdynamische hydraulische Regelung erstellt, die aus 6 kreisförmig angeordneten Ferraris-Sensoren des Typs ACC 22 besteht. Durch Vergleich mit Piezo-Beschleunigungsaufnehmern konnte der Anordnung ein souveränes Auflösungsvermögen attestiert werden. Gleichzeitig ermöglichte der Aufbau die für die Regelungstechnik entscheidende relative Messung, die dem Ferraris-Prinzip ja inne wohnt.

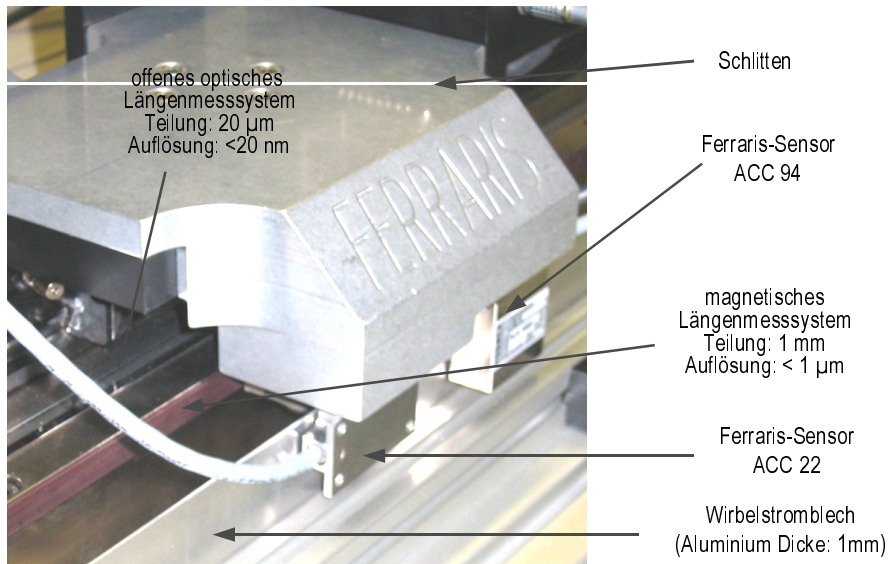


Abbildung 105: Lineardirektantrieb mit magnetischen und optischen Längenmesssystemen und Ferraris-Sensoren ACC 94 und ACC 22

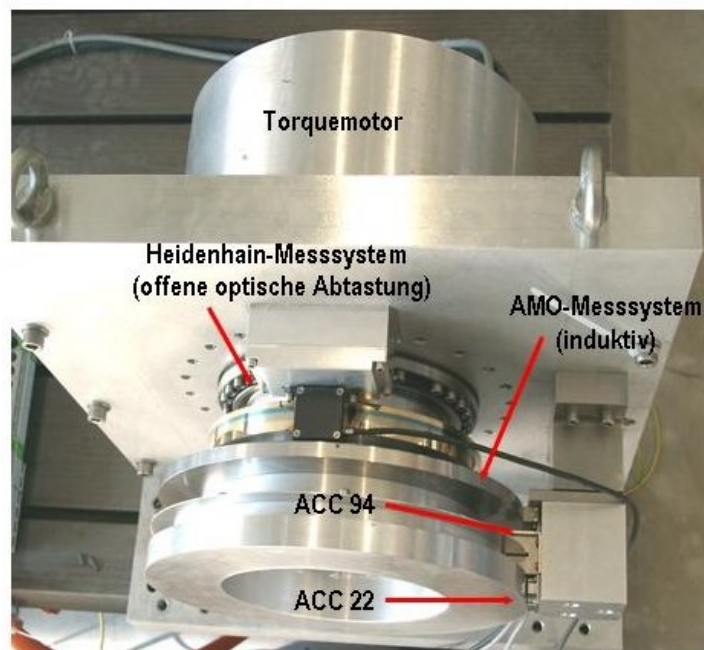


Abbildung 106: Ferraris-Sensoren ACC 94 und ACC 22, angebaut an einem Torque-Motor der Firma Siemens LMS

4.3.6 Literaturverweise zu Kapitel 4.3

- /4.1/ Sobota, J.: Drehbeschleunigungsmessung an Antrieben.
Dissertation TH Aachen, 1985.
- /4.2/ Hiller, B.: Ferraris-Sensor - Was steckt dahinter?
Im Seminar: Fortschritte in der Regelungs- und
Antriebstechnik. Stuttgart: FISW GmbH, 2001.
- /4.3/ Jirowskaja, E.: Entwicklung und Aufbau eines
Relativbeschleunigungssensors für Direktantriebe, ISW,
Universität Stuttgart, Diplomarbeit, 1996
- /4.4/ Pritschow, G.; Verfahren zur hochgenauen Messung von Zustandsgrößen
Hiller, B.: an Maschinenachsen.
In: Spur, G., Weck, M., Pritschow, G., Technologien für die
Hochgeschwindigkeitsbearbeitung, Fortschritt-Berichte, VDI
Reihe 2 Nr. 493. Düsseldorf: VDI-Verlag 1998, S. 48 – 59.
- /4.5/ Kirchberger, Oversamplingverfahren zur Verbesserung der Erfassung von
R.; Lage und Drehzahl an elektrischen Antrieben mit
Hiller, B.: inkrementellen Gebersystemen.
In: Tagungsband zur 10. Int. Fachmesse und Kongress für
Speicherprogrammierbare Steuerungen, Industrie-PC's und
elektrische Antriebstechnik, Nürnberg, 23–25.11.1999,
S. 598 – 606.

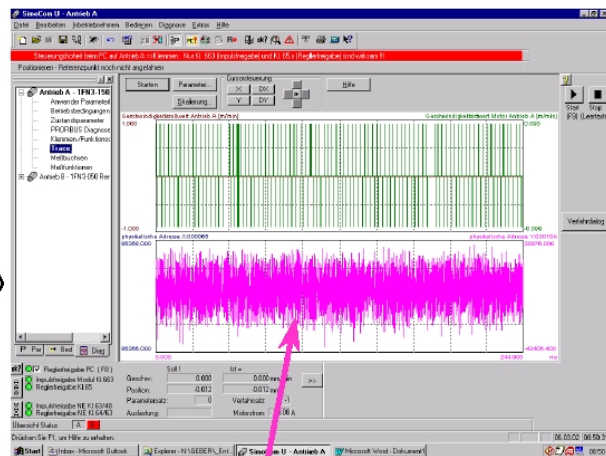
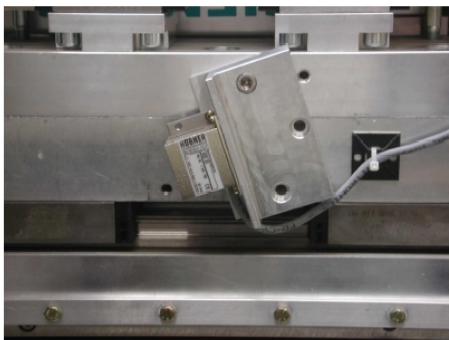
4.4 Signalverarbeitungselektronik zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung

4.4.1 Analyse der Fehler von Relativbeschleunigungssensor und Lagemesssystem

Fehler des Relativbeschleunigungssensors

Die folgende Abbildung 107 zeigt die Messung des Störsignalanteils des Ferraris-Sensors. Hierzu genügt es in der Praxis nicht, einfach das Sensorsignal im Stillstand zu betrachten, da kleinste Erschütterungen hier immer noch zu tatsächlichen Beschleunigungen führen können und man daher nicht oder nur sehr schwer zwischen Störanteil und Nutzsignal auf Grund von tatsächlichen Beschleunigungen unterscheiden kann. Deshalb wurde zusätzlich der Abtastkopf des Ferraris-Sensors ACC93 so verdreht, dass er kein Wirbelstrommaterial mehr umfasst (Abbildung 107, linkes Foto).

Messung des Sensor-Signals
ohne Wirbelstromblech =>
keine Störbeschleunigungen:



Ferraris-Störsignal

Abbildung 107: Messung der Störsignale beim Ferraris-Sensor ACC 93

In der folgenden Abbildung 108 ist im Diagramm auf der linken Seite das so gemessene Ausgangssignal des Ferraris-Sensors dargestellt. Die Amplitude dieses Signals erscheint zunächst relativ hoch, es entspräche beispielsweise 0,4 % eines angenommenen realisierbaren Beschleunigungsbereichs von ± 2 g. Für die Anwendung des Ferraris-Sensors zur Verbesserung der Ist-Geschwindigkeit ist aber letztlich entscheidend, welche Ist-Geschwindigkeit aus diesem Störsignal resultiert. Diese ist etwas von der Parametrierung des Beobachters abhängig, entspricht aber im wesentlichen dem integrierten Ferraris-(Stör-)Signal. Im Diagramm auf der rechten Seite ist eine so ermittelte Ist-Geschwindigkeit dargestellt. Dabei ergibt sich eine Amplitude von 20 $\mu\text{m/s}$. Dieser Wert ist zu vergleichen mit dem Geschwindigkeitsfehler, der sich ohne Ferraris-Sensor beispielsweise auf Grund von Geberfehlern und Lagequantisierung ergibt.

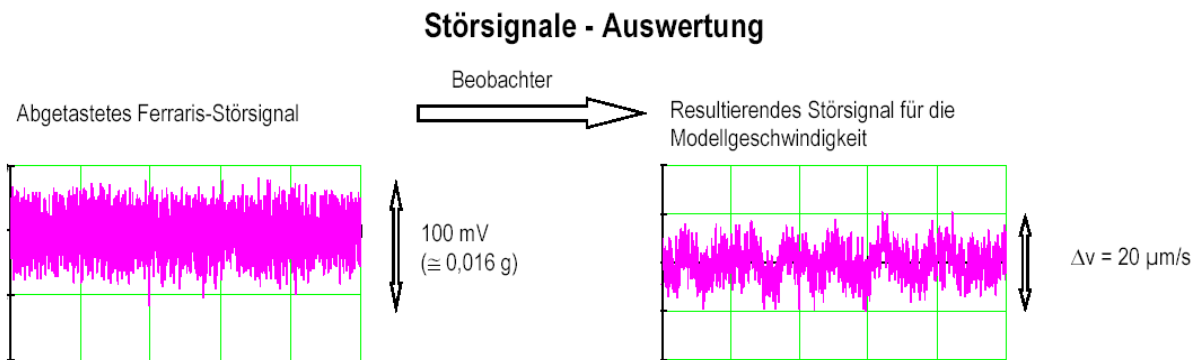


Abbildung 108: Messung am Hübner Beschleunigungssensor ACC 93

Fehler des Lagemesssystems

Dazu wurden Messungen an einem hochgenauen Antriebssystem (Wegmesssystem von Heidenhain mit einer Teilungsperiode von $4 \mu\text{m}$) durchgeführt. Da dazu kein geeignetes Referenzmesssystem mit nochmals um eine Größenordnung höherer Genauigkeit zur Verfügung stand, wurde hier das Verhalten mit unterschiedlichen Abtastzeiten und Reglerparametern betrachtet (s. die beiden folgenden Abbildungen Abbildung 109 und Abbildung 110).

Bei ausgeschalteter Regelung ist hier ein hohes Lagerauschen von $0,6 \mu\text{m}$ zu beobachten, dessen wesentliche Frequenzanteile unterhalb von 5 Hz liegen. Dieses Lagerauschen kommt von außerhalb des Antriebs. Bei eingeschalteter Regelung lassen sich Lagesprünge von $0,1 \mu\text{m}$ problemlos fahren, wobei jedoch ein Rauschen von $\pm 10 \dots 15 \text{ nm}$ (X-Achse) bzw. $\pm 20 \dots 25 \text{ nm}$ (Z-Achse) zu beobachten ist. Dementsprechend sind bei der X-Achse auch noch Sprünge 10 nm im Rauschen sichtbar.

Die Geschwindigkeitswelligkeit (bei konstanter Sollgeschwindigkeit) ergibt sich zu $\pm 5 \text{ mm/min}$ für die X-Achse und $\pm 2 \dots 3 \text{ mm/min}$ für die Z-Achse.

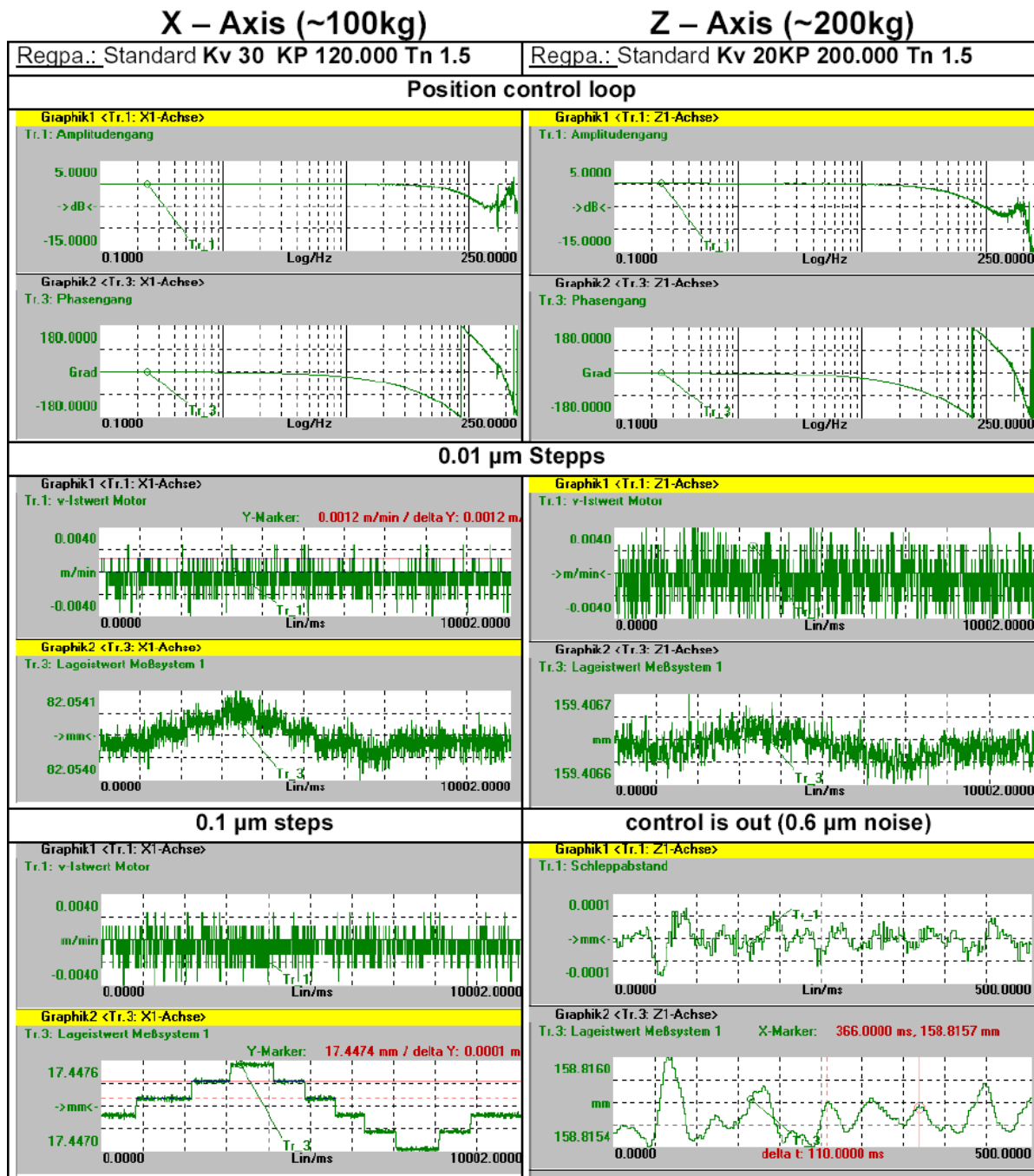
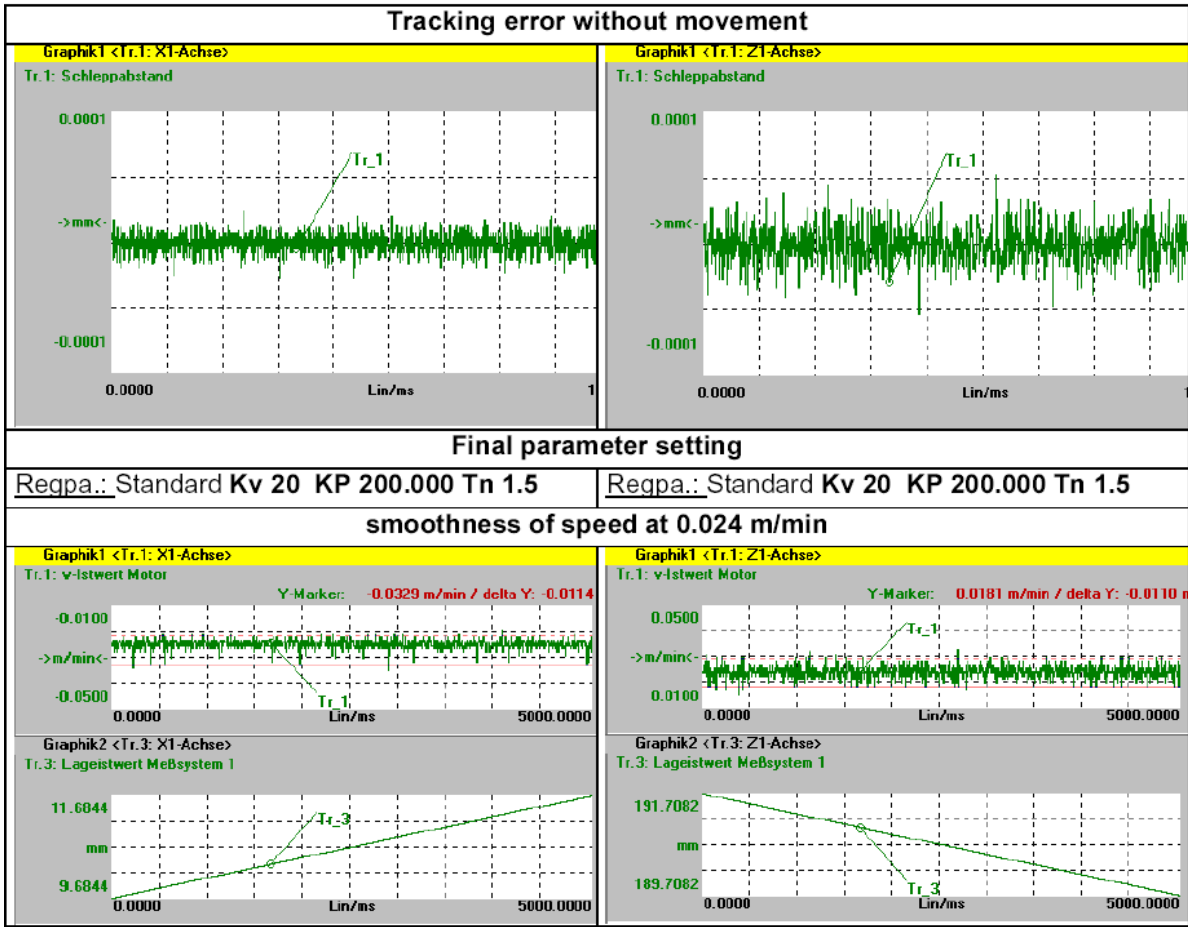


Abbildung 109: Messungen an einem hochgenauen Antriebssystem – Teil 1



Comparing different cycle times for the speed controller (Z-Axis):

MD1001: 62,5µsek (MD1000: 62,5µsek) MD1001: 500µsek (MD1000: 62,5µsek)

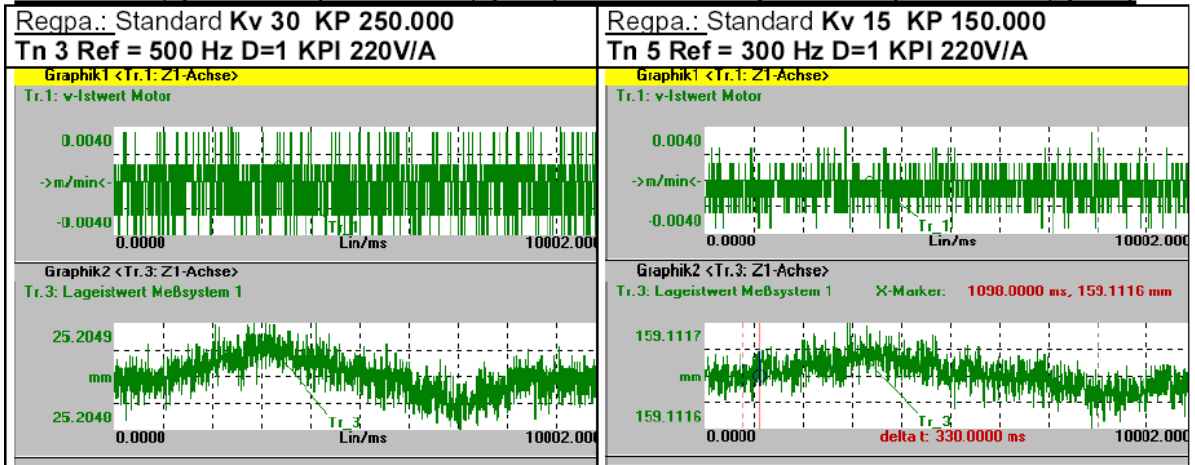


Abbildung 110: Messungen an einem hochgenauen Antriebssystem - Teil 2

4.4.2 Oversamplingmethoden für die Signalverarbeitungselektronik

Zur Erhöhung der Genauigkeit des Lagesignals können die Spursignale des Lagemesssystems mit Oversampling ausgewertet werden. Dazu wurden zu Anfang des Projektes zwei unterschiedliche Ansätze diskutiert, die in der folgenden Abbildung 111 grob veranschaulicht sind.

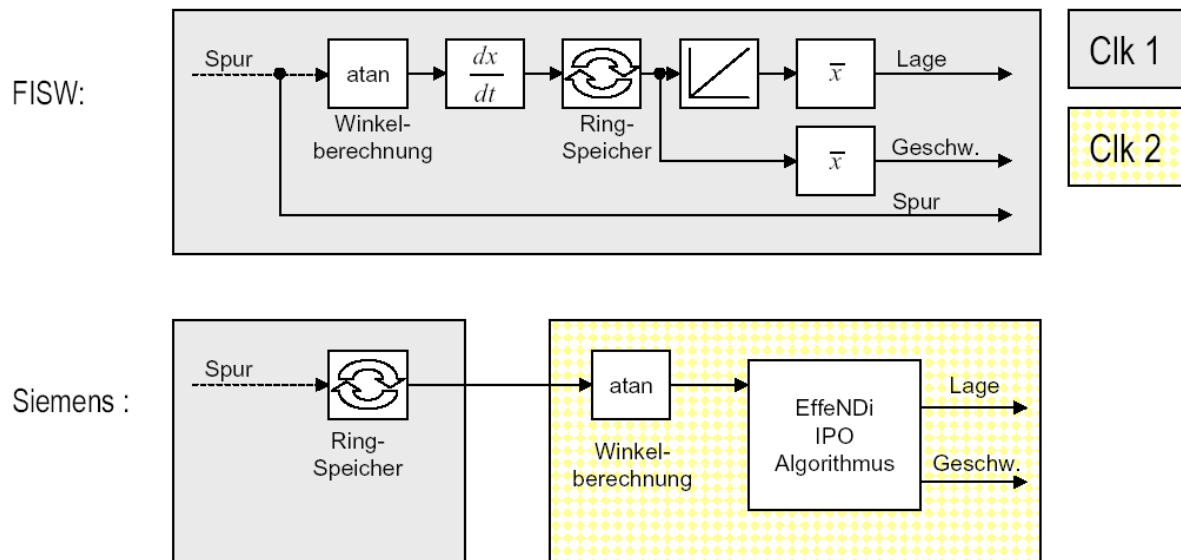


Abbildung 111: Zwei Oversampling-Verfahren

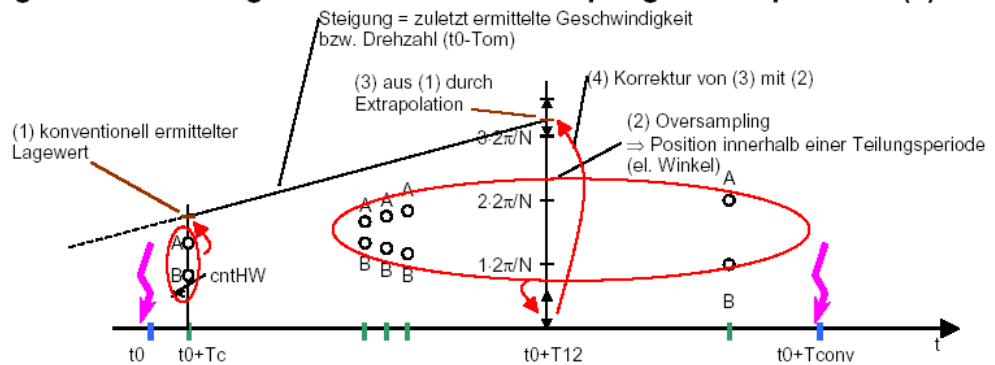
Beiden Ansätzen gemeinsam ist, dass die Spursignale mit einer Taktrate gesampelt werden, die wesentlich höher ist als die Taktrate, mit der die resultierenden Lage- und evtl. auch Geschwindigkeitswerte von der übergeordneten Regelung ausgewertet werden (Regelungstakt).

Beim ersten Verfahren (FISW) wird zu jedem gesampelten Spursignalewertepaar ein entsprechender Lagewert gebildet (Lage-Oversampling). Im wesentlichen entspricht dies einer Arkustangens-Berechnung. Darauf folgt eine zeitdiskrete Differentiation, wobei Sprünge auf Grund der Einschränkung des Wertebereichs der Arkustangensfunktion eliminiert werden („unwrap“). Die so gewonnenen Werte werden dann in einen Ringspeicher geschrieben. Die Lage ergibt sich dann als Mittelwert der aufsummierten gespeicherten Werte, die Geschwindigkeit als Mittelwert der gespeicherten Werte direkt. (Prinzipiell könnten damit die durch Oversampling gewonnenen Werte von Lage und Geschwindigkeit auch im Sampletakt ausgegeben werden.)

Beim zweiten Verfahren werden gleich die gesampelten Spursignalewerte in einen Speicher geschrieben (Spursignale-Oversampling). Die Arkustangens-Bildung erfolgt hier erst nach der Mittelwertbildung. Dabei kann es sich auch um einen gewichteten Mittelwert handeln. Im Gegensatz zum ersten Verfahren (Lage-Oversampling) muss hier der Groblagezähler mit ausgewertet werden.

Im Interesse einer möglichst ökonomischen Realisierung wurde im weiteren das zweite Verfahren (Spursignale-Oversampling) weiter verfolgt. Dieses ist im folgenden näher beschrieben. Die folgende Abbildung 112 zeigt zunächst das Grundprinzip.

Signalverarbeitungselektronik - Oversampling – Extrapolation (1)



\Rightarrow Extrapolation muss auf $\pm 1/2$ Strich genau treffen:

Extrapolationsfehler

$\Delta\varphi_a$ wegen Beschleunigung

$\Delta\varphi_{\Delta v}$ wegen endlicher Genauigkeit der Geschwindigkeit bzw. Drehzahl

$\Delta\varphi_{\Delta T}$ wegen Jitter

$\Rightarrow |\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_{\Delta v} + \Delta\varphi_{\Delta T}| < \pi / N$ (bzw. halbe Teilungsperiode)

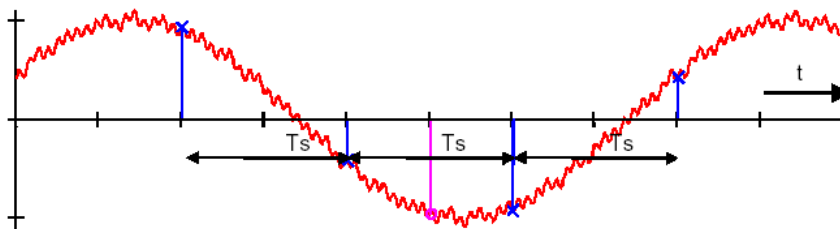
Abbildung 112: Grundprinzip des Spursignal-Oversamplings

Dabei wird zunächst jeweils nur die Feinlage innerhalb eines Inkrements mittels Oversampling ermittelt. Zur Ermittlung der Groblage ist weiterhin ein Groblagezähler (wie bei der konventionellen Geberauswertung) erforderlich und ggf. auch eine Extrapolation, falls die „Gültigkeitszeitpunkte“ von Groblage und overgesamelter Feinlage nicht übereinstimmen.

Eine einfache Mittelwertbildung zur Feinlagebestimmung würde hier nur bei hinreichend niedrigen Spurfrequenzen ein befriedigendes Ergebnis liefern (s. folgende Abbildung 113).

Signalverarbeitungselektronik - Oversampling – Mittelungsverfahren (2)

Problem bei höherer Spurfrequenz und Lösung



Problem:

anschaulich: positive und negative Werte \Rightarrow Mittelwert 0 möglich
 Befürchtung: auch bei kleinem f : Mittelungsfehler $>$ Nutzen durch Oversampling ?

aber:

Quotient Mittelwert / Wert in Ensemblemittle
 hängt bei ideal sinusförmigem Signal nur
 von der Spurfrequenz, nicht von der Phasenlage ab

... \Rightarrow ... mögliche Auswege:

- 1) z.B. Gewichtung mit symmetrischem spurfrequenterem Rechteckfenster vor Mittelwertbildung
- 2) Frequenzverschiebung
- 3) Mischformen aus 1) und 2)
- 4) evtl. Anpassung der Oversampling-Fensterlänge an die Spurfrequenz

Abbildung 113: Problematik einer einfachen Mittelung beim Spursignal-Oversampling

In der folgenden Abbildung 114 ist nun das später auch so von Siemens testweise implementierte Verfahren im Ganzen dargestellt. Die dabei verwendete Art der gewichteten Mittelung ist die einfachste Variante, die auch für höhere Spursignalfrequenzen funktioniert.

Oversampling

- Kennzeichen: - Mittelung der Spursignale (Feinlage)
 - Groblage über Extrapolation der konventionell gesampelten Lage

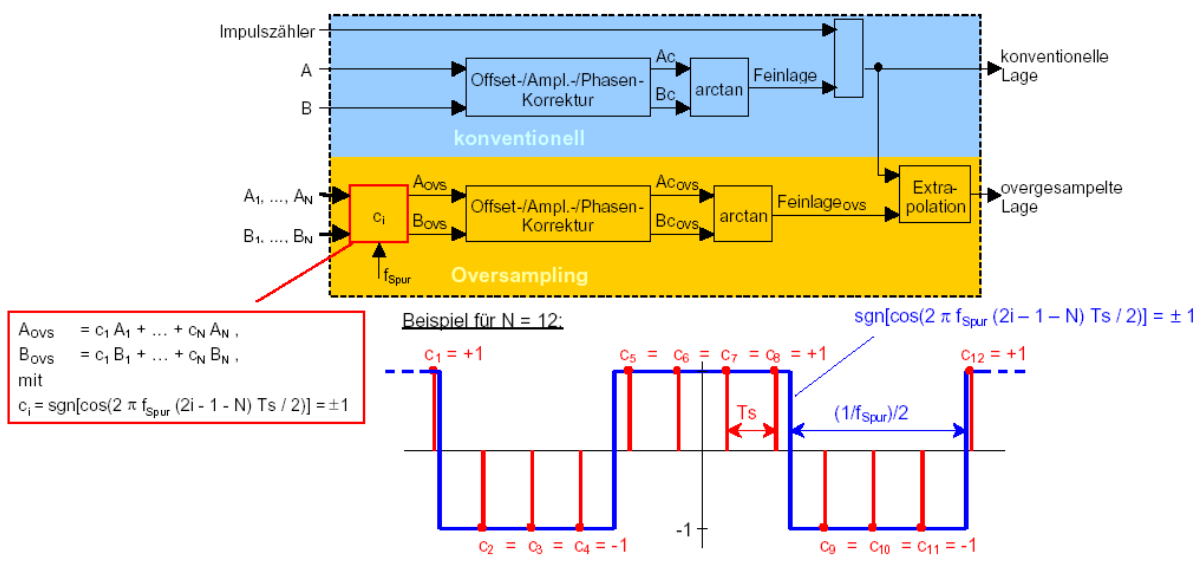


Abbildung 114: Spursignal-Oversampling im Überblick

Im Vorfeld wurden vom FISW auch noch andere Arten der gewichteten Mittelwertbildung näher untersucht (s. folgende Abbildung 115).

AS2: Signalverarbeitungselektronik zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschl.

Untersuchung von vier Varianten:

- 1) Rechteckförmige Gewichtung der Abtastwerte
- 2) Cosinusförmige Gewichtung der Abtastwerte
- 3) Cosinusförmige Frequenzverschiebung
- 4) Rechteckförmige Frequenzverschiebung

Simulationsparameter:

Spursignalfrequenz: 0..500kHz, $T_{ab} = 850\text{ns}$

Amplituden der Oberschwingungen: 0,4% (1.) 0,14% (2.) 0,13%(3.) 0,10% (4.)

Quantisierung: 12bit Spursignale; 16bit Arcustangens- und Cosinusberechnung

Offset- und Amplitudenfehler werden als ausgegelt vorausgesetzt

Abbildung 115: Varianten und Simulationsparameter zur gewichteten Mittelung beim Spursignal-Oversampling

Grundsätzlich erfolgt die Mittelwertbildung bei allen Varianten gemäß der folgenden Abbildung 116.

Verrechnung der Spursignalwerte:

$$\begin{aligned}
 u_{A,M} &= \sum_{i=0}^N (c_i \cdot u_A(t_i) - s_i \cdot u_B(t_i)) \\
 u_{B,M} &= \sum_{i=0}^N (c_i \cdot u_B(t_i) + s_i \cdot u_A(t_i))
 \end{aligned}
 \quad \text{mit} \quad
 \begin{aligned}
 u_{A,M}, u_{B,M} &= \text{Gemittelte Spursignalwerte} \\
 u_A, u_B &= \text{Sinus-, Cosinussignal} \\
 c_i, s_i &= \text{Koeffizienten} \\
 t_i &= t_0 + T_{ab} \left(i - \frac{N-1}{2} \right) \\
 t_0 &= \text{Abtastzeitpunkt}
 \end{aligned}$$

Abbildung 116: Allgemeine Form der gewichteten Mittelung beim Spursignal-Oversampling

Die Verfahren unterscheiden sich also lediglich hinsichtlich der verwendeten Koeffizienten c_i , s_i .

Untersucht wurde jeweils, welche Lagefehler aus den angenommenen Spursignalharmonischen („Klirrfaktor“) und der Quantisierung resultieren. Dazu wurde eine konstante Geschwindigkeit angenommen, was einer konstanten Spursignalfrequenz

entspricht. Abhängig von der wahren Lage ergibt sich dann auf Grund von Klirrfaktor und Quantisierung ein Lagefehler. Ermittelt wurde nun jeweils der bei gegebener Spursignalfrequenz maximal auftretende Fehler, und zwar für Spursignalfrequenzen von 0 bis 500 kHz. Dabei wurden jeweils zwei verschiedene Mittelungslängen N betrachtet.

Die Unterdrückung von Rauschen auf den Spursignalen wurde hier nicht untersucht, d.h. die Spursignale wurden als rauschfrei angenommen.

Die folgende Abbildung 117 zeigt das Simulationsergebnis für die schließlich von Siemens implementierte Variante (s.o.).

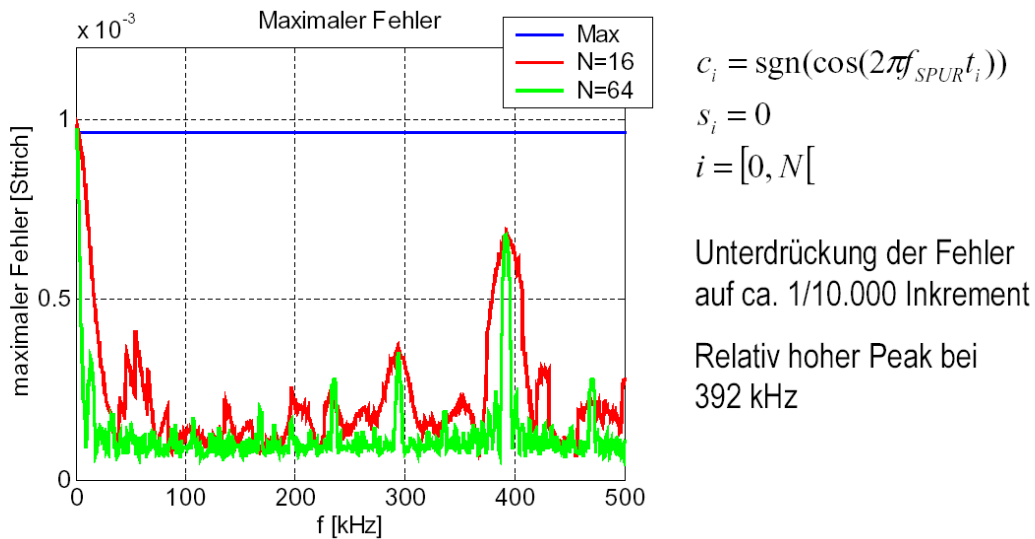


Abbildung 117: Simulation der Rechteck-Gewichtung beim Spursignal-Oversampling

Die folgenden drei Abbildungen Abbildung 118 bis Abbildung 120 zeigen schließlich noch die Ergebnisse für drei weitere Gewichtungen.

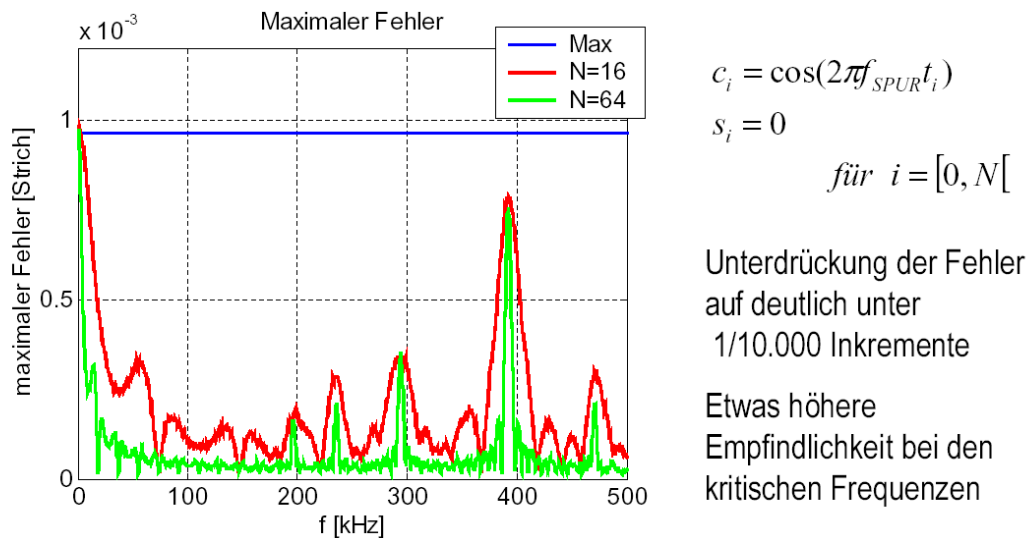
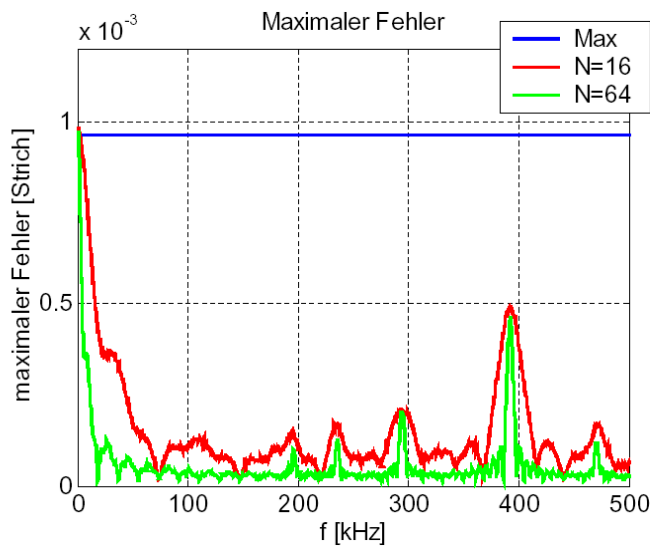


Abbildung 118: Simulation der Cosinus-Gewichtung beim Spursignal-Oversampling



$$c_i = \cos(2\pi f_{SPUR} t_i)$$

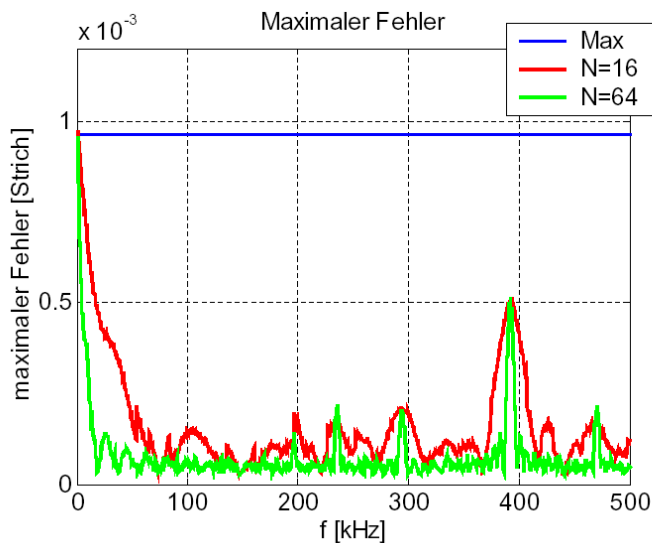
$$s_i = \sin(2\pi f_{SPUR} t_i)$$

für $i = [0, N[$

Unterdrückung der Fehler auf deutlich unter 1/10.000 Inkremente

Auch die kritischen Frequenzen werden besser unterdrückt

Abbildung 119: Simulation der Cosinus-Gewichtung mit Frequenzverschiebung beim Spursignal-Oversampling



$$c_i = \text{sgn}(\cos(2\pi f_{SPUR} t_i))$$

$$s_i = \text{sgn}(\sin(2\pi f_{SPUR} t_i))$$

für $i = [0, N[$

Etwas schlechtere Werte als ohne Sgn-Funktion in der Grund-Unterdrückung und bei 230 kHz

Abbildung 120: Simulation der Rechteck-Gewichtung mit Frequenzverschiebung beim Spursignal-Oversampling

4.4.3 Entwicklung der Hardware für ein Auswertemodul zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung

Die Hardware für das Auswertemodul wurde von Siemens in ein kompaktes, störungsempfindliches Steckergehäuse integriert, das beispielsweise direkt auf den Geber-Anschluss von Siemens-Servomotoren aufgesteckt werden kann (s. folgende Abbildung 121). Das Auswertemodul kann dann über eine DRIVE-CLiQ-Leitung mit einer

Regelungsbaugruppe, die das von Siemens spezifizierte DRIVE-CLiQ-Protokoll unterstützt, verbunden werden.

Es sei an dieser Stelle betont, dass in der am Markt erhältlichen Version des Auswertemoduls Oversampling und Ferraris-Sensor-Auswertung nicht implementiert sind.

Signalverarbeitungselektronik - Aufbau



Abbildung 121: Signalverarbeitungselektronik – Hardware

4.4.4 Entwicklung der Software zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung

Im Rahmen des Forschungsprojektes wurden Geschwindigkeitsbeobachter und Oversampling testweise in eine Versuchsversion des Auswertemoduls implementiert (s. folgende Abbildung 122). Es handelt sich hierbei also nicht um eine am Markt erhältliche Produktversion.

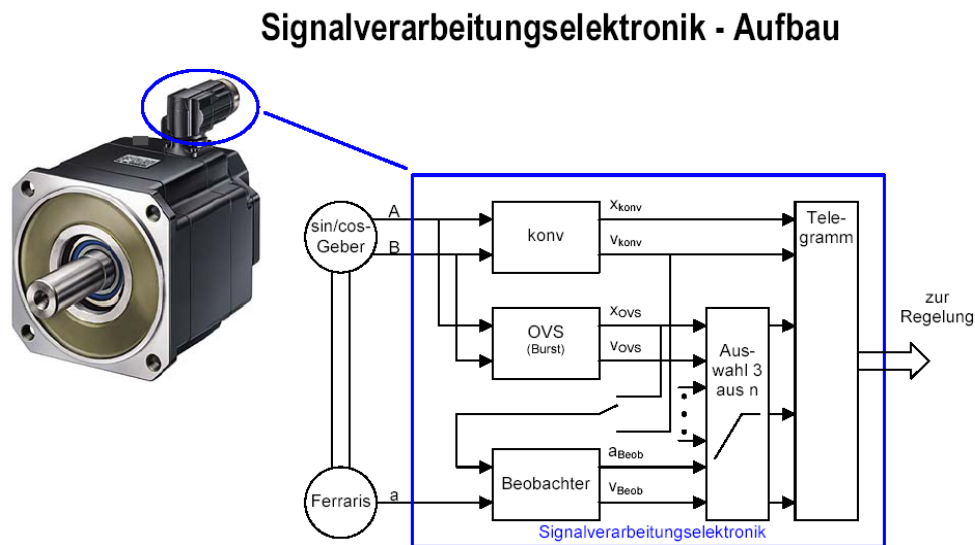


Abbildung 122: Signalverarbeitungselektronik – Software (Versuchsversion, kein Produktstand). Der Einfachheit halber sind hier nur die Signale von A/B-Spur und Ferraris-Sensor dargestellt.

Das Lagemesssystem wird dabei nicht nur mit Oversampling, sondern zu Vergleichszwecken auch konventionell ausgewertet. Der Beobachter kann sich dabei wahlweise auf die konventionell ermittelte oder die overgesamplte Lage abstützen. Neben den konventionell ermittelten Bewegungsgrößen können zusätzlich noch drei weitere der ermittelten Zustandsgrößen über ein Telegramm an die übergeordnete Regelung weitergegeben werden.

Das implementierte Oversampling-Verfahren wurde bereits im Kapitel 4.4.2 ausführlich beschrieben.

Einfache Geschwindigkeits-Beobachter, die das Ausgangssignal des Ferraris-Sensors als Eingangsgröße nutzen, waren bereits zu Projektbeginn aus der Literatur hinlänglich bekannt. Im Rahmen des Projektes wurde vom FISW darüber hinaus eine weitere adaptive Beobachterstruktur erarbeitet, die nicht genau bekannte bzw. zeitlich schwankende Werte von Offset und Empfindlichkeit des angeschlossenen Ferraris-Sensors kompensieren kann (s. folgende Abbildung 123).

Adaptive Ferraris-Beobachterstruktur

Idee: Automatische und fortlaufende Bestimmung der Parameter *Verstärkungsfaktor* und *Offset*

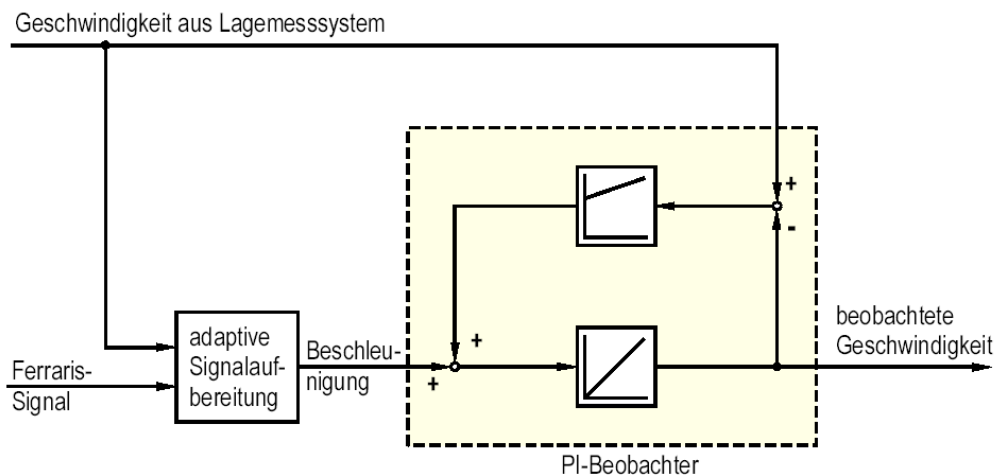
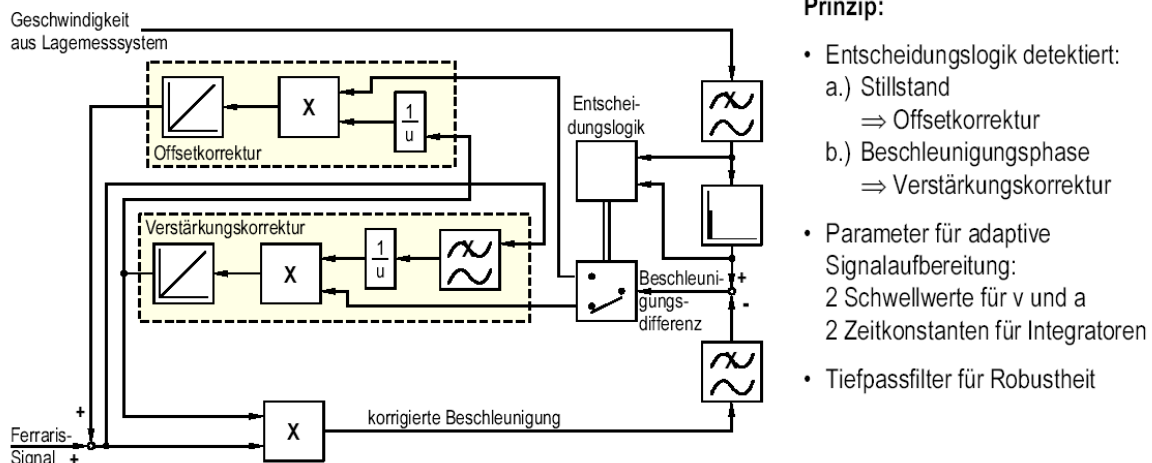


Abbildung 123: Adaptiver Geschwindigkeitsbeobachter

Dabei wird im Block „adaptive Signalaufbereitung“ Offset und Empfindlichkeit des Ferraris-Sensors fortlaufend ermittelt und kompensiert. In der folgenden Abbildung 124 ist dieser Block im Detail dargestellt.

Aufbau der adaptiven Signalaufbereitung in der Ferraris-Beobachterstruktur



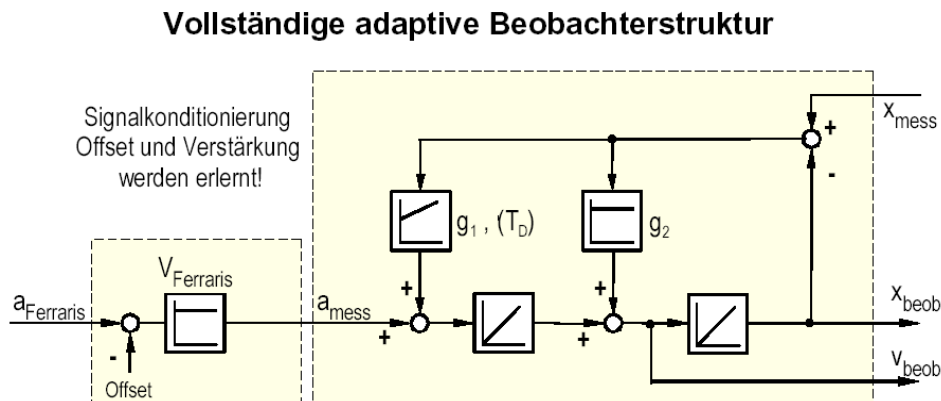
Prinzip:

- Entscheidungslogik detektiert:
 - a.) Stillstand
⇒ Offsetkorrektur
 - b.) Beschleunigungsphase
⇒ Verstärkungskorrektur
- Parameter für adaptive Signalaufbereitung:
 - 2 Schwellwerte für v und a
 - 2 Zeitkonstanten für Integratoren
- Tiefpassfilter für Robustheit

Abbildung 124: Adaptive Kompensation von Offset und Empfindlichkeit des Ferraris-Sensors

Dieser Adaptionsmechanismus wurde bei den weiter unten beschriebenen Versuchen wegen der dort bekannten konstanten Werte von Offset und Empfindlichkeit nicht benötigt und daher im Auswertemodul auch nicht implementiert. Die Funktion einer solchen Adaption wurde jedoch an anderer Stelle experimentell verifiziert.

Des Weiteren wurde statt des oben dargestellten sogenannten reduzierten Beobachters, der nur eine verbesserte Ist-Geschwindigkeit liefert, auch noch ein vollständiger Beobachter untersucht, der zusätzlich auch noch eine verbesserte Ist-Lage liefert (s. folgende Abbildung 125).



- auch bei „weicher“ Anbindung ist exakte Positionierung möglich
- Verwendung der beobachteten Lage bringt weitere Geräuschreduktion auch bei großem K_V
- Adaption von Offset und Verstärkung des Ferraris-Sensors eliminiert Inbetriebnahmeaufwand

Abbildung 125: Vollständiger adaptiver Beobachter

Dieser vollständige Beobachter wurde auf Grund seiner höheren Ressourcenanforderungen im Auswertemodul von Siemens nicht implementiert. Eine Realisierung auf dSPACE hat gezeigt, dass sich mit einem solchen vollständigen Beobachter nochmals bessere Ergebnisse als mit einem reduzierten Beobachter erzielen lassen.

Schließlich sei noch erwähnt, dass sich das PT1-Verhalten des Ferraris-Sensors im Beobachter ebenfalls kompensieren lässt, in dem man dem Integrator, der die Beschleunigung zur Geschwindigkeit aufintegriert, ein Proportionalglied parallel schaltet. Allerdings dürfte sich durch ein solches parallel geschaltetes Proportionalglied auch der Rauschpegel erhöhen. Aus diesem Grund wurde diese Kompensation im Auswertemodul von Siemens nicht implementiert.

4.4.5 Test der neu entwickelten Signalverarbeitungselektronik zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung

Getestet wurde die Signalverarbeitungselektronik zunächst an einem Servomotor, der mit einem Hübner-Ferraris-Beschleunigungs-Sensor und einem optischen 2048-Striche-Geber ausgerüstet war. Dieser Motor diente als „Lastmaschine“ eines zweiten Motors, auf den geregelt wurde. Hier befanden sich Ferraris und Signalverarbeitungselektronik also nicht in der geschlossenen Regelschleife. In der folgenden Abbildung 126 ist das Ergebnis einer Messung bei einer Soll-Konstantdrehzahl von 10 U/s dargestellt.

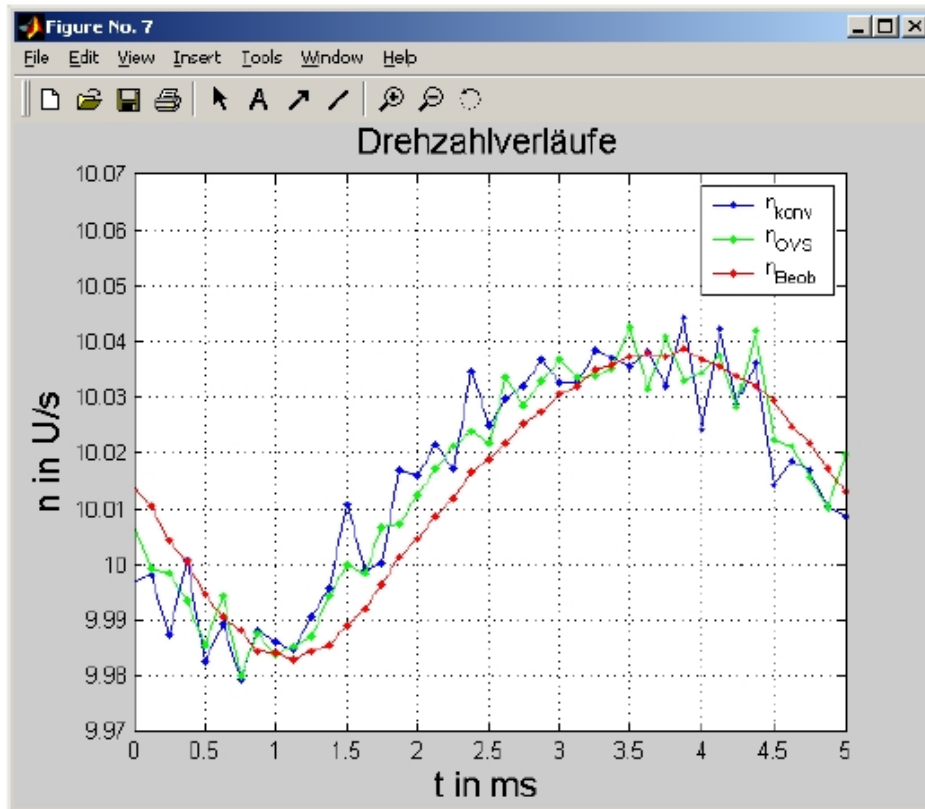


Abbildung 126: Gemessene Drehzahlverläufe beim Auswertemodul von Siemens

Blau dargestellt ist hier die konventionell ermittelte Drehzahl, grün die mit Oversampling ermittelte. Man erkennt, dass diese einen geringeren Ripple aufweist als die konventionelle. Rot ist die Drehzahl dargestellt, die sich mit Ferraris und Oversampling zusammen ergibt. Dieser Verlauf ist nochmal glatter als der mit Oversampling allein gewonnene.

Der Zeitverzug zwischen der mit Ferraris und Oversampling gewonnenen Drehzahl (rot) und der konventionell ermittelten (blau) ist vermutlich einerseits darauf zurückzuführen, dass die „overgesampte“ Drehzahl, auf den sich die Beobachter-Drehzahl stützt, prinzipbedingt einen gewissen Zeitverzug aufweist, und andererseits auf die Grenzfrequenz des verwendeten Ferraris-Sensors ACC70 (700-800 Hz) und des nachgeschalteten Verstärkers (>2.5 kHz). Mit einer entsprechenden Kompensation des PT1-Verhaltens der Beschleunigungssensorik durch ein dem Beschleunigungs-Integrator parallel geschaltetes Proportionalglied (s. vorangegangenes Kapitel) könnte dieser Zeitverzug evtl. reduziert werden.

Insgesamt erkennt man, dass dem durch die Geberauswertung bedingten Ripple der Drehzahlwerte eine wahre mechanische Drehzahlschwankung überlagert ist, die in ihrer Amplitude sogar wesentlich größer ist. Um den Einfluss dieser mechanischen Drehzahlschwankung auszuschließen, wurden noch weitere Messungen gemacht, die in der nächsten Abbildung 127 dargestellt sind.

Signalverarbeitungselektronik – Messergebnisse (2)

Simulation Konstantgeschwindigkeit mit Funktionsgenerator:

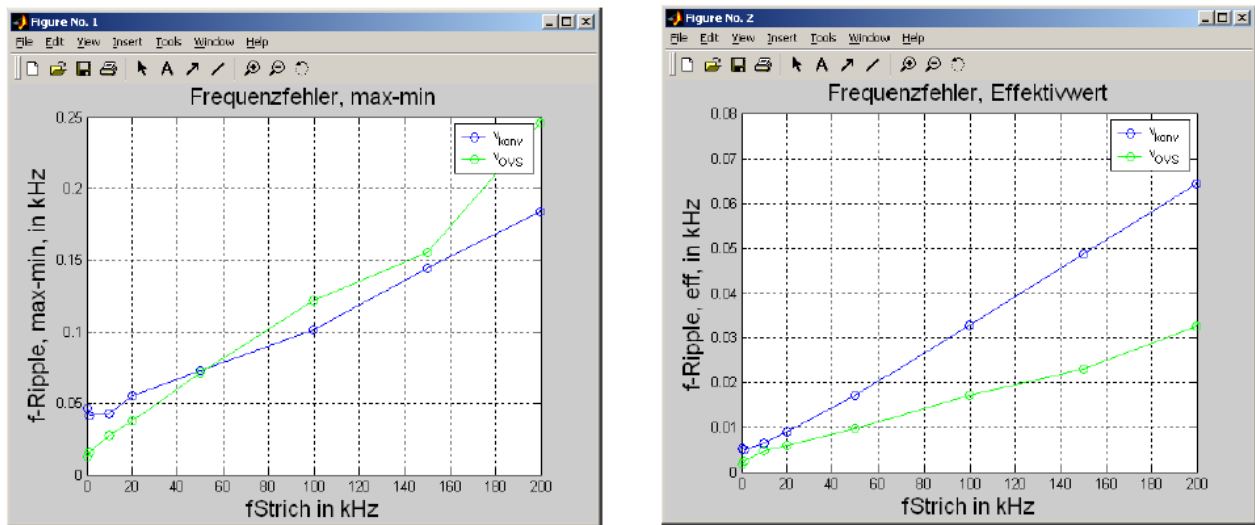


Abbildung 127: Gemessene Frequenz-Ripple beim Auswertemodul von Siemens

Hier wurden statt realer Spursignale eines sich drehenden Gebers nun synthetische, um 90° phasenversetzte Signale aus einem Funktionsgenerator verwendet und in die Signalverarbeitungselektronik eingespeist. Die Signalverarbeitungselektronik ermittelt aus diesen Signalen eine Geschwindigkeit bzw. Drehzahl, die einerseits von der Frequenz und andererseits von der eingestellten Strichteilung abhängt. Rechnet man diese Strichteilung wieder heraus, liefert die Signalverarbeitungselektronik letztlich einen Frequenzwert.

Auf Grund von Störeinflüssen (also Signalquantisierung und dgl.) stimmt dieser Frequenzwert i.a. nicht genau mit der Eingangsfrequenz überein, sondern schwankt um diesen Wert.

Links ist die absolute Schwankungsbreite dieses Frequenzfehlers in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz dargestellt. Dabei bezieht sich die blaue Kurve auf die konventionelle Geschwindigkeit und die grüne auf die „oversampled“. Man sieht, dass hier unterhalb von etwa 50 kHz das Oversampling besser ist als die konventionelle Erfassung, oberhalb ist es umgekehrt. Letzteres kommt daher, dass der Zeitjitter beim Oversampling beim damaligen Stand der Auswerteelektronik größer war als der bei der konventionellen Erfassung.

Theoretisch ergeben sich bei den Kurven näherungsweise Geraden, deren y-Achsenabschnitt sich aus der Lage-Auflösung und deren Steigung sich aus dem Zeitjitter ergibt.

In der rechten Kurve ist statt der absoluten Schwankungsbreite der Effektivwert des Frequenzfehlers dargestellt.

4.5 Neuartige digitale Stromregelung

Eisenlose Direktantriebe weisen eine deutlich höhere Dynamik als eisenbehaftete Antriebe auf. Diese Eigenschaft ergibt sich durch die niedrigerer Induktivität dieser Antriebe, die eine schnelle Stromänderungen weniger bedämpfen als höher induktive, eisenbehaftete Antriebe.

Um die hohe Dynamik der Antriebe nutzen zu können, ist auch ein dynamischerer Stromregler notwendig. Daher stellt die Untersuchung und Verbesserung des Stromreglers einen weiteren Schwerpunkt des Projekts *EffeNDi* dar.

4.5.1 Entwicklung einer Stromregelungshardware

Um einen neuen und hochdynamischen Stromregler entwickeln und implementieren zu können, ist eine geeignet Hardwareplattform notwendig, die zum einen den hohen Leistungsanforderungen gerecht wird und zum anderen flexibel genug ist, um auf ihr die entwickelten Algorithmen und Funktionalitäten umsetzen zu können.

Des weiteren soll die Hardware nicht nur die Stromregelung, sondern auch eine vollständige, Drehzahl- und Lageregelung umfassende Achsregelung ausführen können, sowie über ein Feldbussystem mit einer NC-Steuerung kommunizieren können, um als eigenständiges Regelgerät in einer Maschine eingesetzt werden zu können.

Im Mittelpunkt der Hardware (Abbildung 128) steht ein frei programmierbarer FPGA (Altera Apex 20K1000), auf dem sich beliebige digitale Schaltungen programmieren lassen. Es können hochkomplexe und umfangreiche Reglerstrukturen realisiert werden, die im Gegensatz zu Prozessor- oder DSP-gestützten Systemen nicht seriell abgearbeitet, sondern weitestgehend parallel ausgeführt werden. Auf diese Weise lassen sich extrem hohe Taktraten realisieren, wie sie z.B. für Oversamplingverfahren der Messwertvorverarbeitung und für die Schnelle Stromregelung, die im Folgenden vorgestellt wird, benötigt werden.

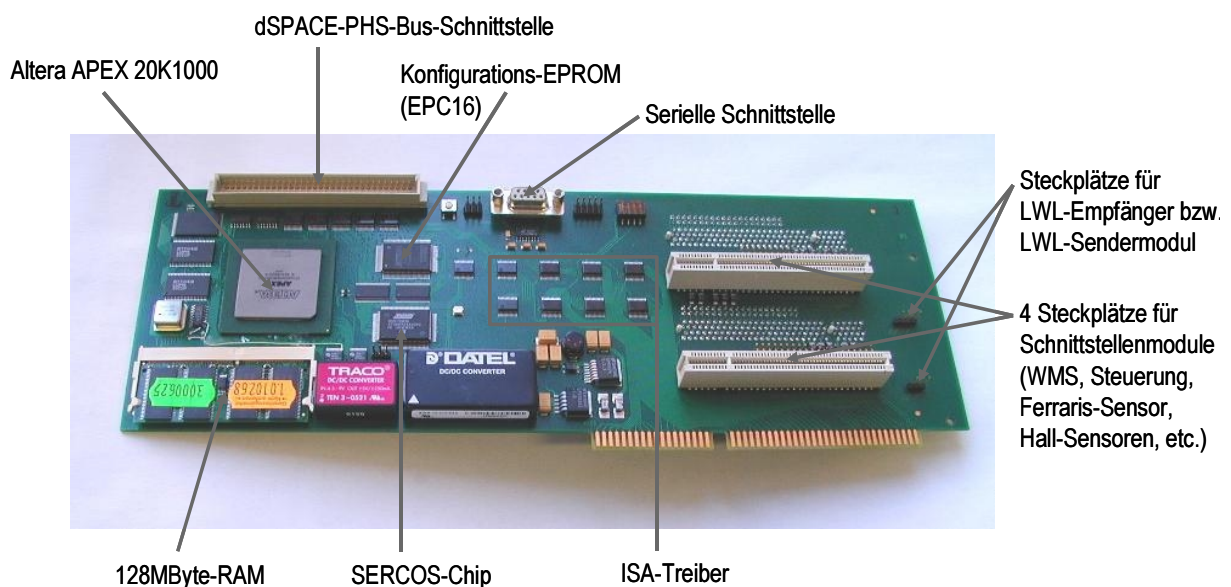


Abbildung 128: Hardwareplattform zur Antriebsregelung

Neben dem FPGA befinden sich auf der Platine verschiedene Schnittstellen und Steckplätze zur schnellen Integration des Systems in eine nahezu beliebige Steuerungs- und Maschinenumgebung. Ein auf der Platine bereits vorhandener SERCOS-Chip ist dafür vorgesehen, die Antriebsregelung direkt an einer Steuerung zu betreiben. In einem erweiterbaren Speicher können große Messdaten in hohen Taktraten gesammelt und später an einen PC oder die Steuerung zur Auswertung übertragen werden. Für den Datenaustausch mit einem PC stehen sowohl eine serielle Schnittstelle als auch der ISA-Bus zur Verfügung.

Mit Hilfe der Hardwareerweiterungen können der Hardwareplattform beliebige Schnittstellen zu Sensoren, Aktoren und Feldbussen hinzugefügt werden. Die jeweils benötigten Elektronikkomponenten, wie A/D-Wandler, Treiber-ICs oder Verstärker werden auf einer eigenen Platine aufgebaut und in die Steckplätze eingesteckt. Im Rahmen von *EffeNDi* wurden zwei dieser Hardwareerweiterungen aufgebaut:

Eine Erweiterungskarte (Submodul) für Sensoren bietet die Möglichkeit, zwei Ferraris Beschleunigungsaufnehmer, sowie zwei Heidenhain-Messsysteme einzulesen (Abbildung 129a). Ein auf dem Submodul befindlicher weiterer FPGA erlaubt die spätere Festlegung geeigneter Übertragungsprotokolle für die Schnittstelle, sowie eine Vorab-Datenverarbeitung der Sensordaten.

Ein zweites Submodul (Abbildung 129b) ermöglicht den Anschluss von bis zu drei Siemens-Umrichtern, die mit Hilfe einer speziellen Reglereinschubkarte Zugriff auf die PWM-Schnittstelle, sowie die Strommessglieder erlauben.

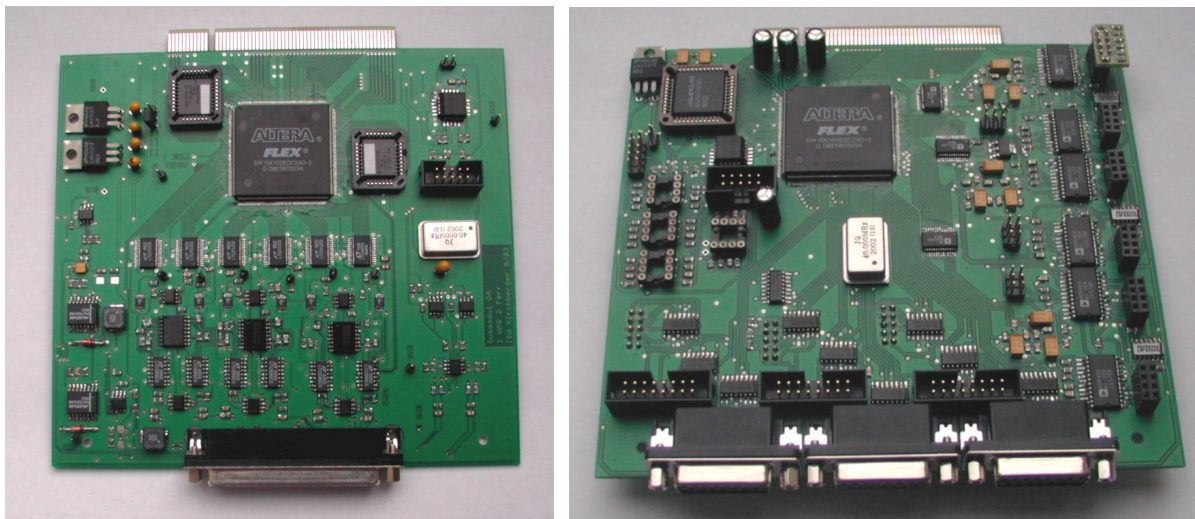


Abbildung 129a und b: Submodule für Messsysteme und Stromregelung

4.5.2 Adaptive Filterung zur Unterdrückung von Strompeaks

Die klassische Stromregelung erfasst den Strom-Istwert im Takt des Stromreglers. Das so entstehende Signal kann aufgrund verschiedener Effekte stark verrauscht sein. Eine digitale Filterung der Stromistwerte ist nur in Grenzen möglich, da durch die mit der Filterung verbundenen Phasendrehung je nach Ordnung des Filters ein hoher Dynamikverlust einhergeht. Für eine rauscharme und dennoch hochdynamische Stromregelung liegt daher in der Stromistwerterfassung ein großes Verbesserungspotential.

Das hier untersuchte Verfahren sieht den Einsatz eines adaptiven Filters zur Stromistwerterfassung vor. Die Stromistwerte werden dabei in einem wesentlich höheren Takt (5 MHz) aufgenommen, als sie für die Stromregelung (32 kHz) benötigt werden. So kann über eine große Anzahl von Messwerten gefiltert werden, ohne dass sich die Dynamik durch Totzeiten der Filterung nennenswert verschlechtert. Die aufgenommenen Werte werden kontinuierlich über ein kurzes Zeitfenster gemittelt und der Mittelwert als gefilterter Stromistwert an die Stromregelung übergeben.

Ein sehr großer Störeinfluss auf die gemessenen Ströme haben die Schaltvorgänge der Leistungstransistoren (IGBTs) des Umrichters, die in Form von Strompeaks im Messsignal zu sehen sind. Dieser Störeinfluss lässt sich einfach ausblenden, indem zu den Umschaltzeitpunkten der IGBTs die Messung ausgesetzt wird. Die dadurch entstehende Totzeit in der Messwertaufnahme spielt keine Rolle, da die Istströme, die zur Berechnung des nächsten Umschaltzeitpunkts benötigt werden, erst später vom Stromregler eingelesen werden.

Um die Messwerterfassung zu den Umschaltzeitpunkten aussetzen zu können, muss sie mit der PWM-Einheit, die die Umschaltsignale erzeugt, synchronisiert werden. Es wird eine sehr enge Kopplung von Messwerterfassung, Stromregler und PWM-Erzeugung benötigt.

Die Abläufe der Messung, Mittelung und Ausblendung, sowie das hoch- und herunterzählen des PWM-Zählers sind in Abbildung 130 dargestellt. Die Stromregelung berechnet einen Zählerschwellwert, bei dem das PWM-Signal umgeschaltet und die Messung ausgesetzt wird.

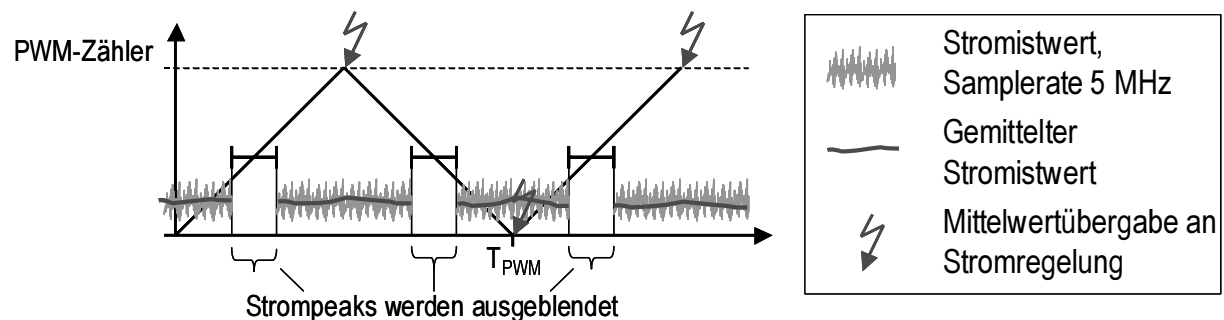


Abbildung 130: Funktionsweise der Strommessung

4.5.3 Implementierung eines Stromreglers in programmierbarer Logik

Für die zuvor beschriebene enge Kopplung von Messwerterfassung, Stromregler und PWM-Einheit bietet sich die Verwendung von FPGAs an, da sich auf ihnen die benötigten Schaltungen direkt nebeneinander auf einem Chip implementieren lassen (Abbildung 131).

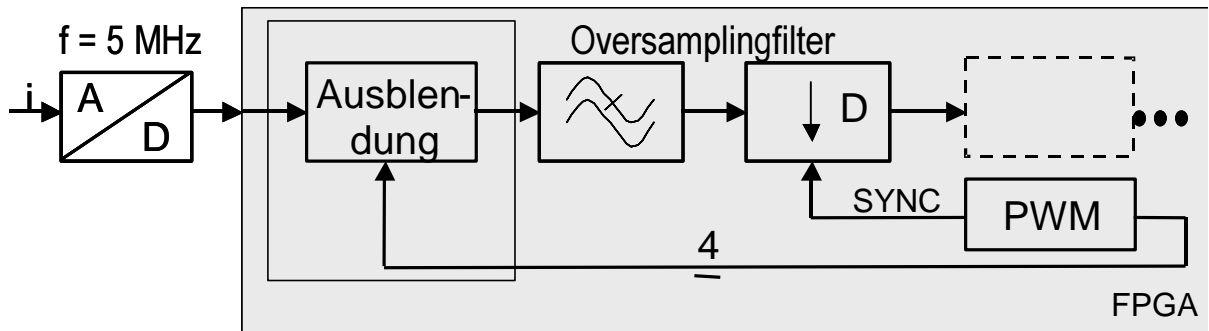


Abbildung 131: Strommessung auf dem FPGA

Beim Umschalten der IGBTs entstehen kurze Verzögerungszeiten, in denen die IGBTs ihren neuen Schaltzustand erreichen und erneut umgeschaltet werden können. Die Schnelle Stromregelung kann durch die Implementierung auf einem Logikbaustein in extrem kurzer Zeit berechnet werden, so dass diese Verzögerungen im Umschaltvorgang genutzt werden können, um den nächsten Umschaltzeitpunkt zu berechnen. Auf diese Weise wird der folgende Umschaltzeitpunkt bei jedem Umschaltvorgang neu berechnet, wodurch der Stromregler wesentlich dynamischer wird als ein Standardstromregler, der in der Regel nur nach jedem vollständigen Zyklus ein neues Puls-Pause-Verhältnis berechnen kann.

4.5.4 Test der neu entwickelten Stromregelung

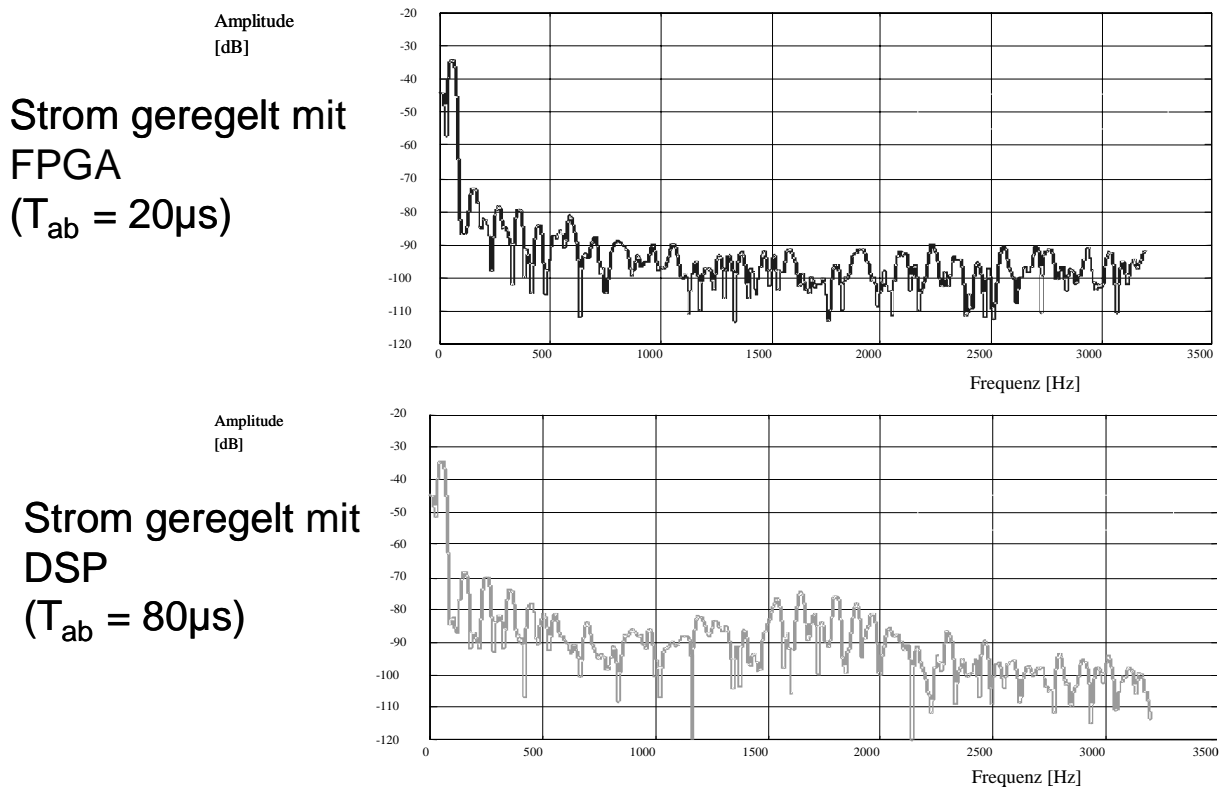


Abbildung 132: FFT einer DSP- und der FPGA-basierten Stromregelung

Der Nutzen der Schnellen Stromregelung mit verbesserter Messwerterfassung wird in einem Vergleich einer Standard-DSP-basierten Stromregelung deutlich. Ein Antrieb wurde nacheinander mit einem Standard-DSP-Regler (mit einer Abtastzeit von $80\ \mu\text{s}$) und dem Schnellen Stromregler (mit einer Abtastzeit von $20\ \mu\text{s}$) geregelt. Es wurde ein 50 Hz Sinus Signal mit einer Amplitude entsprechend einem Motorstrom von 2A als Sollwert aufgeschaltet. Die Motorzeitkonstante betrug in diesem Versuch $500\ \mu\text{s}$. Eine FFT der gemessenen Bewegung des Antriebs zeigt neben den erwarteten 50 Hz auch eine Reihe anderer Störanteile (Abbildung 132). Vergleicht man die beiden Regler, sieht man deutlich, dass der Störanteil bei dem FPGA-basierten Stromregler bis zu einer Frequenz von 2500 Hz wesentlich geringer ausfällt.

4.5.5 Versuchsstand für die Stromreglerhardware

Die Stromreglerhardware wurde an einem Versuchsstand mit hochdynamischen Lineardirektantrieben in Betrieb genommen. Der Versuchsstand besteht aus einem Kreuztisch, der von den zwei Antrieben bewegt wird (

Abbildung 133). Zwei lineare Wegmesssysteme, sowie zwei Ferraris-Sensoren messen Lage und Beschleunigung, die auf der Wegmesssystemerweiterungskarte mit einem Signal-Oversampling vorverarbeitet werden. Die Antriebe sind mit zwei Siemens Umrichtern verbunden (Abbildung 134a), die über eine spezielle Reglereinschubkarte (SIDI) den Zugriff auf die PWM-Schnittstelle, sowie die analogen und digitalen Stromistwerte gewährt. Die Umrichter sind über die Stromreglererweiterungskarte an die Antriebsreglerplattform angeschlossen.

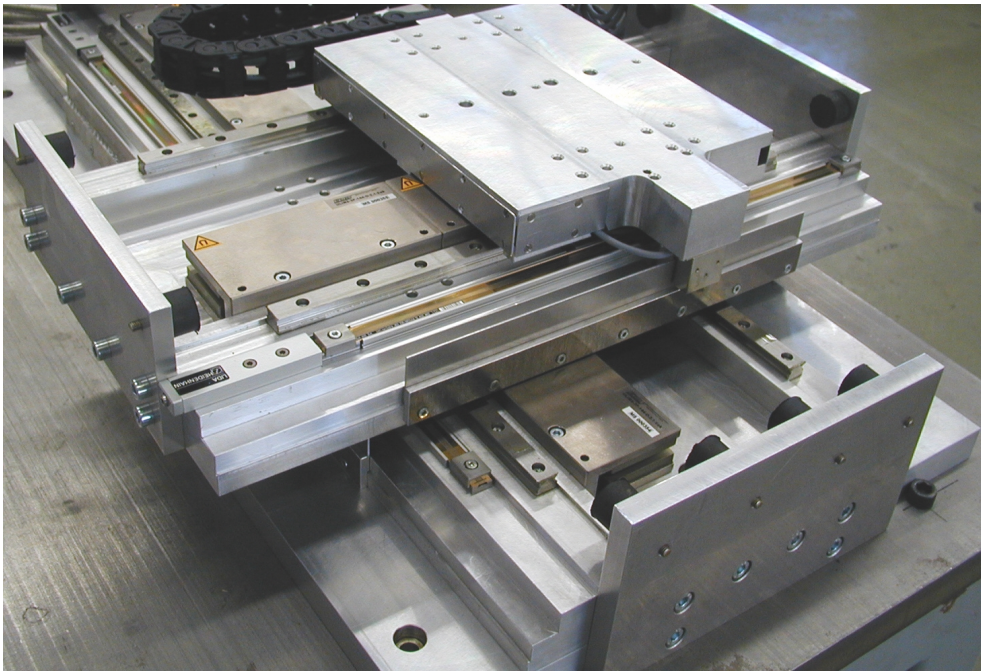


Abbildung 133: Kreuztisch mit hochdynamischen Lineardirektantrieben

Auf dem FPGA der Antriebsreglerplattform wurden Sollwertgenerator, Lageregler und Drehzahlregler implementiert. Über eine Bedienoberfläche können über die serielle Schnittstelle von einem PC aus Reglerparameter eingestellt und Messwerte ausgelesen werden.

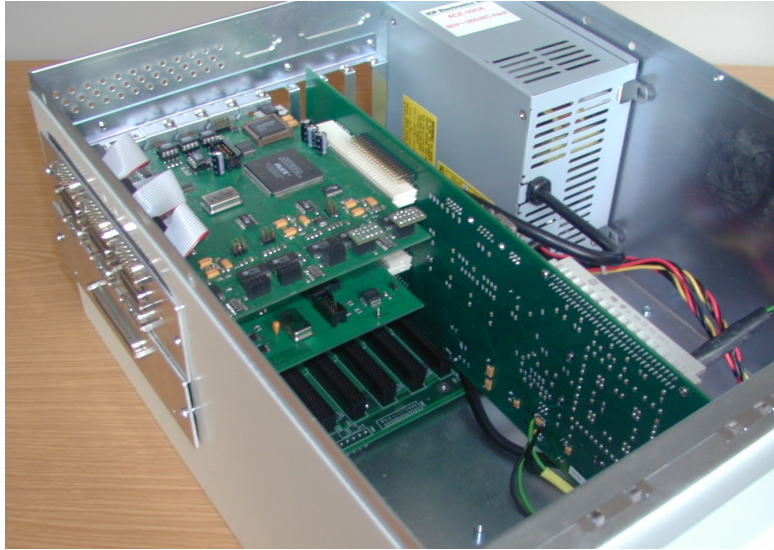
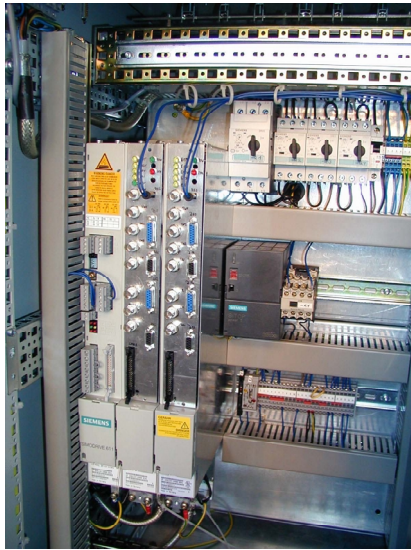


Abbildung 134a und b: Umrichter mit SIDI-Karte, Antriebsreglerplattform mit zwei Erweiterungskarten

4.5.6 Ausblick

Insgesamt hat sich gezeigt, dass die Schnelle Stromregelung eine Dynamikverbesserung für Direktantriebe darstellt. Der Einsatz der hier vorgestellten Antriebsreglerplattform erwies sich als relativ aufwendig, da für eine vollständige Testumgebung nicht nur die Stromregelung selbst, sondern auch die Messwernerfassung der Wegmesssysteme, die einzelnen Regelkreise mit allen notwendigen Filtern, Begrenzern und Überwachungen, sowie Diagnosefunktionalitäten zur Aufnahme von Messwerten umgesetzt werden muss. Darüber hinaus sind umfangreiche Schaltungen zur Kommunikation mit dSpace-Systemen oder Feldbussen notwendig. Um dieses System als eigenständige und vollwertige Antriebsreglerplattform nutzen zu können, bedarf es ein umfassendes Konzept, wie die Software auf dieser Plattform strukturiert werden muss, sowie eine Softwarebibliothek, bestehend aus verschiedenen Grundfunktionen, aus denen ein Gesamtsystem zusammengefügt werden kann. Aus *EffeNDi* heraus wurde der Grundstein für eine neuartige und vielversprechende Antriebsreglerarchitektur gelegt, die die Umsetzung vieler neuer Ideen und Entwicklungen in der Antriebstechnik ermöglicht, aber auch weiterer Forschung bedarf.

4.6 Beschleunigungsregelung

Durch den Einsatz von Relativbeschleunigungssensoren ist es möglich mit vertretbarem Aufwand auch die Zustandsgröße Beschleunigung in guter Qualität zu erfassen. Welche Auswirkungen die Berücksichtigung der Beschleunigung in der Regelung auf das dynamische Verhalten der geregelten Achse hat, wurde zunächst simulativ und später an einer realen Maschine untersucht.

Die Simulation erfolgte mit Matlab/Simulink. Die jeweiligen Regelkreise wurden gemäß den hier gezeigten Abbildungen aufgebaut.

4.6.1 Simulative Untersuchungen zur Beschleunigungsregelung zur aktiven Schwingungsbedämpfung

Für die Umsetzung der Beschleunigungsregelung wurden die drei folgenden Algorithmen zur Beschleunigungsrückführung simulativ auf ihre schwingungsdämpfenden Eigenschaften untersucht. Dabei wird das Beschleunigungssignal nicht nur zur Verbesserung des Geschwindigkeitssignals genutzt wie in Abbildung 135 gezeigt, sondern zusätzlich auch zur Erweiterung der Reglerstruktur durch das Unterlagern verschiedener Varianten einer Beschleunigungsrückführung.

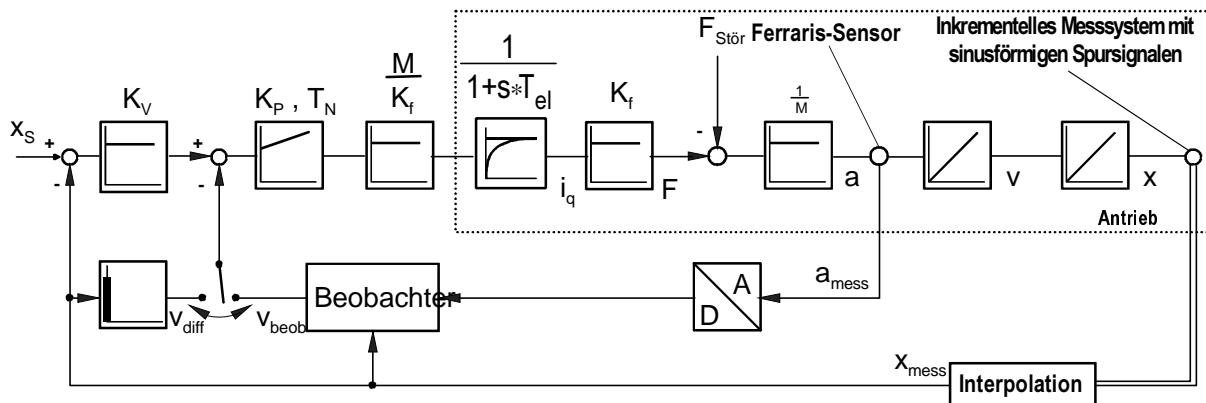


Abbildung 135: Nutzung des Beschleunigungssignals zur Verbesserung des Geschwindigkeitssignals

Kaskadenregler mit unterlagertem P-Beschleunigungsregler

Die Idee dieser Variante ist es, die Störkräfte indirekt durch die Beschleunigung der Achse zu messen und mit Hilfe eines eigenen P-Beschleunigungsregelkreises auszuregeln (Abbildung 136).

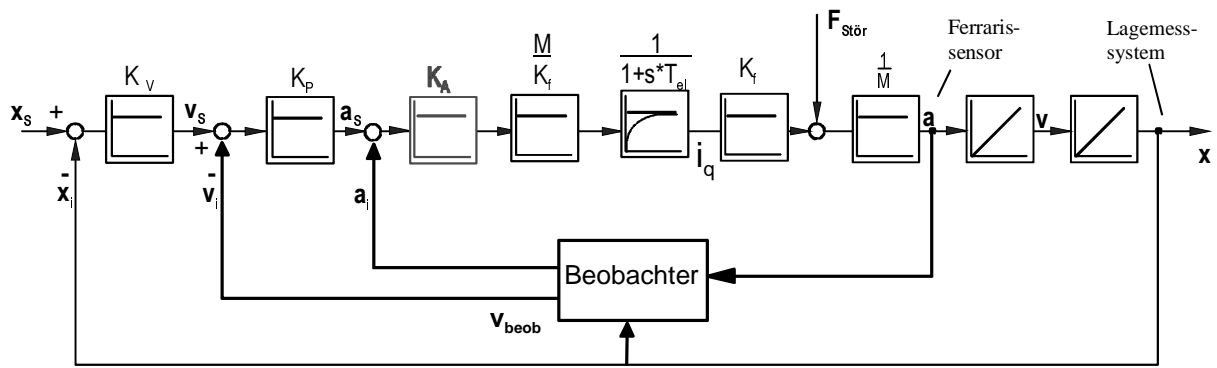


Abbildung 136: Kaskadenregler mit unterlagertem P-Beschleunigungsregler

In einer Simulation wurde der maximal einstellbare Reglerfaktor K_A für verschiedene Resonanzfrequenzen und Dämpfungen der Mechanik bestimmt, bei der die Stabilitätsgrenze nicht überschritten wird (Abbildung 137).

Es zeigt sich, dass nur bei einer hohen Dämpfung und einer niedrigen Resonanzfrequenz des Antriebs ein hoher Reglerfaktor K_A eingestellt werden kann. In den für Lineardirektantriebe relevanten Bereichen führt schon eine sehr schwache Einstellung zu Schwingungen.

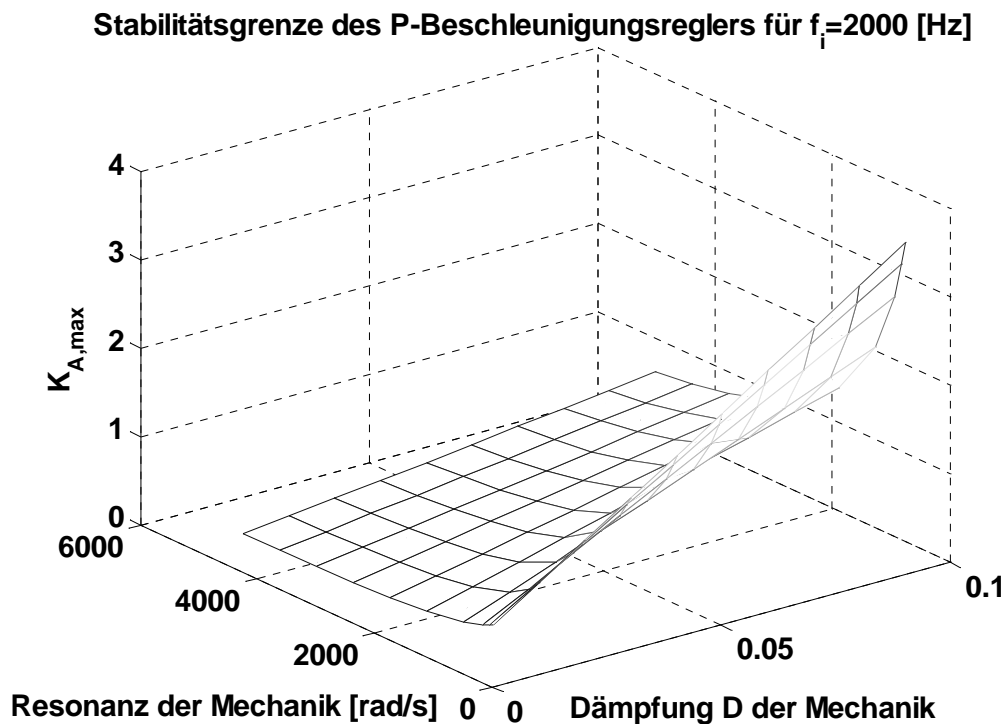


Abbildung 137: Stabilitätsuntersuchung des unterlagerten P-Beschleunigungsreglers

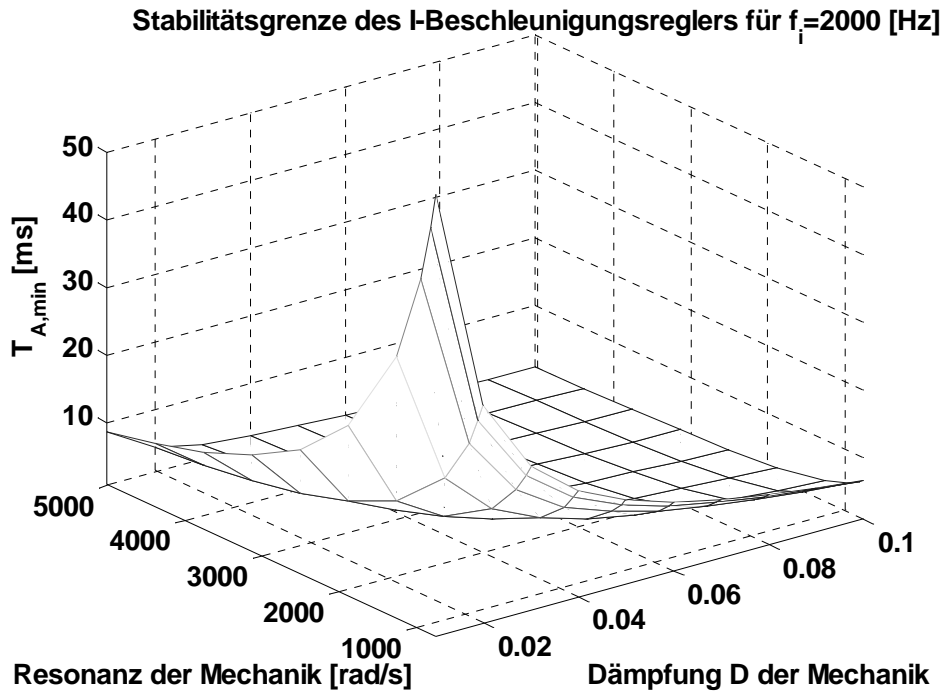


Abbildung 139: Stabilitätsuntersuchung des unterlagerten I-Beschleunigungsreglers

Kaskadenregler mit unterlagertem, kombinierten Strom- und Beschleunigungsregler

Die dritte untersuchte Variante berücksichtigt die Beschleunigung schon im Stromregler. Der Stromregler erhält als Ist-Strom nicht den gemessenen Ist-Strom aus dem Antrieb, sondern einen synthetisierten Strom, der sich aus gemessenem Ist-Strom und die durch den Beschleunigungssensor gemessene Kraft, die mittels eines Streckenbeobachters in einen Strom umgerechnet wird, zusammensetzt.

Störkräfte, die sich zuerst in der Beschleunigung bemerkbar machen, können so direkt im Stromregler ausgeglichen werden. Dadurch erhöht sich die Störsteifigkeit des Antriebs, wie auch in späteren Messungen gezeigt wird.

Die Synthese erfolgt über eine Hoch- und Tiefpass-Filterkombination, die dafür sorgt, dass der hochfrequente Anteil des synthetisierten Ist-Stroms aus dem gemessenen Ist-Strom übernommen wird. Dieser wird sich auf Grund der Trägheit der Mechanik kaum im Beschleunigungssignal wiederfinden. Der niederfrequente Anteil, auf den sich letztlich auch die Störkräfte auswirken, wird aus dem Beschleunigungssignal gewonnen.

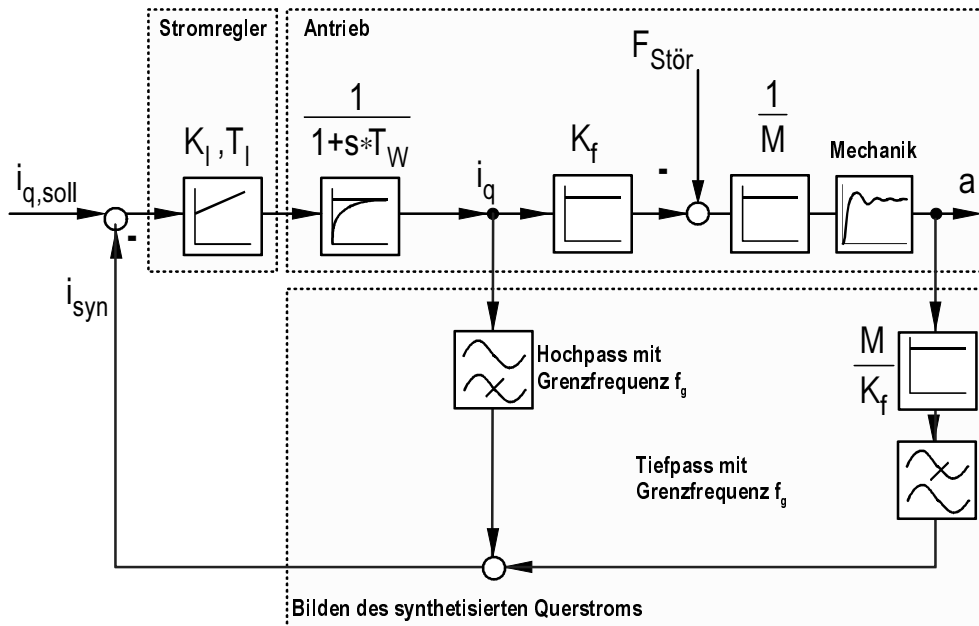


Abbildung 140: Regelkreis mit kombiniertem Stromregler

Die Simulation, in der ein Störkraftsprung auf einen Antrieb mit und ohne der Beschleunigungsrückführung bei unterschiedlichen Lagereglereinstellungen gegeben wurde, zeigt eine deutliche Verbesserung der Störsteifigkeit, wie in Abbildung 141 zu sehen ist.

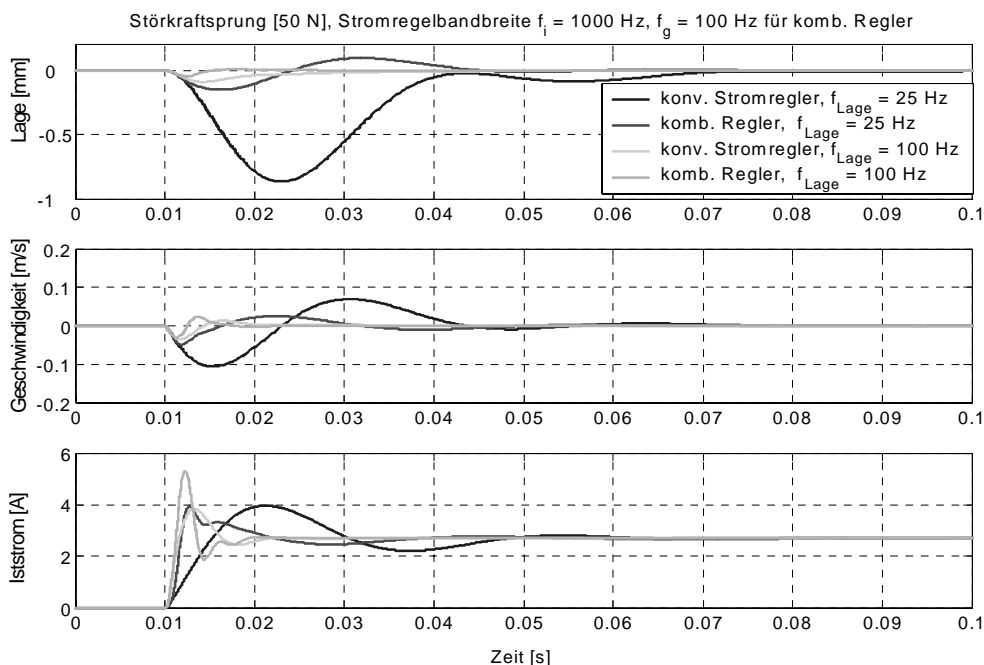


Abbildung 141: Einfluss eines Störkraftsprungs auf unterschiedliche Reglervarianten

Bei der Simulation erwies sich die Grenzfrequenz, die die Zusammensetzung des synthetisierten Stroms bestimmt, als maßgeblich für das Verbesserungspotential, das durch diesen Algorithmus erreicht wird.

Dies ist auch im Nachgiebigkeitsfrequenzgang zu sehen (Abbildung 142). Bis zu einer Frequenz von 100 Hz ist der kombinierte Regler weniger nachgiebig, als der konventionelle Regler. Da der Hauptanteil des Spektrums eines typischen Störkraftsprungs jedoch unter 100 Hz liegt, bringt ein in höhere Frequenzen reichender verbesserter Nachgiebigkeitsbereich wenig Vorteile. Des weiteren bewirkt die begrenzte Dynamik des Ferraris-Sensors und der eingesetzten Filterkombinationen bei hohen Frequenzen eine geringere Störsteifigkeit im Vergleich zum konventionellen Stromregler.

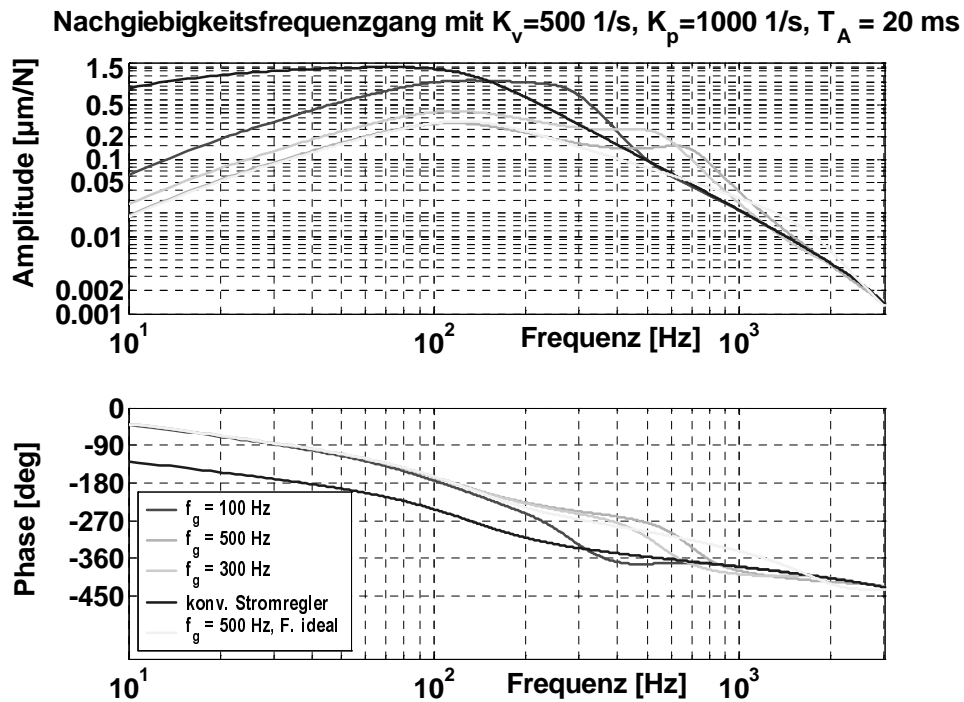


Abbildung 142: Nachgiebigkeitsfrequenzgang bei unterschiedlichen Grenzfrequenzen für die Filter

Eine Stabilitätsuntersuchung von Störsprüngen bei gleichen Parametern und unterschiedlichen Lastmassen zeigt, dass die Lastmasse einen großen Einfluss auf das Reglerverhalten hat (Abbildung 143). Insbesondere geringere Lastmassen ergeben eine schwach gedämpfte Schwingung. Dieses Verhalten zeigt sich ab einer Variation der Masse um über 20 Prozent.

Insgesamt stellt der Kaskadenregler mit unterlagertem, kombiniertem Strom- und Beschleunigungsregler eine für Direktantriebe geeignete Regelung dar. Zwar lässt sich damit die Bandbreite des Lagereglers und das Führungsverhalten nicht verbessern, jedoch kann die Störsteifigkeit deutlich erhöht werden. Für die Berechnung eines Stroms aus der gemessenen Beschleunigung ist ein Streckenbeobachter notwendig, und somit auch die Kenntnis des Frequenzgangs der Mechanik. Parameterschwankungen in diesem Beobachter, insbesondere durch Änderungen der Lastmasse führen zu einer weniger robusten Regelung. Für die Verwendung dieses Reglers ist es daher zum einen notwendig, den Streckenbeobachter korrekt auszulegen und zum anderen wichtig, die Hoch- und Tiefpassfilter-Kombination für die jeweilige Maschine geeignet einzustellen.

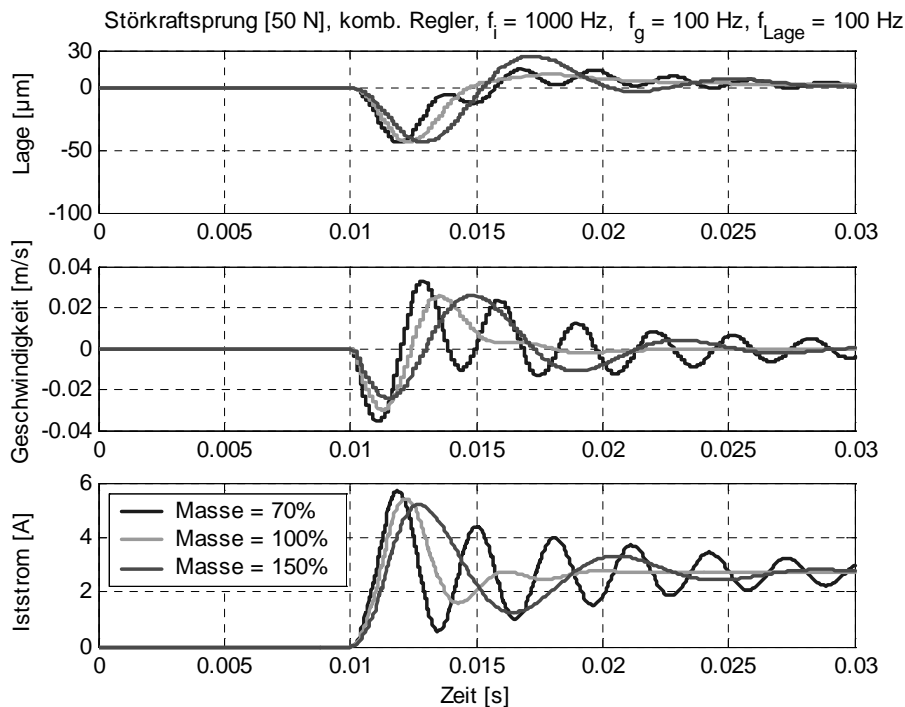


Abbildung 143: Reaktion auf einen Störkraftsprung bei unterschiedlichen Lastmassen

4.7 Inbetriebnahme und Test

Neben Versuchen an einer Linearmotor-Versuchsachse wurden Messungen an einem Torquemotor-Versuchsstand entsprechend Abbildung 106 von Siemens Linear Motor Systems vorgenommen. Die wesentlichen Ergebnisse sind im folgenden auszugsweise beschreiben. Im Hintergrund der Untersuchungen stand auch die Fragestellung, ob durch Einsatz von Ferraris-Sensoren die Regelgüte von der Art der Lagemeßsysteme entkoppelt werden kann.

Einerseits besitzen hochauflösende, optische Messsysteme anerkannt gute Regelungseigenschaften, gelten jedoch als weniger robust (vor allem offene Systeme) und sind relativ teuer (vor allem gekapselte bzw. hochpräzise Systeme). Andererseits sind nicht optischer Messsysteme / Sensoren robust gegen Verschmutzung, Schock und Vibration und relativ kostengünstig, haben jedoch eine sehr begrenzte Regelgüte (Gleichlauf, Bandbreite).

Dementsprechend war der Versuchsstand ausgerüstet mit

- einem Heidenhain-ERA-Messsystem = optisch, 18000 Striche. Daraus ergibt sich bei einem Durchmesser von 250 mm an der Messposition eine Lageauflösung von $40 \mu\text{m}$ pro Strich.
- einem AMOSIN – Messsystem = induktiv, 1024 Striche. Daraus ergibt sich bei einem Durchmesser von 326,3 mm an der Messposition eine Lageauflösung von 1 mm pro Strich.
- einem Ferraris-Sensor ACC⁹⁴ mit einer Auflösung von $12500^\circ/\text{s}^2 / \text{V}$ Daraus ergibt sich auf dem Furchmesser des AMO-Sensors eine Beschleunigungsauflösung von $34 \text{ m/s}^2 / \text{V}$ auf Umfang AMO) und einem Ferraris-Sensor ACC²².

Die Regelungstechnik wurde sowohl durch eine modifizierte Simodrive 611D-Baugruppe mit Analogeingang und Ausgleichsregler, als auch ein dSpace-Regelungssystem mit Simodrive 611U-Baugruppe entsprechend Abbildung 144 realisiert. Die hochaufgelöste Lage aus dem induktiven AMOSIN-Sensor wurde über einen zwischengeschalteten HÜBNER Sinus-Interpolator HEAG 16-fach ermittelt, so dass mit $1024 \times 16 = 16384$ Striche für den Regler eine ähnlich Auflösung wie beim optischen ERA-Meßsystem erreicht wurde.

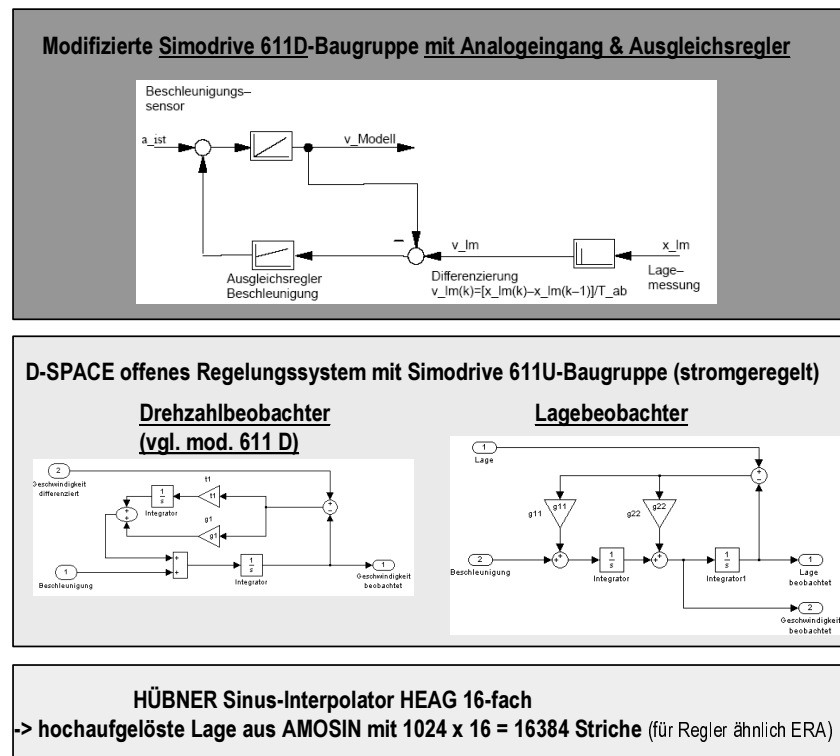


Abbildung 144: Verwendete Regelungstechnik beim Torquemotor-Versuchsstand

Mechanische Regelstrecke

Das mechanische System des Versuchsstands zeigt sich im Frequenzgang zwischen Drehmoment auf Torquemotorseite (Rückseite) und der Beschleunigung auf Sensorseite (Vorderseite) als ausgeprägtes 2-Massensystem mit einer Resonanzfrequenz bei 1418 Hz. Diese Resonanzstelle äußert sich als Torsionsschwingung zwischen Rotor und Messrädern bzw. Ferrarisscheiben) und ist in allen Wegmesssystemen, Ferraris-Sensoren und externen Beschleunigungssensoren sichtbar, so dass eine Filterung durch Bandsperre erforderlich ist.

In den Regelstrecken für den Drehzahlregler ist der dynamische Einfluss des verwendeten Beobachters im Übertragungsverhalten sichtbar: Während die aus Winkelmesssystem differenzierte Beschleunigung keine Phasenabsenkung bis 1kHz zeigt, weist der Ferraris-Sensor ACC 94 mit Drehzahlbeobachter eine deutliche Phasenabsenkung von etwa -25° bei 1 kHz auf, mit Lagebeobachter etwa -45° bei 1 kHz.

Drehzahlregelung

Den Messungen liegen die Verstärkungsfaktoren $K_P = 1700 \text{ 1/s}$ und $T_N = 15 \text{ ms}$ zugrunde.

Bei Drehzahlregelung auf den Drehzahlbeobachter ist sowohl mit dem hochauflösenden ERA-Messsystem, als auch mit dem induktiven AMOSIN-Messsystem kein allzu großer Nachteil der Phasenabsenkung bezüglich der Dämpfung des Drehzahlregelkreises im Führungsfrequenzgang zu erkennen. Die zum AMOSIN zwischengeschaltete Sinus-Interpolation des ebenso unkritisch für das Übertragungsverhalten.

Für Drehzahlregelkreise über 300 Hz Bandbreite sollte dem Phaseinfluss jedoch aus Dämpfungsaspekten bzw. Stabilitätsgründen Beachtung geschenkt werden.

In der Drehzahlsprungantwort ist die regelungsinterne Quantisierung sichtbar. Eine erwartungsgemäß starke Quantisierung im reglerinternen Drehzahlwert tritt auf, wenn die Lage aus dem AMOSIN-Messsystem mit 1024 Strichen zur Drehzahlregelung differenziert wird. Die 16-fache Zwischeninterpolation über den HEAG Sinus-Interpolator reduziert die Quantisierung bereits deutlich. Bei Drehzahlregelung auf das Ferrarissignal ist die mechanische Wellenresonanzfrequenz von 1418 Hz im beobachteten Drehzahlwert sichtbar.

Bei Regelung auf die differenzierte Drehzahl ist eine wesentlich stärkere Anregung der mechanischen Wellenresonanzfrequenz von 1418 Hz im beobachteten bzw. aus dem hochauflösenden Geber differenzierten Drehzahlwert sichtbar. In Abbildung 145 wird auf das AMOSIN-Messsystem mit 1024 Striche, Ferraris und das optische ERA-Messsystem dienen zur Diagnose. Neben der mechanische Wellenresonanzfrequenz von 1418 Hz ist die Geberfehlerfrequenz und Vielfache davon überlagert.

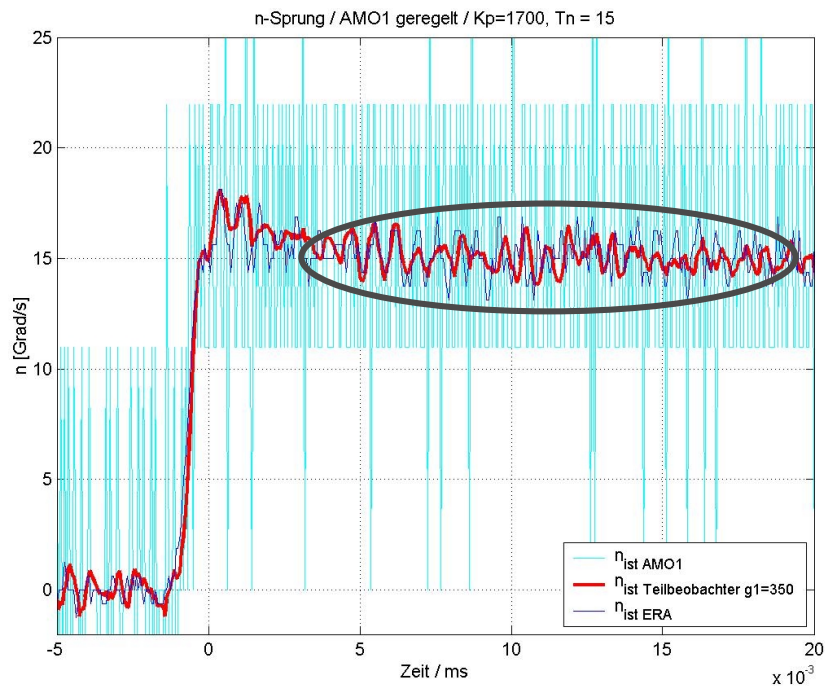


Abbildung 145: Anregung mechanischer Schwingungen bei starker Quantisierung

Bei Drehzahlregelung über das AMOSIN-Messsystem mit 1024 Strichen

Wegen der relativ starken Anbindung des Drehzahl-Beobachters an die Istposition werden die Geberfehler des induktiven AMOSIN-Messsystems nicht vollständig durch Regelung auf das Ferrarissignal eliminiert.

Die Geberfehler des hochauflösenden ERA-Messsystems werden jedoch trotz der relativ starken Anbindung des Drehzahl-Beobachters an die Istposition vollständig durch Regelung auf das Ferrarissignal eliminiert.

Lageregelung

Um den Genauigkeitsbezug der Winkelgrößen besser einordnen zu können, sind Referenzangaben für Rundtische in Fräsmaschinen heranzuziehen:

- Positioniergenauigkeit für Fräs-Bearbeitungszentren: $\pm 0.001^\circ \dots \pm 0.002^\circ$.
- Wiederholgenauigkeit Fräs-Bearbeitungszentren: $\pm 0.0003^\circ \dots \pm 0.001^\circ$.

Den Messungen liegen die Verstärkungsfaktoren $K_V = 620 \text{ 1/s} = 37 \text{ m/min mm}$, $K_P = 1700 \text{ 1/s}$ und $T_N = 15 \text{ ms}$ zugrunde.

Trotz Drehzahlregelung auf den Drehzahlbeobachter mit AMOSIN-Messsystem ist im Lageistwert der Lagesprungantwort nach wie vor die Quantisierung von gering aufgelösten Lagemesssystemen zu beachten.

Die Quantisierung der Istlage aus AMOSIN mit 1024 Strichen beträgt $360^\circ/(1024*1024) \sim 0.00035^\circ$ ($\sim 1 \mu\text{m}$ bei $D = 325 \text{ mm}$), mit zusätzlich Hübner Sinus-Interpolator 16-fach $360^\circ/(1024*16*1024) \sim 0.000021^\circ$. Es ist jedoch zu beachten, dass durch höhere Interpolationsraten zwar die Auflösung, nicht aber die Genauigkeit beliebig verbessert werden kann. Die Fehler sind sowohl langwellig aus der Massverkörperung, als auch kurzweilig innerhalb einer Strichteilung.

Die leichte Entdämpfung des Drehzahlreglers mit beobachteter Drehzahl und hochauflösendem ERA-Messsystem führt auch zu leichten Auswirkungen im Lageregelkreis. Leichte Amplituden- und Phasenunterschiede im Drehzahlregelkreis verändern den Amplituden- und Phasengang des Lageregelkreises im Regelbereich (150 Hz Bandbreite).

Bei Drehzahlregelung auf den Drehzahlbeobachter mit ERA-Messsystem ist insgesamt dennoch kein allzu großer Nachteil bezüglich der Dämpfung und Stabilität des Lageregelkreises im Führungsfrequenzgang zu erkennen. Für Lageregelkreise über 150 Hz Bandbreite sollte dem Phaseneinfluss jedoch aus Dämpfungsaspekten bzw. Stabilitätsgründen Beachtung geschenkt werden.

Die Lagesprungantwort ist vom Beobachter abhängig. Nach dem Abklingen der Einschwingvorgänge beträgt die Lageschwankung $\pm 0.0004^\circ$ bei sehr schwacher Anbindung des Beobachters. Zum Vergleich, bei Regelung auf differenziertes Lagesignal von ERA beträgt die Lageschwankung $\pm 0.0002^\circ$ ($\sim \pm 0.4 \mu\text{m}$ bei $D = 250\text{mm}$). Quantisierung der Istlage liegt bei $360^\circ/(18000*1024) = 0.00002^\circ$.

Um den Genauigkeitsbezug der Winkelgrößen besser einordnen zu können, sind Referenzangaben für Rundtische in Fräsmaschinen heranzuziehen:

Positioniergenauigkeit für Fräs-Bearbeitungszentren: $\pm 0.001^\circ \dots \pm 0.002^\circ$.
Wiederholgenauigkeit Fräs-Bearbeitungszentren: $\pm 0.0003^\circ \dots \pm 0.001^\circ$.

Störmomentaufschaltung

Ein abschließendes Beispiel zur Verdopplung der dynamischen Steifigkeit durch Störmomentaufschaltung („Beschleunigungsregelung“) aus dem Ferraris-Beschleunigungssignal zeigt Abbildung 146. Die Messungen wurden jeweils mit 20 Nm Störsprung durch Gewicht und $K_V = 600 \text{ 1/s} = 36 \text{ m/min mm}$, $K_P = 1700 \text{ 1/s}$, $T_N = 15 \text{ ms}$ durchgeführt.

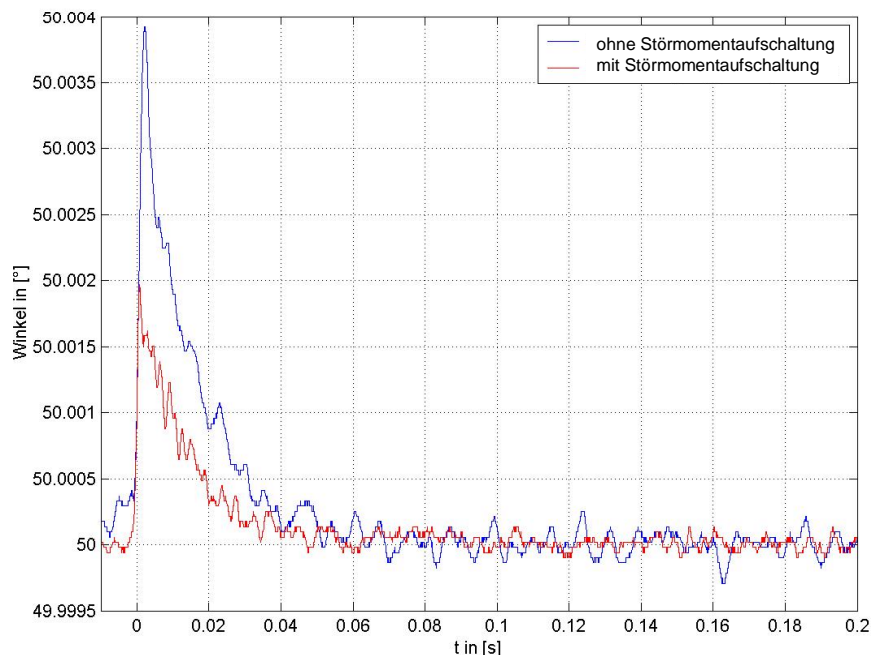


Abbildung 146: Verdoppelung der dynamischen Störsteifigkeit durch Störmomentenaufschaltung aus dem Ferraris-Beschleunigungssignal

4.8 Zusammenfassung und Ausblick

Die Verwendung eines Ferraris-Beschleunigungssignals für einen Geschwindigkeitsbeobachter kann vor allem bei niedrigauflösenden Messsystemen Vorteile bringen. Bei hochpräzisen Messsystemen dagegen sind oftmals keine Verbesserungen mit einem solchen Geschwindigkeitsbeobachter erreichbar.

Die Verwendung eines Beschleunigungssignals im Sinne einer Störkraftaufschaltung führt zu Verbesserungen im Störverhalten, wenn der Punkt der Störkrafteinleitung steif an den Messort der Beschleunigungsmessung angebunden ist. Allerdings braucht hierbei das Beschleunigungssignal nur für einen relativ niederfrequenten Bereich (bis etwa 300 Hz) zur Verfügung zu stehen, so dass dieses Beschleunigungssignal in vielen Fällen auch durch Differentiation aus der Lageinformation erzeugt werden kann, also nicht unbedingt ein Ferraris-Sensor benötigt wird. Insofern ist zu unterscheiden zwischen dem Ferraris-Sensor an

sich einerseits und andererseits den Regelungskonzepten, bei denen die Relativbeschleunigung mit ausgewertet wird.

Insgesamt ergibt sich der Eindruck, dass die Einbindung eines Ferraris-Sensors nur in einem beschränkten Teil der praxisrelevanten Anwendungen Vorteile gegenüber anderen bekannten Lösungen bringt. Solche Anwendungsfälle sind vorzugsweise dort gegeben, wo ein hochauflösendes optisches Messsystem auf Grund von Umwelteinflüssen (vor allem Verschmutzung) problematisch ist und deswegen beispielsweise ein induktives Messsystem wesentlich vorteilhafter ist. Ein wesentlicher Kostenvorteil ergibt sich dagegen durch die Kombination eines solchen Messsystems mit einem Ferraris-Sensor gegenüber einem hochauflösenden optischen System oftmals nicht.

Oversampling bringt vor allem bei mangelnder Interpolation der Spursignale und Rauschen auf den Spursignalen Vorteile. Daher bietet sich hier zunächst eine gute Schirmung der Gebersignalleitungen und die Verwendung von modernen hochauflösenden Analog-Digital-Wandlern wie in der neuen Siemens Antriebsgeneration SINAMICS als Alternative an.

Harmonische Verzerrungen auf den Spursignalen können nur bei einer Sonderform des Oversampling reduziert werden, bei der die Breite des Oversampling-Fensters an die Spursignalfrequenz angepasst wird. Diese Form des Oversamplings ist, abhängig von der Strichbreite des verwendeten Gebersystems, erst ab einer gewissen Mindestgeschwindigkeit vorteilhaft, da ansonsten die entstehenden Totzeiten zu groß werden.

Angesichts dieser Erkenntnisse bietet der vom Projektpartner Hübner angekündigte „Universalinterpolator“ eine interessante Alternative. Dieser Universalinterpolator erfasst die Lage mit Oversampling und die Relativbeschleunigung und verrechnet beide zu einem synthetisierten Lagegebersignal mit feinerer Periode als das ursprüngliche Signal. Mit diesem synthetisierten Signal kann dann ein konventioneller Antrieb betrieben werden. Ein solcher Universalinterpolator scheint damit evtl. eine wirtschaftlich sinnvollere Lösung zu sein, als die generelle softwaremäßige Ferraris-Unterstützung und die Implementierung des Oversamplings in das Antriebssystemen.

5 Zusammenfassung

Im Projekt *EffeNDi* wurde die verbesserte Systemintegration von Maschinenmechanik, Antrieben, Steuerung und Regelung sowie Signalverarbeitung und Sensorik verfolgt, um die bisher erzielbaren Geschwindigkeiten und Genauigkeiten von elektrischen Lineardirektantrieben im Gesamtsystem weiter und entscheidend zu verbessern. Die Ergebnisse gelten im übertragenen Sinne auch für Torquemotoren, so dass einige der vorliegenden Untersuchungen an Rundachsen vorgenommen wurden.

Aus den vier Teilprojekten „Impulsentkopplung“, „Achsübergreifende Regelung“, „Gekoppelte Simulation“ und „Signalverarbeitung, Strom- und Beschleunigungsregelung“ können die Ergebnisse wie folgt zusammengefasst werden.

Der Funktionsnachweis der **Impulsentkopplung** wurde im Projekt anhand von zwei Funktionsmustern erbracht. Hierzu wurde ein Versuchsstand mit linearen Direktantrieben entwickelt, konstruiert und gebaut. Der zweite Versuchsstand basiert auf einer Rundtischeinheit mit einem Torquemotor.

Es wurde nachgewiesen, dass mit der Dimensionierung des Entkoppelgliedes als Tiefpass eine gute Entkopplung der Struktur vom Antrieb realisiert wird. Eine steuerungstechnische Ruckbegrenzung bedingt durch die tragende Struktur kann mit der Entkopplung deutlich verringert werden.

Die Impulsentkopplung ist prinzipiell auch für höhere bewegte Massen, als dies in den bestehenden Anwendungen vor Beginn des Forschungsvorhabens der Fall war geeignet. Aufgrund der Ergebnisse ist zu erwarten, dass für die im Werkzeugmaschinenbau üblichen bewegten Massen aufgrund des höheren Verfahrensweges des impulsentkoppelten Reaktionsteils immer ein zusätzliches Meßsystem für die Erfassung der Relativbewegung notwendig sein wird.

Die Ergebnisse zeigen jedoch auch, dass eine sorgfältige Auslegung des mechatronischen Gesamtsystems unabdingbar ist. Die dynamischen Eigenschaften können bereits während der Konstruktionsphase durch die gekoppelte Simulation von Struktur und Antriebsregelung ermittelt werden.

Eine zu Beginn des Projekts angestrebte Baukastenlösung ist damit derzeit nicht realisierbar.

Zum Konzept der **Achsübergreifenden Regelung** wurden umfangreiche simulative und experimentelle Untersuchungen durchgeführt.

Steuerungsseitig wurde ein Feininterpolator implementiert und untersucht. Die Tests haben gezeigt, dass der verwendete Akima-Spline selbst bei sich stark verändernden Bahngradienten bei einer Grobinterpolationszeit kleiner als 6ms die programmierte Originalgeometrie mit guter Genauigkeit beschreibt.

Ein Demonstrator mit zwei Linearmotorachsen, der wahlweise als Gantry-Achse oder Scherenkinematik betrieben werden kann, wurde aufgebaut. An diesen Versuchsachsen wurde eine zunächst eine P-PI-Mehrgrößenregelung getestet. Schwerpunkt der Arbeiten bildete die erfolgreiche Realisierung einer adaptiven Regelung in Form des Generalisierten Prädiktivreglers GPC.

Nicht erreicht wurde die geplante Regelung bezüglich Messung am TCP. Es zeigte sich, dass die Messsignale teilweise nicht zuverlässig sind. Die Regelstrategie muß überarbeitet werden.

Ein Nachweis der Industrietauglichkeit der realisierten Regelungskonzepte steht noch aus.

Durch Einsatz der **gekoppelten Simulation von Maschinendynamik und Regelung** können deren Wechselwirkungen bereits frühzeitig berechnet werden. Eine gezielte Vorhersage, Identifikation und Auswertung der die Regelkreisbandbreite begrenzenden Maschinenschwingungen ermöglicht eine Schwachstellenanalyse, die Optimierungsmöglichkeiten aufzeigen kann oder durch die eine prinzipielle Nicht-Eignung des geplanten Maschinenkonzepts für hochdynamische Anwendungen festgestellt werden kann.

Das Berechnungsverfahren ist nicht auf direktangetriebene Werkzeugmaschinen beschränkt, sondern kann ebenso für konventionell angetriebene Maschinen bzw. im allgemeinen auf geregelte Anlagen angewandt werden.

Das Verfahren wurde in die Finite Elemente Software PERMAS implementiert. Unmittelbar nach Projektende wurden die neuen Berechnungsmodule zur Marktreife geführt, so dass sie dem Anwender als Software-Produkt zur Verfügung stehen.

Unabhängig der genannten Finite-Elemente Software wurden die Einflüsse von digitaler Regelung und Filterung in die gekoppelte Simulation eingeführt.

Im Teilprojekt **Signalverarbeitung, Strom- und Beschleunigungsregelung** wurden Relativ-Beschleunigungssensoren und deren Elektronik optimiert bzw. neu konzipiert, eine Signalverarbeitungselektronik zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung entwickelt und neue Algorithmen zur Stromregelung, unterlagerten Beschleunigungsregelung und zur aktiven Dämpfung des Antriebssystems auf Demonstrator-Hardware implementiert.

Die neu entwickelten Drehbeschleunigungssensoren ACC 74 und ACC 75, der Linearbeschleunigungssensor ACC 94 und der einseitig abtastende Sensor ACC 22 wurden hinsichtlich Übertragungsfaktor (Empfindlichkeit), Bremswirkung, Linearität in Abhängigkeit der Verfahrgeschwindigkeit und Bandbreite (Frequenzgang) deutlich verbessert. Mit entsprechenden Wirbelstrommaterialien sind je nach Sensortyp nun Bandbreiten bis über 4 kHz möglich. Drei Sensorverstärker wurden entwickelt, die sich zur rauscharmen Verstärkung der vergleichsweise kleinen Spannungen, die Ferraris-Sensoren aktiv liefern, bestens eignen.

Eine Hardware für das Auswertemodul zur hochgenauen Erfassung von Lage und Beschleunigung wurde testweise in ein kompaktes, störunempfindliches Steckergehäuse integriert, das beispielsweise direkt auf den Geber-Anschluss von Siemens-Servomotoren aufgesteckt werden kann. Das Auswertemodul kann dann über eine DRIVE-CLiQ-Leitung mit einer Regelungsbaugruppe, die das von Siemens spezifizierte DRIVE-CLiQ-Protokoll unterstützt, verbunden werden. In der am Markt erhältlichen Version des Auswertemoduls sind Oversampling und Ferraris-Sensor-Auswertung, wie im Projekt realisiert, jedoch bis jetzt nicht implementiert.

Die Schnelle Stromregelung stellt eine Dynamikverbesserung für Direktantriebe dar. Der Einsatz der hier vorgestellten Antriebsreglerplattform erwies sich aber als relativ aufwendig. Um dieses System als eigenständige und vollwertige Antriebsreglerplattform nutzen zu können, bedarf es eines umfassendes Konzeptes, wie die Software auf dieser Plattform

strukturiert werden muss, sowie einer Softwarebibliothek, bestehend aus verschiedenen Grundfunktionen, aus denen ein Gesamtsystem zusammengefügt werden kann.

Die Verwendung eines Ferraris-Beschleunigungssignals für einen Geschwindigkeitsbeobachter kann vor allem bei niedrigauflösenden Messsystemen Vorteile bringen. Bei hochpräzisen Messsystemen dagegen sind oftmals keine Verbesserung mit einem solchen Geschwindigkeitsbeobachter erreichbar.

Die Verwendung eines Beschleunigungssignals im Sinne einer Störkraftaufschaltung führt zu Verbesserungen im Störverhalten, wenn der Punkt der Störkrafteinleitung steif an den Messort der Beschleunigungsmessung angebunden ist.

Es soll nochmals herausgestellt werden, dass an den verschiedenen untersuchten Achsen – sowohl Linear- als auch einer Rundachse - mindestens eine Verdoppelung der Störsteifigkeit auch bei bereits hohem K_V erreicht werden konnte.

Allerdings braucht hierbei das Beschleunigungssignal nur für einen relativ niederfrequenten Bereich (bis etwa 300 Hz) zur Verfügung zu stehen, so dass dieses Beschleunigungssignal in vielen Fällen auch durch Differentiation aus der Lageinformation erzeugt werden kann, also nicht unbedingt ein Ferraris-Sensor benötigt wird.

Aus den Ergebnissen des Projekt *EffeNDi* steht damit insgesamt eine Auswahl von verschiedenen Lösungen zur teilweise deutlichen Verbesserung der Geschwindigkeit in Verbindung mit Genauigkeit direktantriebener Linear- oder Rundachsen bereit. Ein „Quantensprung“ der Direktantriebstechnik wurde jedoch nicht erzielt. Der Projektverlauf zeigt deutlich, dass Maschinenkonzepte, mechanische Struktur, Steuerung, Regelung und Sensorik und Sonderlösungen, wie etwa die untersuchte Impulskopplung, als mechatronisches Gesamtsystem zu verstehen sind. Nur durch diese Betrachtungen können optimale Lösungen zur Erreichung gesteckter Bearbeitungsziele erreicht werden.

Für diese Sichtweise direktantriebener Maschinen und die damit verbundenen Verbesserungen hat das Projekt *EffeNDi* nach Auffassung aller Projektpartner einen wesentlichen Beitrag geleistet.

Veröffentlichungen

N.N.: Kleine Unternehmen entwickeln innovative Schlüsselkomponenten für Produktionsanlagen. BMBF Pressemitteilung Nr. 108 / 2001

Berkemer, J.; Knorr, M.: Auslegungsmethoden für Maschinen mit Linearantrieben – gesamtheitliche Betrachtung der Maschinenmechanik und der Antriebseinheiten. Im Seminar: Fortschritte in der Regelungs- und Antriebstechnik. Stuttgart: FISW GmbH, 26.-27.10.2001

Hiller, B.: Ferraris-Sensor – Was steckt dahinter. Im Seminar: Fortschritte in der Regelungs- und Antriebstechnik. Stuttgart: FISW GmbH, 26.-27.10.2001

Berkemer, J.: Verbundprojekt *EffeNDi* – Verbesserte Systemintegration von Direktantrieben. konstruktion+engineering 01/02 2002. Landsberg: Verlag Moderne Industrie 2002

Berkemer, J.; Böhler, H.; Koch, Th.; Willuweit, G.: Effektive Nutzung des Leistungspotenzials von Direktantrieben durch verbesserte Systemintegration. Im Tagungsband Karlsruher Arbeitsgespräche 2002, Forschung für die Produktion von morgen (FZKA-PFT 210). Karlsruhe: Forschungszentrum Karlsruhe GmbH 2002

Berkemer, J.: Integrated Simulation of Machine Dynamics with Active Control. In: Finite Elements in Engineering Applications, Proceedings of the Sixth Permas User's Conference, Heidelberg, Germany, 11-12 April 2002. Intes Publication No. 814. Stuttgart: Intes Ingenieurgesellschaft für technische Software mbH, 2002

Berkemer, J.; Knorr, M.: Gekoppelte Simulation von Maschinendynamik und Antriebsregelung bei linearangetriebenen Werkzeugmaschinen. wt Werkstattstechnik online, Jahrgang 92 (2002) H.5, S. 226 – 235. Düsseldorf: Springer-VDI-Verlag 2002

Berkemer, J.; Knorr, M.: Simulation von Maschinen- und Antriebsdynamik während der Konstruktion von Werkzeugmaschinen. A&D Kompendium 2003, S. 217-220. Publish-Industry Verlag, München 2002

Berkemer, J.: Gekoppelte Simulation von Maschinendynamik und Antriebsregelung unter Verwendung linearer Finite Elemente Modelle. Dissertation Universität Stuttgart, 2003.

Winkler, H.-H.; Prust, D.; Maier, W.; Kirchberger, R.; Kramer, Ch.; Rogers, G.; Wurst, K.-H.; Lehner, W.-D.; Altenburger, R.; Berkemer, J.; Eppler, C.: Konzeptionen für hochdynamische Maschinen. In: FTK'2003 Fertigungstechnisches Kolloquium, S. 89-138, Stuttgart: Gesellschaft für Fertigungstechnik Stuttgart, 2003

Pritschow, G.; Berkemer, J.; Bürger, T.; Croon, N.; Korajda, B.; Röck, S.: Die simulierte Werkzeugmaschine. In: FTK'2003 Fertigungstechnisches Kolloquium, S. 219-244, Stuttgart: Gesellschaft für Fertigungstechnik Stuttgart, 2003

Berkemer, J.: Simulation direkt angetriebener Maschinen. Vortrag zum Infotag „Potentiale für den Maschinenbau durch innovative mechatronische Konzepte“ der Siemens Niederlassung Stuttgart, 04.12.2003

Helfrich, R.: FEM-Analyse von Werkzeugmaschinen mit Regelelementen. Kurzvortrag, Karlsruher Arbeitsgespräche Produktionsforschung, 11. – 12. März 2004, Karlsruhe 2004

Berkemer, J.: Effektive Nutzung des Leistungspotenzials von Direktantrieben. Fachtagung „Schlüsselkomponenten für die Produktionsmaschinen von morgen“ am 27. April 2004 – METAV München. PFT, VDW, VDMA, München, 2004

Berkemer, J.; Altenburger, R.; Koch, T.; Lehner, W.-D.: Effektive Nutzung des Leistungspotenzials von Direktantrieben. wt Werkstattstechnik online, Jahrgang 94 (2004) H.5, Düsseldorf: Springer-VDI-Verlag 2004

Berkemer, J.: Coupled simulation of machine dynamics and active control. In: Finite Elements in Engineering Applications, Proceedings of the Seventh Permas User's Conference, Stuttgart, Germany, 22-23 April 2004. Intes Publication No. 815. Stuttgart: Intes Ingenieurgesellschaft für technische Software mbH, 2004

Kirchgäßner, B.; Helfrich, R.: Structural Dynamics with Control in PERMAS. NAFEMS-Seminar “Mechatronics in Structural Analysis, 5th – 6th May 2004, Wiesbaden, Germany, 2004

Berkemer, J.; Kirchgäßner, B.: Coupled Simulation of Machine Dynamics and Feedforward Control – Method and Application. NAFEMS-Seminar “Mechatronics in Structural Analysis, 5th – 6th May 2004, Wiesbaden, Germany, 2004