



TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

Lehrstuhl für Regelungstechnik

# Energieeffiziente aktive Dämpfung von Torsionsschwingungen im KFZ-Antriebsstrang

Joachim Pfleghaar

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Maschinenwesen der  
Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Karsten Stahl  
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann  
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Heinz Ulbrich (i.R.)

Die Dissertation wurde am 30.04.2014 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Maschinenwesen am 24.09.2014 angenommen.



*Für meine lieben Eltern*



## **KURZFASSUNG**

In dieser Arbeit wird ein neuer aktiv geregelter Torsionsdämpfer zur Minderung der Drehungleichförmigkeit von Verbrennungsmotoren beschrieben. Dieser Dämpfer erreicht durch die Regelung mit einer adaptiven Störgrößenaufschaltung eine hohe Wirksamkeit und durch eine neue Aktorplatzierung zudem eine hohe Energieeffizienz. Die Effektivität und Energieeffizienz des neuen Dämpfers werden zunächst theoretisch begründet und anschließend mit Hilfe eines Versuchsträgers am Prüfstand nachgewiesen.

## **ABSTRACT**

This thesis describes a new actively controlled torsional damper, developed to reduce oscillations caused by the nonuniform torque of internal combustion engines. With the use of an adaptive feedforward control scheme this damper achieves a high effectiveness. At the same time it is very energy-efficient due to a new way of placing the actuator. The effectiveness and efficiency of the new damper are motivated theoretically and they are verified by test rig results obtained with a test carrier.



## DANKSAGUNGEN

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Mitarbeit in einem Kooperationsprojekt der BMW Forschung und Technik GmbH sowie der Lehrstühle für Maschinenelemente, für Angewandte Mechanik und für Regelungstechnik der Technischen Universität München.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann, Leiter des Lehrstuhls für Regelungstechnik, für die Möglichkeit in einem spannenden Themengebiet promovieren zu können. Vielen Dank für Ihre Unterstützung und das Vertrauen, welches Sie mir während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an ihrem Lehrstuhl entgegen gebracht haben.

Des Weiteren möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Heinz Ulbrich (i.R.), ehemaliger Leiter des Lehrstuhls für Angewandte Mechanik, für das Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Zweitgutachtens herzlichst bedanken. Zudem bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Karsten Stahl, Leiter des Lehrstuhls für Maschinenelemente, für den Vorsitz meines Prüfungskomitees.

Ein weiterer besonderer Dank gebührt der BMW Forschung und Technik GmbH, die durch ihre Finanzierung das Forschungsprojekt überhaupt ermöglicht hat. In diesem Zusammenhang möchte ich mich auch bei den beiden Projektleitern Dr. Patrick Kuhl und Dr. Robert Huber, die durch ihr Engagement wesentlich zum erfolgreichen Projektabschluss beigetragen haben, auf das Herzlichste bedanken.

Ebenfalls in besonderer Weise danke ich den Kollegen Georg Meingaßner, Johannes Mayet und Christian Mair, die seitens der Technischen Universität München am Projekt beteiligt waren. Es war mir eine Freude mit solch talentierten und inspirierenden Menschen ein gemeinsames Ziel zu verfolgen.

Mein Dank gilt zudem weiteren Mitarbeitern des Lehrstuhls für Maschinenelemente. Bei Dr. Hermann Pflaum bedanke ich mich für seine zahlreichen Ratschläge bei konstruktiven Fragestellungen. Zudem danke ich Ralf Kiepfer und Karl Maier, die durch ihre tatkräftige und kompetente Unterstützung u.a. sehr zum erfolgreichen Aufbau eines Prüfstands beigetragen haben.

Des Weiteren bedanke ich mich bei der Firma Hans Götz Engineering, namentlich bei Hans Götz, Stefan Goldammer und Manuel Valier, für die stets zuverlässige Zusammenarbeit und die kreativen Lösungsansätze, die zum Aufbau des in dieser Arbeit untersuchten Versuchsträgers führten.

Natürlich möchte ich mich auch bei all meinen Studenten bedanken, die im Rahmen einer Studienarbeit oder einer Hilfstätigkeit sicher auch einen großen Beitrag zum Gelingen dieser Arbeit geleistet haben. Namentlich sind dies Kristin Bussmann, Thomas Lieb, Florian Pichler, Tobias Petersen und Shakib Hassan. Weiterhin danke ich allen Kollegen und Freunden die mich durch die Durchsicht des Manuskripts unterstützt haben.

Allen meinen Kollegen vom Lehrstuhl für Regelungstechnik danke ich ebenfalls von ganzem Herzen. Ich habe es vom ersten Tag an als großes Glück empfunden, mit solch freundlichen, hilfsbereiten und facettenreichen Menschen meinen Arbeitsalltag teilen zu dürfen. Danke für die vielen tiefgehenden Gespräche und die heiteren Momente mit der bösen Sieben. Es ist schön Euch alle kennengelernt zu haben und ich würde mir wünschen, dass wir uns auch in Zukunft nicht aus den Augen verlieren.

Ein großer Dank gilt abschließend meiner Familie. Meinen Eltern, Rita und Josef Pflöghaar, bin ich sehr dankbar, dass sie meine Ausbildung bis zu diesem Punkt unterstützt haben. Ich danke Euch für Euer Vertrauen und dafür, dass Ihr immer für mich da wart. Schließlich möchte ich mich aus tiefstem Herzen bei meiner größten Unterstützerin, meiner lieben Ehefrau Moni, bedanken. Durch Dich werden die schwierigen Momente einfach und es erfüllt mich mit Glück gemeinsam mit Dir zu wachsen.

München, 27. April 2014

# INHALTSVERZEICHNIS

<b>Notation und Abkürzungen</b>	<b>v</b>
<b>Kapitel 1: Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Problemstellung und Motivation . . . . .	2
1.1.1 Steigende Anforderungen an Verbrauch und CO <sub>2</sub> -Emissionen . .	3
1.1.2 Emissionssenkung durch Downsizing und Downspeeding . . . . .	5
1.1.3 Negative Folgen von Downsizing und Downspeeding . . . . .	8
1.1.4 Existierende Lösungsansätze . . . . .	14
1.2 Beitrag der Arbeit . . . . .	17
1.3 Aufbau der Arbeit . . . . .	18
<b>Kapitel 2: Das eZMS – ein neuer, hoch effizienter aktiver Torsionsdämpfer</b>	<b>21</b>
2.1 Ein neues aktives Dämpferkonzept . . . . .	22
2.1.1 Verlustquellen eines verallgemeinerten aktiven Torsionsdämpfers	22
2.1.2 Das eZMS: Ein sehr energieeffizienter Torsionsdämpfer . . . . .	28
2.1.2.1 Aufbau des eZMS . . . . .	28
2.1.2.2 Funktionsweise des eZMS . . . . .	29
2.1.2.3 Energieeffizienz des eZMS . . . . .	30
2.1.3 Vergleich des eZMS mit alternativen Aktorplatzierungen . . . . .	32
2.1.3.1 Zwei existierende Aktorplatzierungen . . . . .	33
2.1.3.2 Annahmen und Randbedingungen des Vergleichs . . . . .	35
2.1.3.3 Ergebnisse des Vergleichs . . . . .	38
2.2 Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers . . . . .	46
2.2.1 Zielsetzung . . . . .	46

2.2.2	Konzeptioneller Aufbau . . . . .	47
2.2.3	Auswahl und Abstimmung der Hauptkomponenten . . . . .	49
2.2.4	Aufbau des realisierten Versuchsträgers . . . . .	54
2.2.5	Versorgung und Ansteuerung des Versuchsträgers . . . . .	58
<b>Kapitel 3:</b>	<b>Prüfstand</b>	<b>63</b>
3.1	Aufbau des Prüfstands . . . . .	64
3.2	Prüfstandssteuerung und Messdatenerfassung . . . . .	65
<b>Kapitel 4:</b>	<b>Modellbildung und Identifikation</b>	<b>69</b>
4.1	Modellierung des Antriebsstrangs . . . . .	70
4.2	Modellierung der Lastmaschine und des Drehzahlreglers . . . . .	75
4.3	Modellierung des Verbrennungsmotors . . . . .	78
4.4	Modellierung des eZMS-Aktors . . . . .	82
4.4.1	Modellgleichungen einer mit Vektorregelung betriebenen permanent-erregten Synchronmaschine . . . . .	83
4.4.2	Umsetzung der Vektorregelung durch die Leistungselektronik des eZMS-Aktors . . . . .	85
4.4.3	Resultierendes Modell des eZMS-Aktors und der Leistungselektronik . . . . .	88
4.5	Identifikation der Steifigkeit und Dämpfung des eZMS-Versuchsträgers .	90
4.5.1	Zustandsschätzung mit erweitertem Kalman-Filter (EKF) . . . . .	90
4.5.2	Parameteridentifikation mit erweitertem Kalman-Filter . . . . .	92
4.5.3	Entwurf eines EKF zur Identifikation der Steifigkeit $c_1$ und der Dämpfung $d_1$ . . . . .	93
4.5.4	Ergebnisse der EKF-basierten Parameteridentifikation . . . . .	98
4.6	Validierung des Prüfstandgesamtmodells . . . . .	102

<b>Kapitel 5:</b>	<b>Regelung des eZMS-Versuchsträgers</b>	<b>111</b>
5.1	Einordnung der Problemstellung . . . . .	111
5.2	Formulierung der Ziele des Reglerentwurfs . . . . .	114
5.3	Existierende Regelungsansätze . . . . .	115
5.3.1	Regelung nach dem Inneres-Modell-Prinzip . . . . .	116
5.3.1.1	Inneres-Modell-Prinzip . . . . .	116
5.3.1.2	Zustandsregelung mit Störbeobachter . . . . .	120
5.3.1.3	Störgrößenbeobachter zur Kompensation periodischer Störungen . . . . .	122
5.3.2	Adaptive Steuerungsansätze . . . . .	126
5.3.2.1	Adaptive Störgrößenaufschaltung mit Messung der Stö- rung . . . . .	126
5.3.2.2	Adaptive Störgrößenaufschaltung ohne Messung der Stö- rung . . . . .	129
5.4	Entwurf und Auslegung des eZMS-Reglers . . . . .	137
5.4.1	Entwurf einer adaptiven Störgrößenaufschaltung . . . . .	137
5.4.2	Auslegung der adaptiven Störgrößenaufschaltung . . . . .	142
5.4.2.1	Approximative Systembeschreibung . . . . .	142
5.4.2.2	Auslegung der Adaptionverstärkungen anhand der ap- proximierten Systembeschreibung . . . . .	146
<b>Kapitel 6:</b>	<b>Experimenteller Funktionsnachweis</b>	<b>153</b>
6.1	Rahmenbedingungen der Versuche . . . . .	153
6.2	Experimenteller Wirknachweis . . . . .	155
6.2.1	Diskussion einzelner Arbeitspunkte . . . . .	155
6.2.2	Gesamtheitliche Auswertung . . . . .	166
6.3	Experimentell ermittelte Verlustleistung . . . . .	169
6.4	Fazit . . . . .	170

<b>Kapitel 7:</b>	<b>Weiterentwicklung des eZMS für den Einsatz im Fahrzeug</b>	<b>171</b>
<b>Kapitel 8:</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>175</b>
<b>Anhang A:</b>	<b>Vereinfachtes Antriebsstrangmodell</b>	<b>179</b>
A.1	Modellgleichungen des vereinfachten Antriebsstrangs . . . . .	179
A.2	Parametrierung des Modells aus Abb. 1.3 . . . . .	180
A.3	Eingangsvektor $\mathbf{b}_E$ und Aktordrehzahl $\omega_E$ . . . . .	180
<b>Anhang B:</b>	<b>Sinus- vs. Blockkommutierung</b>	<b>182</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>		<b>193</b>

## NOTATION UND ABKÜRZUNGEN

Matrizen werden in dieser Arbeit fett und in Großbuchstaben dargestellt, Vektoren ebenfalls fett, jedoch in Kleinbuchstaben:

Matrix  $\rightarrow \mathbf{X}$ ,    Vektor  $\rightarrow \mathbf{x}$

Ein Punkt über einer Größe kennzeichnet die zeitliche Ableitung der Größe, zwei Punkte entsprechend die zweite zeitliche Ableitung:

$$\dot{x} := \frac{dx}{dt}, \quad \ddot{x} := \frac{d^2x}{dt^2}$$

Im Folgenden sind wichtige in der Arbeit verwendete Symbole und Abkürzungen aufgelistet.

### Drehzahlen:

$\omega_{KW}$	Drehzahl der Kurbelwelle in [rad/s]
$N_{KW}$	Drehzahl der Kurbelwelle in [U/min]
$\bar{N}_{KW}$	Mittlere Drehzahl der Kurbelwelle in [U/min]
$\omega_E$	Aktordrehzahl in [rad/s]
$\omega_{soll}$	Solldrehzahl in [rad/s]

### Drehmomente:

$M_V$	Moment des Verbrennungsmotors in [Nm]
$\bar{M}$	Mittleres Moment des Verbrennungsmotors in [Nm]
$\widetilde{M}$	Momentenschwankung des Verbrennungsmotors in [Nm]
$\hat{M}$	Amplitude der Momentenschwankung des Verbrennungsmotors in [Nm]
$M_L$	Lastmoment in [Nm]
$M_E$	Stellmoment des Aktors in [Nm]
$M_p$	Schnittmoment auf Primärseite des Torsionsdämpfers in [Nm]
$M_s$	Schnittmoment auf Sekundärseite des Torsionsdämpfers in [Nm]

### Übersetzungen:

$i_g$	Getriebeübersetzung [-]
$i_d$	Differentialübersetzung [-]

### Leistungen:

$P_{an}$	Antriebsleistung in [W]
$P_{ab}$	Abtriebsleistung in [W]
$P_S$	Leistungsfluss zwischen Energiespeicher und Aktor in [W]
$P_E$	elektro-mechanisch gewandelte Leistung in [W]
$P_\Omega$	Ohm'sche Verluste in [W]
$P_{RV}$	Rekuperationsverluste in [W]
$\bar{P}_V$	Mittlere Verlustleistung in [W]

### Ströme:

$I_q$	q-Strom bzw. momentenerzeugender Strom in [A]
$I_d$	d-Strom bzw. flusserzeugender Strom in [A]

### Regelung:

$g_i$	Adaptionsverstärkung $i$ [-]
$\theta_i$	zu adaptierender Reglerparameter $i$ [-]

### weitere Größen:

$\delta_{gps}$	Gaspedalstellung in [%]
$f_Z$	Zündfrequenz in [Hz]
$i_T$	Anzahl der Arbeitsspiele je Kurbelwellenumdrehung [-]
$n_z$	Zylinderanzahl [-]
$\eta_{rek}$	Rekuperationswirkungsgrad [-]
$K_T$	Momentenkonstante [Nm/A]

## Abkürzungen:

ASGA	adaptive Störgrößenaufschaltung
DGL	Differentialgleichung
DMS	Dehnmessstreifen
DU	Drehungleichförmigkeit
EKF	erweitertes Kalman-Filter
eZMS	Elektro-Zweimassenschwungrad
FEGM	fremderregter Gleichstrommotor
HMO	Hauptmotorordnung
IMP	Inneres-Model-Prinzip
KSG	Kurbelwellen-Starter-Generator
LPV	linear-parametervariant
LZI	linear-zeitinvariant
LZV	linear-zeitvariant
MIMO	Multi-Input-Multi-Output
MO	Motorordnung
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PMSM	permanenterregte Synchronmaschine
SISO	Single-Input-Single-Output
ZMS	Zweimassenschwungrad



# Kapitel 1

## Einleitung

Bedingt durch den schwankenden Zylinderdruck und die oszillierenden Trägheitskräfte von Pleuel und Kolben erzeugen Verbrennungsmotoren kein konstantes, sondern ein stark schwankendes Drehmoment (vgl. Abb. 1.1). Diese Momentenschwankung und die dadurch verursachte Schwankung der Kurbelwellendrehzahl werden allgemein als **Drehungleichförmigkeit** (DU) bezeichnet.

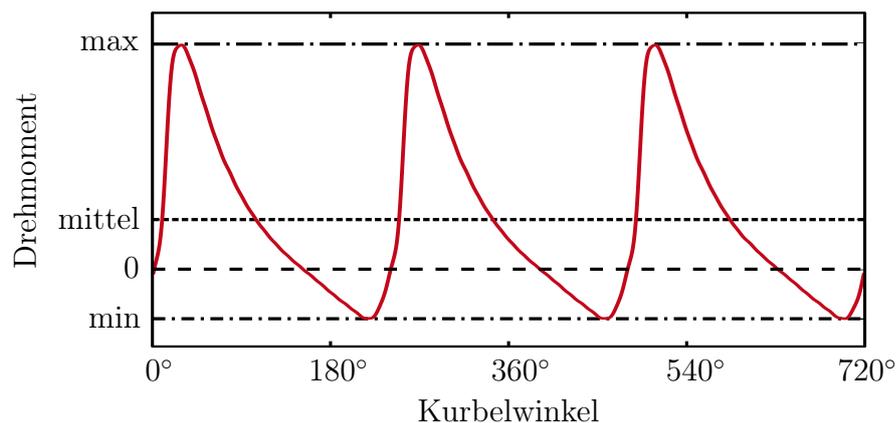


Abbildung 1.1: Typischer Verlauf des auf die Kurbelwelle wirkenden Drehmoments eines Verbrennungsmotors mit drei Zylindern.

Die DU eines Verbrennungsmotors kann zur Anregung von Torsionsschwingungen im nachgeschalteten Antriebsstrang führen. Diese Schwingungen sind i.A. unerwünscht, da sie eine Reihe von Problemen mit sich bringen: Durch die Anregung von **Getrieberasseln** und **Karosseriedröhnen** können solche Schwingungen zu erheblichen Einbußen im Fahrkomfort führen [2]. Zudem können sie Festigkeits- und Lebensdauerprobleme bei verschiedenen Antriebsstrangkomponenten verursachen. Aus diesen und weiteren Gründen müssen Maßnahmen zur Minderung der Drehungleichförmigkeit in Form von Torsionsdämpfern in den Antriebsstrang integriert werden. Einen sehr verbreiteten Torsionsdämpfer stellt das Zweimassenschwungrad (ZMS) dar. Dieses Sys-

tem bringt eine zusätzliche Elastizität in den Antriebsstrang ein, wodurch die DU-bedingten Drehzahlschwankungen der Kurbelwelle vom restlichen Antriebsstrang entkoppelt werden. Bei konventionellen Verbrennungsmotoren kann dadurch die DU in ausreichender Form gemindert werden. Durch aktuelle Trends im Motorenbau stößt das ZMS jedoch an seine Grenzen.

Immer weiter steigende Anforderungen an Verbrauch und Emissionen zwingen die Automobilindustrie zur stetigen Optimierung ihrer Antriebssysteme. Neben der Entwicklung alternativer Antriebskonzepte (Hybridisierung, Elektrifizierung) setzt die Automobilindustrie jedoch auch weiterhin auf den bewährten Verbrennungsmotor. Hinter den Begriffen **Downsizing** und **Downspeeding** verbergen sich aktuelle Maßnahmen, mit denen die Effizienz von Verbrennungsmotoren weiter gesteigert wird. Gleichzeitig wird durch diese Maßnahmen der CO<sub>2</sub>-Ausstoß minimiert. Neben diesen Vorteilen bringen Downsizing und Downspeeding allerdings auch Nachteile mit sich. Ein negativer Nebeneffekt dieser Maßnahmen ist, dass sie zu einem deutlichen Anstieg der DU führen, wodurch die Anforderungen an die Torsionsdämpfung drastisch ansteigen. Trotz seiner bereits recht guten Dämpfungseigenschaften reicht das ZMS nicht mehr aus, um die erhöhte DU solch moderner Verbrennungsmotoren zu dämpfen [22]. Um die Potentiale von Downsizing und Downspeeding ausschöpfen zu können, sind daher noch leistungsfähigere Torsionsdämpfer erforderlich. Die Entwicklung eines solchen, neuen Torsionsdämpfers ist das Thema dieser Arbeit.

Der verbleibende Teil der Einleitung ist wie folgt aufgebaut: In Abschnitt 1.1 werden zunächst die Problemstellung und die Motivation dieser Arbeit näher beleuchtet. Danach wird in Abschnitt 1.2 der Beitrag der Arbeit zusammengefasst. Schließlich gibt Abschnitt 1.3 einen Überblick über den Aufbau der Arbeit.

## 1.1 Problemstellung und Motivation

In den folgenden Abschnitten wird verdeutlicht, wodurch die Problemstellung dieser Arbeit entsteht und welcher Handlungsbedarf sich daraus ableitet. Zunächst wird in 1.1.1 kurz auf die gesetzlichen Rahmenbedingungen eingegangen, durch welche verbrauchssenkende Maßnahmen, wie Downsizing und Downspeeding, zwingend notwendig sind. Anschließend werden in 1.1.2 die Prinzipien Downsizing und Downspeeding vorgestellt. Es wird erläutert, durch welche Mechanismen diese Maßnahmen die Effizienz eines Verbrennungsmotors steigern. In 1.1.3 wird dann erläutert, warum durch Downsizing und Downspeeding die Anforderungen an die Torsionsschwingungsdämpfung steigen. Daraus wird schließlich der Handlungsbedarf abgeleitet, der die Motivation für diese Arbeit darstellt.

### 1.1.1 Steigende Anforderungen an Verbrauch und CO<sub>2</sub>-Emissionen

**Aktuelle Situation** Im Rahmen eines Gesamtkonzepts der Europäischen Union (EU) zur Verringerung der CO<sub>2</sub>-Emissionen schlug die Europäische Kommission bereits im Jahr 2007 vor, die EU solle sich fest verpflichten, die Treibhausgasemissionen bis 2020 um mindestens 20% (gegenüber dem Stand von 1990) zu senken [10]. Da der Straßenverkehr wesentlich zu den Treibhausgasemissionen beiträgt, erließen Europäisches Parlament und Rat im Jahr 2009 die Verordnung [10] zur Festsetzungen von CO<sub>2</sub>-Emissionsnormen für innerhalb der EU neu zugelassene Personenkraftwagen (PKW). In dieser Verordnung wird ein CO<sub>2</sub>-Emissionsdurchschnitt neuer PKW von maximal 130 g/km festgelegt. Um die Vielfalt des Automarkts und seine Fähigkeit, unterschiedlichen Wünschen der Verbraucher gerecht zu werden, nicht einzuschränken, entschied die EU die CO<sub>2</sub>-Ziele jedoch nicht für jeden PKW gleich, sondern abhängig vom jeweiligen Nutzwert festzusetzen. Als geeigneter Parameter zur Beschreibung des Nutzwerts wurde die Fahrzeugmasse bestimmt, da diese in einer Korrelation zu den Emissionen steht und somit zu realistischeren und wettbewerbsneutralen Zielvorgaben führen sollte. Die zugelassenen spezifischen CO<sub>2</sub>-Emissionen für ein konkretes Fahrzeug wurden daher, unter Berücksichtigung der Masse des jeweiligen Fahrzeugs, gemäß folgender Formel definiert:

$$\text{Zugelassene spez. CO}_2\text{-Emissionen} = 130 \frac{\text{g}}{\text{km}} + a(m - m_o) \quad (1.1)$$

Dabei ist  $m$  die in Kilogramm angegebene Masse des betrachteten Fahrzeugs,  $m_o = 1372$  kg ein Referenzwert der den Durchschnitt der in der EU zugelassenen Fahrzeuge darstellen soll<sup>1</sup> und  $a = 0,0457 \frac{\text{g}}{\text{km}\cdot\text{kg}}$  ein von der EU festgelegter Skalierungsfaktor. Diese Regel erlaubt somit schwereren Fahrzeugen einen größeren CO<sub>2</sub>-Ausstoß als leichteren, wobei der Bezug auf die Fahrzeugdurchschnittsmasse  $m_o$  sicherstellen soll, dass im europaweiten Durchschnitt der Grenzwert von 130 g/km eingehalten wird. Hinzu kommt, dass nur der Flottendurchschnitt eines Herstellers bewertet wird. Auf diese Weise wird es Herstellern weiterhin ermöglicht, Fahrzeugmodelle zu produzieren, welche den geforderten Grenzwert nicht erreichen. Die Hersteller müssen lediglich sicherstellen, dass im Durchschnitt aller verkaufter Fahrzeuge der Grenzwert eingehalten wird<sup>2</sup>. Weiterhin ist in der EU-Verordnung festgelegt, dass die Zielvorgabe von 130 g/km von 2012 bis 2015 stufenweise eingeführt wird. So müssen 2012 erst 65% der innerhalb der EU

---

<sup>1</sup> Bis 31.10.2014 und danach alle 3 Jahre soll  $m_o$  an die durchschnittliche Masse neuer Personenkraftwagen in den vorausgegangenen drei Kalenderjahren angepasst werden.

<sup>2</sup> Für Nischenhersteller gelten weniger restriktive Sonderregelungen, bspw. wenn sie für weniger als 10 000 Neuanmeldungen verantwortlich sind.

neu zugelassenen Fahrzeuge eines Herstellers dem Grenzwert genügen. Ab 2013 sind es 75%, ab 2014 80% und ab 2015 schließlich 100 %. Überschreitet ein Hersteller die CO<sub>2</sub>-Zielvorgabe in einem bestimmten Kalenderjahr, so sieht die EU eine Emissionsüberschreitungsabgabe in Höhe von 95 EUR pro Gramm CO<sub>2</sub>/km und Fahrzeug vor<sup>3</sup>. Bei 500 000 neu zugelassenen Fahrzeugen und einer durchschnittlichen Überschreitung der Zielvorgabe von 5 g CO<sub>2</sub>/km, müsste ein Hersteller im Jahr 2015 beispielsweise eine Strafe von 237,5 Mio. EUR bezahlen. Dieses finanzielle Risiko schafft den Anreiz, die Zielvorgaben einzuhalten und zwingt die Automobilindustrie zur Entwicklung emissionsärmerer Antriebe. Da die CO<sub>2</sub>-Emissionen mit dem Kraftstoffverbrauch korrelieren, werden die Hersteller gleichzeitig gezwungen energieeffizientere Fahrzeuge zu bauen.

**Fernziel** In der angesprochenen Verordnung wird darüber hinaus ein ab dem Jahr 2020 geltendes Fernziel von 95 g/km für neu zugelassene PKW festgelegt. Die Modalitäten zur Erreichung dieses Fernziels, einschließlich der Festsetzung der Emissionsüberschreitungsabgabe, werden in der Verordnung von 2009 jedoch noch nicht geregelt. Allerdings sieht die Verordnung vor, dass diese Modalitäten bis zum Jahr 2013 von der EU Kommission ausgearbeitet werden sollen. Ein entsprechender Vorschlag wurde daher bereits am 11.07.2012 von der Kommission veröffentlicht [11]. Im Juni 2013 scheiterte der Entwurf allerdings v.a. am Veto Deutschlands, das die in Deutschland ansässigen Premiumhersteller BMW, Audi, Mercedes und Porsche bezüglich der Erreichbarkeit der in dem Entwurf festgelegten Ziele benachteiligt sah [44]. Im November 2013 fand dann allerdings doch eine Einigung statt [53]. Der von der EU beschlossene Kompromiss sieht nun vor, dass der Grenzwert von 95 g/km erst im Jahr 2021 in Kraft treten soll. Im Jahr 2020 müssen allerdings bereits 95% der Fahrzeugflotte eines Herstellers diesen Grenzwert erreichen. Damit ist klar, dass die Automobilindustrie auch über das Jahr 2015 hinaus gefordert sein wird, ihre Antriebstechnologien weiter zu verbessern, um den steigenden gesetzlich festgelegten Emissionsvorgaben gerecht zu werden. Zudem wird sich dieser Trend nicht allein auf den europäischen Markt beschränken, denn auch andere absatzstarke Länder wie die USA, Japan und China schreiben zunehmend stringente Emissionsziele vor [38].

**Kritik** Das in der EU-Verordnung festgelegte Verfahren zur Bestimmung der spezifischen CO<sub>2</sub>-Emissionen eines Fahrzeugs wird allerdings von vielen Experten kritisiert, da es auf dem von der EU vorgeschriebenen Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) beruht. An diesem Zyklus wird kritisiert, dass er kein reales Alltagsfahrverhalten abbildet. So schreibt der Zyklus nur relativ sanfte Beschleunigungsphasen, sowie für einen

---

<sup>3</sup> Bis 2018 werden kleine Überschreitungen bis zu 3 g CO<sub>2</sub>/km allerdings noch mit einer deutlich geringeren Abgabe bestraft.

Großteil des Zyklus nur relativ geringe Geschwindigkeiten vor. Die Höchstgeschwindigkeit von 120 km/h ist ebenfalls verhältnismäßig klein und wird zudem im Zyklus auch nur sehr kurz angefahren. Als Resultat wird der tatsächliche Verbrauch im realen Fahrbetrieb durch die im NEFZ ermittelten Verbrauchsdaten unterschätzt. Nach einer Analyse des ÖkoGlobe-Instituts der Universität Duisburg aus dem Jahr 2009 übersteigt der tatsächliche Verbrauch (und dementsprechend auch die Emissionen) die offiziellen Angaben herstellerübergreifend um 27% [9]. Neben dem umweltpolitisch wichtigen Aspekt, dass hierdurch die von der EU gewünschten Zielvorgaben real nicht erfüllt werden, ergibt sich noch ein weiteres schwerwiegendes Problem: Der Umstand führt dazu, dass Hersteller ihre Antriebe hinsichtlich des gesetzlich vorgeschriebenen Zyklus optimieren und eben nicht bezüglich dem zu erwartenden realen Fahrverhalten ihrer Kunden. Die Gefahr besteht darin, dass hierdurch in falsche Technologien investiert und die Entwicklung von wirklich CO<sub>2</sub>-verringern Technologien gehemmt wird.

### 1.1.2 Emissionssenkung durch Downsizing und Downspeeding

Um den steigenden Anforderungen hinsichtlich Verbrauch und Emissionen gerecht zu werden, ist die Automobilindustrie zur Entwicklung neuer Antriebskonzepte gezwungen. Neben der Neuentwicklung rein elektrischer und hybrider Ansätze fokussieren Automobilhersteller jedoch v.a. auch die Optimierung herkömmlicher, d.h. rein verbrennungsmotorisch betriebener Antriebe. Da Verbrennungsmotoren auf absehbare Zeit auch weiterhin die am weitesten verbreitete Antriebsart darstellen werden, wird die Entwicklung sparsamerer Motoren zu einer für jeden Automobilhersteller überlebenswichtigen Kernaufgabe [22]. Vor diesem Hintergrund stellen Downsizing und Downspeeding wichtige Maßnahmen zur Optimierung von Verbrennungsmotoren dar. Im Folgenden wird kurz erläutert, was sich hinter diesen Begriffen verbirgt und welche Potentiale sich durch Downsizing und Downspeeding erschließen.

**Kenngrößen eines Verbrennungsmotors** Hierfür werden zunächst ein paar wesentliche Kenngrößen eingeführt. Die von einem Verbrennungsmotor effektiv an die Kurbelwelle abgegebene Leistung  $P_{eff}$  ergibt sich gemäß

$$P_{eff} = \bar{M} \omega_{KW} \quad (1.2)$$

als Produkt aus dem über ein Arbeitsspiel gemittelten Drehmoment  $\bar{M}$  und der Kurbelwellendrehzahl  $\omega_{KW}$ . Mit der Definition des effektiven Mitteldrucks

$$p_{me} = \frac{2\pi \bar{M}}{i_T V_H} \quad (1.3)$$

lässt sich Gleichung (1.2) umschreiben zu

$$P_{eff} = \frac{i_T p_{me} V_H N_{KW}}{60} \quad (1.4)$$

bzw. zu

$$\frac{P_{eff}}{V_H} = \frac{i_T p_{me} N_{KW}}{60}. \quad (1.5)$$

Hierbei gibt  $i_T$  die Anzahl der Arbeitsspiele je Kurbelwellenumdrehung an<sup>4</sup>,  $V_H$  das gesamte Hubvolumen aller Zylinder und  $N_{KW} = \omega_{KW} \frac{60}{2\pi}$  die Drehzahl in U/min [15]. Der Ausdruck  $\frac{P_{eff}}{V_H}$  auf der linken Seite von (1.5) beschreibt die Leistungsdichte des Motors.

**Downspeeding** Aus der rechten Seite der Gleichung (1.4) wird klar, dass für einen bestimmten Motor, d.h. bei festgehaltenem  $i_T$  und  $V_H$ , eine bestimmte Leistung durch unterschiedliche Kombinationen der Last  $p_{me}$  und der Drehzahl  $N_{KW}$  erreicht werden kann. Dadurch bietet sich die Möglichkeit eine Kombination zu wählen, bei welcher der Motor einen möglichst hohen Wirkungsgrad aufweist. Nun ist es so, dass ein Verbrennungsmotor grundsätzlich bei höheren Lasten einen besseren Wirkungsgrad aufweist, als bei niedrigen. Nach [16] kann dies „bei allen Motoren - unabhängig vom Brennverfahren und von konstruktiven Besonderheiten - beobachtet werden“. Eine nähere Betrachtung der hierfür verantwortlichen Wirkmechanismen findet sich in [16], Kapitel 3.3. Um mit möglichst wenig Primärenergie eine bestimmte Leistungsabgabe zu erzielen, sollte der Motor daher mit hoher Last und dementsprechend niedriger Drehzahl betrieben werden. Eine Verringerung der Drehzahl führt zudem zu einer Reduktion der mechanischen Reibverluste des Motors und daher tendenziell zu einer weiteren Verbesserung des Wirkungsgrads. Die hierdurch beschriebene Betriebspunktverschiebung hin zu niedrigen Drehzahlen wird auch als Downspeeding bezeichnet. Die Umsetzung dieses Konzepts ist prinzipiell für jeden Fahrzeugmotor durch eine Anpassung der Übersetzungsverhältnisse möglich. Die Getriebe- und Achsübersetzung müssen hierzu verlängert werden. Der unakzeptable Nachteil dieses Vorgehens liegt darin, dass sich durch die Lastpunktanhebung die Drehmomentreserve, welche zum Beschleunigen, zum Überholen und zum Erreichen der Endgeschwindigkeit benötigt wird, reduziert. Um trotz der Lastpunktverschiebung eine ausreichende Drehmomentreserve bereitzustellen zu können, müssen daher Maßnahmen zum Anheben der Volllastkennlinie erfolgen. Dies kann z.B. durch ein leistungsfähiges Aufladesystem erreicht werden.

---

<sup>4</sup> Für einen Zweitakter ergibt sich  $i_T = 1$ , für einen Viertaktmotor  $i_T = 0,5$ .

**Downsizing** Unter dem Begriff Downsizing versteht man allgemein den Bau von Motoren die trotz eines geringen Hubvolumens über eine hohes Leistungsvermögen verfügen [15]. Solche Motoren weisen dementsprechend eine hohe Leistungsdichte auf. Aus der rechten Seite von Gleichung (1.5) wird deutlich, dass eine Erhöhung der Leistungsdichte entweder durch eine Steigerung der Drehzahl oder durch eine Steigerung des Mitteldrucks erzielt werden kann. Dementsprechend wird beim Downsizing zwischen sogenannten Hochdrehzahl- und Hochlastkonzepten unterschieden. Wird als Hauptziel des Downsizings eine Senkung der Emissionen angestrebt, so können aus oben genannten Gründen nur die Hochlastkonzepte als zielführend angesehen werden. Sie führen zu einer weiteren, hinsichtlich des Wirkungsgrads günstigen Verschiebung des Betriebspunkts hin zu höheren Mitteldrücken. Erreicht wird dies durch eine Verringerung des Hubvolumens bei gleichzeitig höherer Aufladung der Zylinder. Hierfür ist ein leistungsfähiges Aufladesystem, wie z.B. ein Turbolader, notwendig. Die Verringerung des Hubvolumens kann prinzipiell entweder durch eine Reduktion der Zylinderzahl oder durch Reduktion des Zylindervolumens erfolgen, wobei eine Verringerung der Zylinderzahl hier in zweierlei Hinsicht Vorteile bietet: Zum einen verursacht diese Variante geringere Entwicklungs- und Fertigungskosten, da sich die Brennraumgeometrie nicht ändert und somit das Baukastenprinzip angewendet werden kann. Zum anderen wirkt sich eine Verringerung der Zylinderzahl positiv auf den Wirkungsgrad aus, da sich in diesem Fall ein kleineres Verhältnis zwischen Oberfläche und Volumen des gesamten Brennraums ergibt. Dadurch werden die Wandwärmeverluste minimiert. Außerdem sinken mit der Zylinderzahl auch die mechanischen Reibverluste. Ein als Hochlast-Konzept ausgelegtes und durch eine verringerte Zylinderanzahl umgesetztes Downsizing bietet daher das größte Potential zur Kraftstoffeinsparung. Daher wird der Begriff Downsizing im Weiteren vereinfachend als Synonym für ein solches Konzept verwendet.

**Vor- und Nachteile** Durch die Kombination von Downsizing und Downspeeding können gemäß der dargelegten Zusammenhänge enorme Kraftstoffeinsparung und Emissionssenkungen erzielt werden. Neben den Chancen die diese Konzepte bieten, bringen sie allerdings auch einen großen Nachteil mit sich: Sie erhöhen die Drehungleichförmigkeit des Motors und führen dadurch zu einer erhöhten Anregung von Torsionsschwingungen im nachgeschalteten Antriebsstrang. Ohne entsprechende Gegenmaßnahmen wären deutliche und meist unakzeptable Einbußen hinsichtlich Komfort und Akustik die Folge. Im folgenden Abschnitt wird erläutert, wie es zu der erhöhten Anregung kommt und welche negativen Folgen daraus resultieren.

### 1.1.3 Negative Folgen von Downsizing und Downspeeding

Der nun folgende Abschnitt führt Stück für Stück an die eigentliche Problemstellung dieser Arbeit heran. Zunächst wird kurz der Aufbau und die Funktionsweise eines Zweimassenschwungrads (ZMS) vorgestellt. Anschließend wird ein einfaches Modell eines Antriebsstrangs mit integriertem ZMS eingeführt. Anhand dieses Modells wird dann aufgezeigt, dass sich durch Downsizing und Downspeeding die Anforderungen an die Schwingungsdämpfung drastisch erhöhen und dass ein konventionelles ZMS diesen gestiegenen Anforderungen nicht mehr gerecht wird. Hieraus wird schließlich ein Handlungsbedarf zur Entwicklung neuer, verbesserter Torsionsdämpfer abgeleitet.

**Das Zweimassenschwungrad** Das Zweimassenschwungrad (ZMS) ist ein sehr leistungsfähiges, passives System zur Reduktion von Torsionsschwingungen im Antriebsstrang und ist daher in heutigen PKWs sehr weit verbreitet. Im Jahr 2012 waren europaweit 85 Millionen und weltweit 105 Millionen Fahrzeuge mit einem ZMS ausgerüstet [43]. Durch moderne Motorkonzepte wie Downsizing und Downspeeding verschärfen sich nun allerdings die Anforderungen an die Schwingungsdämpfung, wodurch das ZMS an die Grenzen seiner Leistungsfähigkeit stößt.

Im Wesentlichen besteht ein Zweimassenschwungrad aus zwei separaten Schwungrädern, die zueinander drehbar gelagert und über Bogenfedern elastisch miteinander verbunden sind (vgl. Abb. 1.2). Das primäre Schwungrad ist dabei an die Kurbelwelle des Verbrennungsmotors angeschlossen und das sekundäre Schwungrad an die Kupplung bzw. die Getriebeeingangswelle. Die Übertragung des Antriebsmoments von der Primär- auf die Sekundärseite erfolgt über die Bogenfedern. Gleichzeitig erfüllen die Bogenfedern eine weitere wichtige Funktion: Sie sorgen dafür, dass Schwankungen der Kurbelwelledrehzahl vom Getriebe und vom restlichem Antriebsstrang entkoppelt bzw. isoliert werden. Etwas vereinfacht lässt sich dies so erklären: Die Bogenfedern

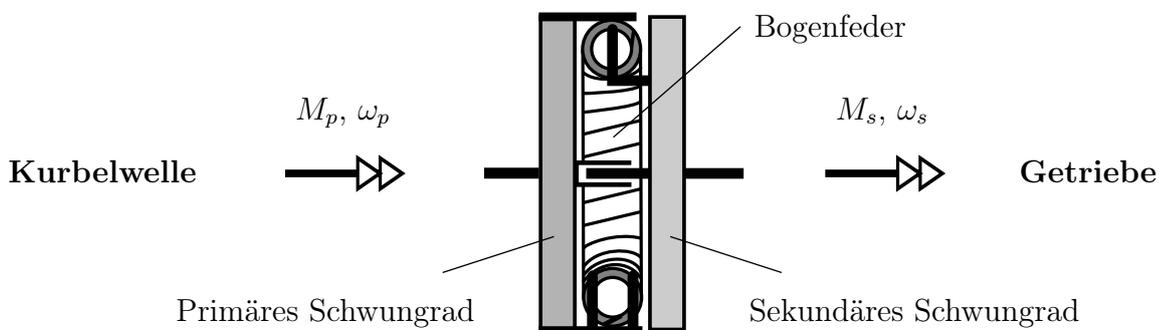


Abbildung 1.2: Prinzipieller Aufbau eines Zweimassenschwungrads.  $M_p$  und  $M_s$  sind das An- und das Abtriebsmoment,  $\omega_p$  und  $\omega_s$  die An- und die Abtriebsdrehzahl.

werden relativ weich ausgelegt, so dass der Antriebsstrang eine tief abgestimmte Dynamik aufweist. Dadurch wird erreicht, dass der Verbrennungsmotor den Antriebsstrang ausschließlich **überkritisch** anregt, d.h. ausschließlich in einem Frequenzbereich in dem der Zweimassenschwinger gut isoliert. Im nächsten Abschnitt wird ein Antriebsstrangmodell eingeführt, welches im Weiteren dazu benutzt wird, die Funktionsweise eines ZMS noch greifbarer zu veranschaulichen. Für eine detaillierte Darstellung der Wirkungsweise eines ZMS, sowie für eine Übersicht weiterer Funktionen dieses Systems sei zudem auf [2] und [39] verwiesen.

**Ein vereinfachtes Antriebsstrangmodell** Abbildung 1.3 zeigt ein vereinfachtes Modell der rotatorischen Freiheitsgrade eines Antriebsstrangs mit integriertem ZMS. Die Struktur des Modells ist motiviert durch die Antriebsstrangtopologie eines Fahrzeugs mit Frontmotor und Hinterradantrieb (Standardantrieb). Das Modell besitzt drei Freiheitsgrade. Dies sind die drei Winkel  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  und  $\varphi_3$ .  $M_V$  ist das ungleichförmig auf die Kurbelwelle wirkende Moment des Verbrennungsmotors. Die ersten beiden Trägheiten,  $J_1$  und  $J_{20}$ , repräsentieren die Primär- und die Sekundärseite des ZMS. Die Trägheit der Kurbelwelle wurde hierbei der Trägheit  $J_1$  zugeschlagen.  $c_1$  bzw.  $d_1$  entsprechen der ZMS-Steifigkeit bzw. -Dämpfung. Der im Getriebe eingelegte Gang wird durch die Übersetzung  $i_g$  modelliert, die Übersetzung des Differentials durch  $i_d$ .  $J_{21}$  entspricht der Trägheit der Gelenkwellen zwischen Getriebe und Differential und  $J_{22}$  der Trägheit der Antriebswellen zwischen Differential und Reifen.  $c_2$  bzw.  $d_2$  stellen die Ersatzsteifigkeit bzw. -dämpfung des hinter dem ZMS liegenden Antriebsstrangteils dar. Es sei erwähnt, dass die Steifigkeit  $c_2$  hierbei maßgeblich durch die Steifigkeit der Antriebswellen bestimmt wird. In  $J_3$  werden die Trägheit der Reifen und die in eine Rotationsträgheit umgerechnete Fahrzeugmasse<sup>5</sup> zusammengefasst. Das auf den letzten Körper wirkende Moment  $M_L$  repräsentiert die Fahrwiderstände. Mit der dargestellten Diskretisierung lässt sich die Dynamik eines Standardantriebs im DU-relevanten Frequenzbereich sehr gut abbilden. Ein ähnliches Antriebsstrangmodell mit drei Freiheitsgraden wird daher bspw. auch in [2] verwendet. Anhand des eben eingeführten Antriebsstrangmodells wird im Folgenden aufgezeigt, wie sich die Drehungleichförmigkeit bis in die Karosserie fortpflanzt.

**Übertragungspfade der Drehungleichförmigkeit** Wie bereits erwähnt, besteht ein wesentliches, durch die DU verursachtes Problem darin, dass die Karosserie zu Schwingungen angeregt wird, wodurch sich der Geräuschpegel im Fahrgastraum erhöht. Dieser unerwünschte Effekt wird als **Karosseriedröhnen** bezeichnet [2]. Die Einleitung der Schwingungen in die Karosserie kann dabei prinzipiell an mehreren

---

<sup>5</sup> Äquivalente Rotationsträgheit = Masse des Fahrzeug  $\times$  Reifenradius zum Quadrat

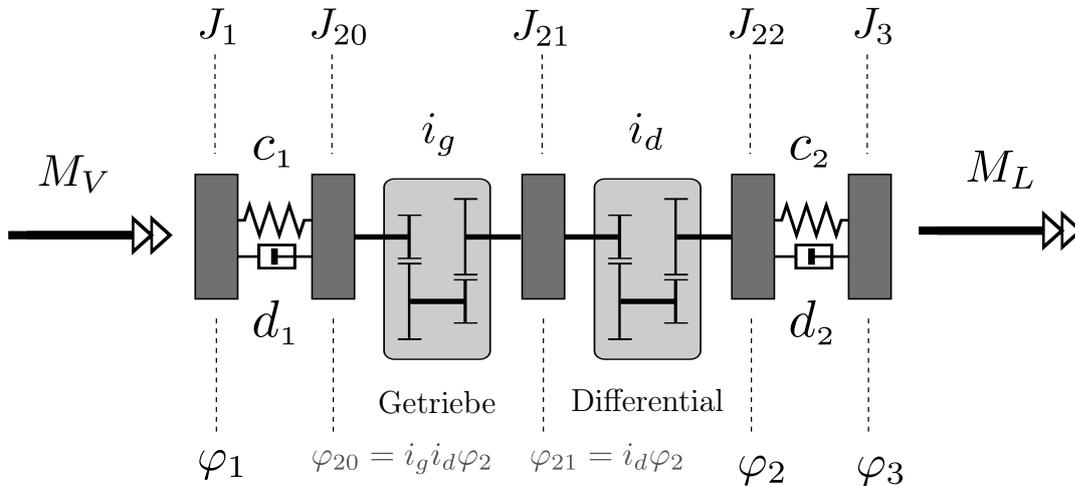


Abbildung 1.3: Vereinfachtes Modell des Antriebsstrangs eines über die Hinterachse angetriebenen Fahrzeugs.

Stellen passieren. Für eine heckgetriebenes Fahrzeug ergeben sich zwei Hauptübertragungspfade. Der erste ist der direkte Pfad über den Motorträger, welcher die Starrkörperbewegung des Motor-Getriebe-Verbunds abstützt. Um die Übertragung von Schwingungen über diesen Pfad zu minimieren werden die Motorlager entsprechend weich abgestimmt. Der zweite Übertragungspfad ist der indirekte über den Antriebsstrang. Dies ist der Übertragungspfad, welcher in dieser Arbeit im Fokus steht. Die Einleitung der Schwingungen in die Karosserie erfolgt hierbei über den Träger des Differentials. Begründen lässt sich dies wie folgt: Das Differential lenkt das Antriebsmoment um neunzig Grad auf die Antriebswellen um<sup>6</sup>. Eine am Differentialeingang in Fahrzeuginnenrichtung anliegende Momentenschwankung regt daher das Differentialgehäuse zu Starrkörperschwingungen um die Fahrzeuginnenachse an. Diese Schwingungen werden durch den Träger des Differentials abgestützt und auf diese Weise in die Karosserie eingeleitet. Aus diesem Grund müssen Maßnahmen in den Antriebsstrang integriert werden, welche die Amplitude der Momentenschwankung am Differentialeingang senken. Das ZMS stellt eine solche Maßnahme dar. Die Anordnung des ZMS vor dem Getriebe erfüllt außerdem die wichtige Funktion, dass die Drehungleichförmigkeit bereits vor dem Getriebe gemindert wird. Hierdurch wird der Verschleiß im Getriebe minimiert und ein weiteres akustisches Problem, das sogenannte **Getrieberasseln**, unterbunden.

Aus den genannten Gründen ist die Amplitude der Momentenschwankung am Diffe-

<sup>6</sup> Die Kraftumlenkung ist in dem vereinfachten Schema aus Abbildung 1.3 nicht dargestellt.

rentialeingang ein guter Indikator für die über den zweiten Übertragungspfad in die Karosserie eingeleiteten Schwingungen. Je kleiner diese Amplitude ist, desto weniger Karosserieschwingungen werden über diesen Pfad angeregt. Da eine eingangseitige Momentenschwankung natürlich auch am Differentialausgang zu „sehen“ sein wird, eignet sich natürlich auch die Amplitude der Momentenschwankung am Differentialausgang als Indikator. Eine sehr interessante Größe des in Abbildung 1.3 dargestellten Modells ist demnach das Schnittmoment zwischen den Körpern  $J_{22}$  und  $J_3$ . Dies ist gerade das Moment am Differentialausgang. Die Übertragungsfunktion von  $M_V$  auf eben jenes Schnittmoment eignet sich daher um zu bewerten, wie sich die Anregung des Motors über den Antriebsstrang in die Karosserie fortpflanzt. Die Herleitung dieser Übertragungsfunktion wird an dieser Stelle, um es kurz zu halten, unterschlagen. Sie kann jedoch in Anhang A nachvollzogen werden. In diesem Anhang wird der in Abbildung 1.3 dargestellte Antriebsstrang im Zustandsraum modelliert. Anhand des Amplitudengangs der eingeführten Übertragungsfunktion wird im Weiteren die Funktionsweise eines ZMS verdeutlicht und aufgezeigt, warum ein ZMS durch Downsizing und Downspeeding an seine Grenzen stößt. Zuvor muss jedoch noch auf den Frequenzbereich der Drehungleichförmigkeit eingegangen werden.

**Frequenzbereich der Drehungleichförmigkeit** Jedes mal wenn ein Zylinder gezündet wird, kommt es zu einem Momentenstoß auf die Kurbelwelle. Die Zündfrequenz  $f_Z$  des Motors stellt daher die Hauptanregungsfrequenz dar. Sie ist abhängig von der Anzahl der Zylinder,  $n_z$ , der vom Arbeitsverfahren (Zwei-Takt oder Vier-Takt) abhängigen Taktzahl,  $i_T$ , sowie der aktuellen Drehzahl des Motors,  $N_{KW}$ . Sie ergibt sich gemäß<sup>7</sup>

$$f_Z(N_{KW}) = n_z i_T N_{KW} / 60. \quad (1.6)$$

Am kleinsten ist die Zündfrequenz eines Motors im Leerlauf, d.h. bei der Leerlaufdrehzahl  $N_{LL}$ . Die Frequenz  $f_Z(N_{LL})$  stellt daher die Untergrenze des Frequenzbereiches dar, in dem ein Verbrennungsmotor maßgeblich anregt.

**Bemerkung.** *In dieser Arbeit wird, sofern nicht explizit etwas anderes angegeben ist, von einem nach dem Vier-Takt-Prinzip arbeitenden Verbrennungsmotor ausgegangen ( $i_T = 0,5$ ).*

**Erhöhung der Drehungleichförmigkeit durch Downsizing und Downspeeding** In diesem Abschnitt wird nun geklärt, in welcher Weise Downsizing und Downspeeding das Schwingungsverhalten des Antriebsstrangs verschlechtern. Hierzu wird

---

<sup>7</sup> Der Zusammenhang gilt unter der Annahme eines gleichverteilten Zündabstands der einzelnen Zylinder.

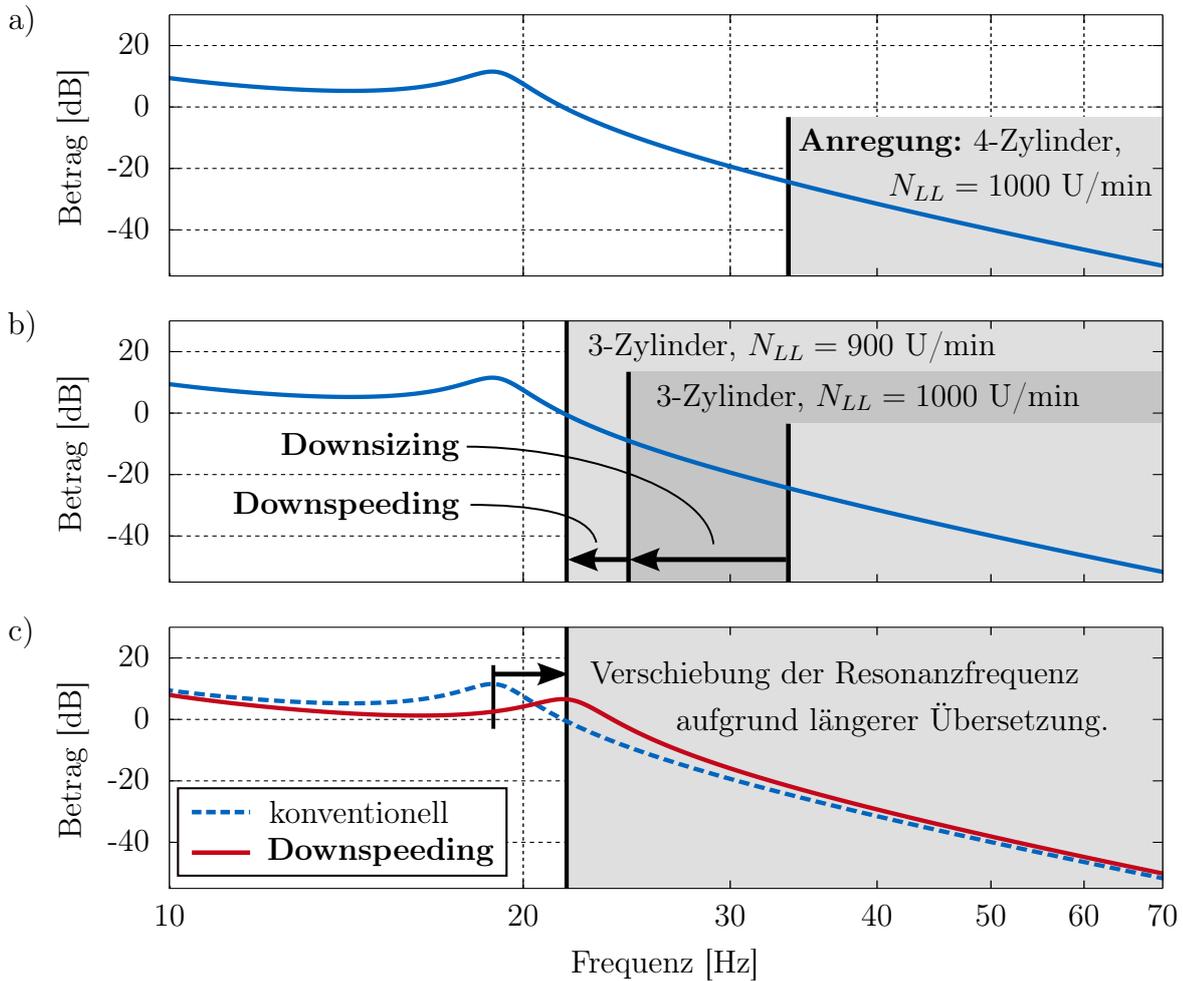


Abbildung 1.4: Amplitudengang der Übertragungsfunktion vom Motormoment  $M_V$  auf das Schnittmoment am Ausgang des Differentials.

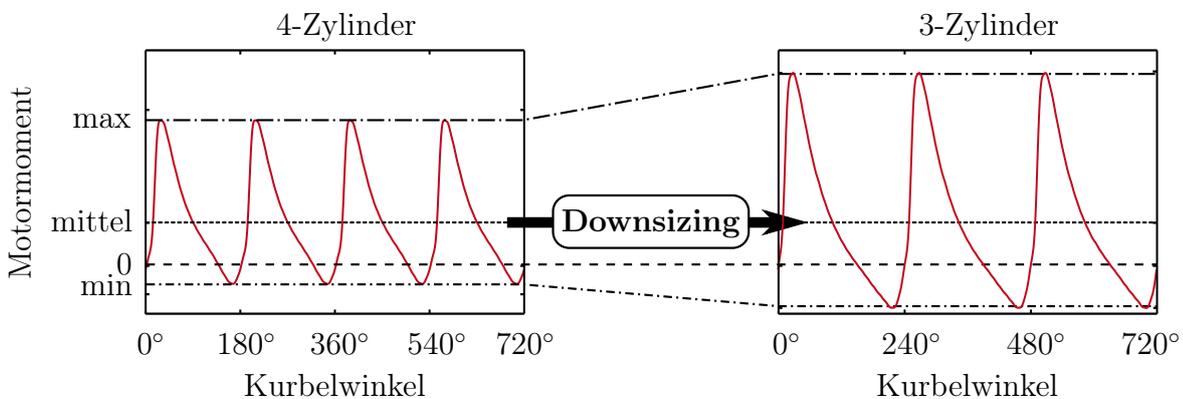


Abbildung 1.5: Anstieg der Amplitude des Motormoments durch Downsizing.

die Anregung eines konventionellen 4-Zylindermotors mit der eines gemäß Downsizing und Downspeeding ausgelegten 3-Zylindermotors verglichen.

Abbildung 1.4 a) zeigt den Amplitudengang der weiter oben eingeführten Übertragungsfunktion vom Moment des Verbrennungsmotors auf das Moment am Differentialausgang. Knapp unter 20 Hz weist der Amplitudengang eine deutliche ausgeprägte Resonanz auf. Diese Resonanz wird durch die weichen Bogenfedern des ZMS in den Antriebsstrang eingebracht. Oberhalb dieser Resonanz fällt der Amplitudengang stark ab. Anregungsfrequenzen die weit über der Resonanzfrequenz liegen, werden dementsprechend durch das ZMS sehr gut isoliert. In diesem Fall spricht man von einer überkritischen Anregung. Die graue Fläche in Abbildung 1.4 a) veranschaulicht den Frequenzbereich in dem die Anregung eines konventionellen 4-Zylinders mit einer Leerlaufdrehzahl von  $N_{LL} = 1000$  U/min liegt. Der schwarze Balken kennzeichnet hierbei die kleinste Anregungsfrequenz. Dies ist die Zündfrequenz des Motors bei seiner Leerlaufdrehzahl. Sie liegt gemäß Gleichung (1.6) bei  $f_Z(N_{LL}) = 33,33$  Hz und damit weit genug über der Resonanzfrequenz. Die Anregung des 4-Zylinders wird daher durch das ZMS ausreichend isoliert.

Betrachtet man nun jedoch statt des konventionellen 4-Zylindermotors einen „downgesizten“ und „downgespeedeten“ 3-Zylindermotor so verschlechtert sich die Situation in drastischer Weise. Zunächst liegt dies daran, dass sowohl durch Downsizing als auch durch Downspeeding die Anregung niederfrequenter wird. Durch das Downsizing verringert sich die Anzahl der Zylinder  $n_z$  von vier auf drei und das Downspeeding bewirkt eine Absenkung der Leerlaufdrehzahl (auf  $N_{LL} = 900$  U/min in diesem Beispiel). Beide Effekte führen gemäß Gleichung (1.6) zu einem Absinken der Zündfrequenz. Folglich wandert die Anregung in Richtung der Resonanz, wodurch sich die Wirkung des ZMS drastisch verschlechtert. Dies ist in Abbildung 1.4 b) zu sehen.

Abbildung 1.4 c) veranschaulicht einen weiteren Effekt, der die Situation zusätzlich verschärft. Die durch das Downspeeding angestrebte Betriebspunktverschiebung hin zu niedrigeren Motordrehzahlen ist nur durch eine Verlängerung der Übersetzungsverhältnisse möglich. Hierzu muss die Getriebeübersetzung  $i_g$  und/oder die Differentialübersetzung  $i_d$  verkleinert werden. Diese beiden Übersetzungen haben allerdings einen sehr großen Einfluss auf die Dynamik des Antriebsstrangs. Eine Verlängerung der Übersetzungen führt daher dazu, dass die dargestellte Resonanzfrequenz angehoben wird. Im schlimmsten Fall, welcher beispielhaft in Abbildung 1.4 c) dargestellt ist, würde der Motor im Leerlauf die Resonanzfrequenz des Antriebsstrangs anregen. Die Auswirkungen wären katastrophal und keinesfalls zu akzeptieren.

Schließlich wird die Situation noch weiter verschlimmert, da durch das Downsizing ty-

pischerweise die Anregungsamplituden steigen. Dies ist in Abbildung 1.5 dargestellt. Um trotz einer verringerten Zylinderanzahl das gleiche Moment bereitstellen zu können, müssen die verbleibenden Zylinder höher aufgeladen werden. Dadurch steigt die Amplitude der Drehungleichförmigkeit und damit die Amplitude der Anregung.

Aufgrund der dargelegten Zusammenhänge wird klar, dass durch Downsizing und Downspeeding die Anforderungen an die Schwingungsdämpfung enorm steigen. Da gleichzeitig die Wünsche der Kunden hinsichtlich Komfort und Akustik immer restriktiver werden, wird die Situation weiter verschärft. Das klassische ZMS wird diesen zunehmend steigenden Anforderungen nicht mehr gerecht. Der Versuch, das ZMS durch eine noch tiefere Abstimmung an die neue Situation anzupassen, scheitert, da die hierfür nötigen konstruktiven Änderungen<sup>8</sup> viel zu drastisch wären und daher nicht umsetzbar sind. Um die großen Potentiale von Downsizing und Downspeeding wirklich nutzbar zu machen, besteht daher der dringende Bedarf zur Neuentwicklung leistungstärkerer Schwingungsdämpfer. In [22] wird dieser Handlungsbedarf treffend formuliert:

*„Das Geräusch und Schwingungsverhalten wird zur Achillesferse der Motorenentwicklung. Dämpferkonzepte, die gute Isolation bereits bei niederen Drehzahlen ermöglichen, sind gefordert.“*

#### 1.1.4 Existierende Lösungsansätze

Da die im letzten Abschnitt beschriebene Problemstellung für die gesamte Automobilindustrie von großer Bedeutung ist, wird derzeit verstärkt an der Entwicklung verbesserter Torsionsdämpfer gearbeitet. Im diesem Abschnitt werden einige aktuelle Ansätze vorgestellt. Dabei muss zwischen passiven, semi-aktiven und aktiven Maßnahmen unterschieden werden.

**Passive Ansätze** Passive Schwingungsdämpfungssysteme haben den Vorteil, dass sie verglichen mit semi-aktiven und aktiven Konzepten meist einfacher umzusetzen und kostengünstiger sind. Es fallen keine zusätzlichen Kosten und kein zusätzlicher Entwicklungsaufwand für Aktoren oder Sensoren an. Bisher kamen daher in der Automobilindustrie hauptsächlich passive Torsionsdämpfer zum Einsatz und auch viele der aktuellen Ansätze versuchen die neue Problemstellung durch rein passive Maßnahmen zu lösen. Dabei setzten viele der neuen passiven Ansätze auf der bewehrten Struktur eines ZMS auf und versuchen die Leistungsfähigkeit des ZMS durch konstruktive Erweiterungen zu verbessern.

---

<sup>8</sup> Erhöhung der Schwungmassen, Reduktion der Federsteifigkeit.

Ein viel versprechender Lösungsansatz scheint in diesem Zusammenhang die Erweiterung eines ZMS um sogenannte **Fliehkraftpendel** zu sein. Solche Systeme werden bereits seit ein paar Jahren in ersten Serienfahrzeugen eingesetzt. Fliehkraftpendel arbeiten nach dem Prinzip der ordnungstremen Tilgung. Sie lassen sich so abstimmen, dass immer eine bestimmte Ordnung, beispielsweise die Hauptmotorordnung<sup>9</sup>, getilgt wird. Für einen Einblick in den Stand der Technik sei auf [22] und [54] verwiesen. Weiterführende Fliehkraftpendelansätze finden sich beispielsweise in [29] und [30].

Weitere Beispiele für den Ansatz das ZMS durch konstruktive Erweiterungen zu verbessern finden sich in [46] und [28]. Darin wird ein um eine schaltende Planetenstufe erweitertes ZMS vorgestellt. Die Planetenstufe soll dabei eine zusätzliche Nullstelle in der Übertragungsfunktion des Torsionsdämpfers erzeugen, die das Übertragungsverhalten im niedrigen Drehzahlbereich verbessert. Durch einen geschwindigkeitsabhängigen, selbstschaltenden Mechanismus wird die Nullstelle für höhere Drehzahlen angepasst.

**Semi-aktive Ansätze** Neben den rein passiv arbeitenden Ansätzen werden aktuell auch semi-aktive Alternativen entwickelt. Semi-aktive Systeme zur Schwingungsdämpfung arbeiten im Prinzip, wie passive Systeme, allerdings kann die Übertragungscharakteristik eines semi-aktiven Systems durch einen Stelleingriff gezielt verändert werden. Ein semi-aktives System lässt sich daher in gewissen Grenzen auf sich ändernde Betriebsbedingungen anpassen. Dadurch kann mit einem semi-aktiven System meist eine bessere Performance erzielt werden, als mit einem rein passiven System. Nachteilig wirkt sich aus, dass durch das zusätzlich benötigte Stellglied die Komplexität und die Kosten steigen.

Aktuelle semi-aktive Ansätze finden sich bspw. in [14] und [20]. In [14] wird ein adaptives Fliehkraftpendel vorgestellt, das im Betrieb auf verschiedene Motorordnungen abgestimmt werden kann. Damit soll z.B. auf eine Abschaltung von einzelnen Zylindern reagiert werden können. In [20] wird ein umlaufender Mechanismus beschrieben, dessen verstellbare Ungleichförmigkeit die DU des Verbrennungsmotors aufheben soll.

**Aktive Ansätze** Neben diesen passiven und semi-aktiven Ansätzen besteht natürlich auch die Möglichkeit, die Schwingungen aktiv, d.h. mit Hilfe eines Aktors, zu dämpfen. Aktive Schwingungsdämpfung bietet potentiell eine Reihe von Vorteilen, bringt allerdings auch mögliche Nachteile mit sich. Zu den Vorteilen gehört, dass aktiv tendenziell eine bessere Dämpfung erzielt werden kann, da mit einem Aktor beliebige Kräfte gestellt werden können. Passive und semi-aktive Systeme sind hier

---

<sup>9</sup> Die Hauptmotorordnung ist die Ordnung mit der ein Verbrennungsmotor maßgeblich anregt.

prinzipbedingt immer limitiert. Ein aktives System kann zudem vielseitiger eingesetzt werden. So könnte man mit einem aktiven System die Drehungleichförmigkeit mindern, gleichzeitig aber auch das Schwingungsverhalten des Antriebsstrangs bei Lastwechseln und Start-Stopp-Vorgängen optimieren. Bei der Auslegung eines passiven oder semi-aktiven Systems wird man hierbei immer einen Kompromiss zwischen den unterschiedlichen Zielvorgaben eingehen müssen. Zu den potentiellen Nachteilen aktiver Schwingungsdämpfung zählen eine höhere Komplexität (regelungstechnische & technologische Herausforderungen), steigende Kosten aufgrund zusätzlicher Systemkomponenten (Sensorik, Aktuatorik, Leistungselektronik), sowie eine Verschlechterung des Gesamtwirkungsgrads aufgrund zusätzlicher Verluste durch den Aktor. Während eine höhere Komplexität und höhere Kosten sich durch eine steigende Leistungsfähigkeit des Dämpfers rechtfertigen ließen, sind die zusätzlichen Verluste hier jedoch kritischer zu bewerten:

**Schlüsselkriterium:**

Vor dem Hintergrund stetig steigender Verbrauchsanforderungen (vgl. Abs. 1.1.1) und aufgrund der Tatsache, dass es erst durch verbrauchssenkende Maßnahmen (Downsizing, Downspeeding) zu einer erhöhten Drehungleichförmigkeit kommt, kann aktive Schwingungsdämpfung nur dann als zielführende Lösung angesehen werden, wenn sie nur sehr geringe Zusatzverluste verursacht. Anders formuliert bedeutet dies, dass aktive Schwingungsdämpfung sicher **nicht** zielführend ist, wenn die durch Downsizing und Downspeeding erzielte Energieeinsparung durch die Verluste der aktiven Dämpfung zunichte gemacht wird. Die Verlustleistung eines aktiven Systems zur Minderung der DU wird daher zu einem Schlüsselkriterium, das darüber entscheidet, ob das System in einem Fahrzeug eingesetzt werden kann.

Dies ist einer der Gründe dafür, dass bisher hauptsächlich passive Torsionsdämpfer zum Einsatz kommen. Die bisherigen aktiven Ansätze sind nicht effizient genug und können daher ihr Plus an Effektivität nicht ausspielen. Ein in der Literatur schon ausgiebig untersuchter Ansatz [4], der u.a. an dieser Problematik scheitert, ist die Kompensation der DU mit Hilfe eines von außen auf den Antriebsstrang wirkenden E-Motors. Was diesen Ansatz auf den ersten Blick interessant erscheinen lässt, ist die Tatsache, dass in vielen Antriebssträngen ohnehin schon ein E-Motor vorhanden ist (Kurbelwellen-Starter-Generator, Hybrid), der für diese Aufgabe verwendet werden könnte. Wie in Kapitel 2 (Abschnitt 2.1.3) noch gezeigt wird, ist dieser Ansatz allerdings mit sehr hohen energetischen Verlusten verbunden. Daher findet er in der Praxis keine Anwendung.

## 1.2 Beitrag der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines neuen aktiven Torsionsdämpfers zur Minderung der Drehungleichförmigkeit von stark downgesizten Verbrennungsmotoren. Der Torsionsdämpfer soll die prinzipbedingten Vorteile aktiver Schwingungsdämpfung ausschöpfen, um so eine deutliche Leistungssteigerung im Vergleich zu einem konventionellen ZMS zu ermöglichen. Gleichzeitig soll sich der Torsionsdämpfer durch eine möglichst hohe Energieeffizienz auszeichnen, so dass die durch Downsizing und Downspeeding erzielte Verbrauchssenkung nicht durch die zusätzlichen Verluste des aktiven Dämpfers kompensiert wird. Die Effektivität und Effizienz des neuen Systems sind experimentell nachzuweisen.

Der wesentliche Beitrag dieser Arbeit kann daher wie folgt zusammengefasst werden:

- **Konzeptentwicklung eines neuen, energieeffizienten aktiven Torsionsdämpfers:** In Kapitel 2 (Abschnitt 2.1) wird das Konzept für einen neuen aktiven Torsionsdämpfer vorgestellt, der durch eine neu vorgeschlagene Aktorplatzierung eine hohe Energieeffizienz verspricht. Zunächst wird hierfür untersucht, welchen Einfluss die Platzierung des Aktors auf die Energieeffizienz eines aktiven Torsionsdämpfers hat. Basierend darauf werden allgemeingültige Kriterien abgeleitet, nach denen sich die Energieeffizienz einer neuen Aktorplatzierung bereits im Konzeptstadium bewerten lässt. Es wird gezeigt, dass die in dieser Arbeit vorgeschlagene Aktorplatzierung diese Kriterien erfüllt. Durch einen modellbasierten Vergleich mit existierenden Aktorplatzierungen werden die Vorteile der neuen Aktorplatzierung herausgearbeitet.
- **Entwicklung und Aufbau eines Versuchsträgers:** Um das theoretisch begründete Potential des neu vorgeschlagenen Dämpferkonzepts im Experiment zu bestätigen, wurde ein Versuchsträger prototypisch aufgebaut. Dieser Versuchsträger wird im zweiten Teil von Kapitel 2 (Abschnitt 2.2) vorgestellt. Insbesondere wird dabei auf die konstruktive Ausgestaltung sowie auf die Auswahl und Abstimmung der am Aufbau beteiligten Hauptkomponenten (Sensorik, Aktuatorik, Leistungselektronik, wesentliche mechanische Komponenten) eingegangen.
- **Modellbildung und Identifikation:** In Kapitel 4 wird der neu entwickelte Versuchsträger modelliert. Dabei wird herausgearbeitet, dass wesentliche mechanische Parameter des Versuchsträgers arbeitspunktabhängig sind. In Abschnitt 4.5 werden diese Parameter mit Hilfe eines erweiterten Kalman-Filters abhängig vom Arbeitspunkt identifiziert. Die Ergebnisse dieser Parameteridentifikation tragen wesentlich zum Systemverständnis des neuen Torsionsdämpfers bei.

- **Entwurf einer Regelung und experimenteller Funktionsnachweis:** Um die Funktion des aufgebauten Versuchsträgers zu untersuchen, wurde er auf einem hierfür konzipierten Prüfstand erprobt. Um dabei die angestrebte Minderung der Drehungleichförmigkeit zu erzielen, musste ein Regler zur Ansteuerung des Versuchsträgers entwickelt werden. In Kapitel 5 (Abschnitt 5.4) wird eine adaptive Störgrößenaufschaltung beschrieben, die für diesen Zweck entworfen und am Prüfstand implementiert wurde. Anhand der damit am Prüfstand erzielten Messergebnisse wird schließlich die hohe Effektivität und hohe Energieeffizienz des neuen Torsionsdämpfers nachgewiesen (Kapitel 6).

### 1.3 Aufbau der Arbeit

Der verbleibende Teil der Arbeit ist wie folgt aufgebaut:

**Kapitel 2** In Kapitel 2 wird ein neuer aktiver Torsionsdämpfer vorgestellt. Das System mit dem Namen *Elektro-Zweimassenschwungrad* (eZMS) wird zunächst theoretisch motiviert. Anschließend wird der Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers beschrieben.

**Kapitel 3** In diesem Kapitel wird ein Prüfstand beschrieben, der an der TU München aufgebaut wurde, um neu entwickelte Torsionsdämpfer zu erproben. Auf diesem Prüfstand wurde auch der eZMS-Versuchsträger getestet.

**Kapitel 4** In Kapitel 4 werden der Prüfstand und der eZMS-Versuchsträger modelliert. Wichtige Systemparameter werden identifiziert und das resultierende Prüfstandsgesamtmodell anhand von Messdaten validiert.

**Kapitel 5** Dieses Kapitel befasst sich mit der Regelung des eZMS-Versuchsträgers. Zunächst wird die zu lösende Problemstellung dargestellt und aus regelungstechnischer Sicht eingeordnet. Ausgehend von einem Überblick existierender Regelungsansätze wird dann ein Regler zur Minderung der Drehungleichförmigkeit entworfen.

**Kapitel 6** In Kapitel 6 wird dann beschrieben, welche Wirkung mit diesem Regler und dem eZMS-Versuchsträger am Prüfstand erzielt werden konnte. Anhand von Messergebnissen werden die Effektivität und die Energieeffizienz des neuen Torsionsdämpfers bewertet.

**Kapitel 7** Da der eZMS-Versuchsträger einen Prototyp darstellt, der in dieser Form noch nicht für eine Serienanwendung geeignet wäre, wird in Kapitel 7 eine mögliche Weiterentwicklung des neuen Dämpferkonzepts vorgestellt.

**Kapitel 8** In Kapitel 8 werden die wesentlichen Ergebnisse der Arbeit noch einmal zusammengefasst. Zudem wird ein Ausblick gegeben, welche Problemstellungen zukünftig noch bearbeitet werden könnten.



## Kapitel 2

# Das eZMS – ein neuer, hoch effizienter aktiver Torsionsdämpfer

In diesem Kapitel wird ein neuartiger aktiver Torsionsdämpfer beschrieben, der zur Minderung der erhöhten Drehungleichförmigkeit stark downgesizter Verbrennungsmotoren entwickelt wurde. Das neue System mit dem Namen **Elektro-Zweimassenschwungrad**, kurz **eZMS**, zeichnet sich durch eine hohe Effektivität bei gleichzeitig hoher Energieeffizienz aus. Effektivität und Effizienz des neuen Torsionsdämpfers basieren auf einer äußerst günstigen, neu entwickelten Platzierung des Aktors. Diese neue Aktorplatzierung wird im ersten Teil des Kapitels, Abschnitt 2.1, vorgestellt und theoretisch motiviert. Im zweiten Teil des Kapitels, Abschnitt 2.2, wird dann der Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers beschrieben, der entwickelt wurde, um das theoretisch begründete Potential des neuen Dämpferkonzepts im Experiment zu bestätigen.

Hinsichtlich der Neuheit und Originalität des in diesem Kapitel vorgestellten Systems sei vorab folgendes angemerkt: Im November 2013 wurde durch das Fraunhofer-Institut für Betriebsfestigkeit und Systemzuverlässigkeit LBF, Darmstadt, ebenfalls ein aktiver Torsionsdämpfer [14] vorgestellt. Der in [14] beschriebene Torsionsdämpfer ist zwar nicht für den Einsatz im Fahrzeug, sondern für den Einsatz in einem Schiffsantrieb konzipiert, er weist allerdings eine zum eZMS sehr ähnliche Aktorplatzierung auf. Aufbau und Funktionsweise des eZMS wurden jedoch schon im Juni, [35], und im September, [34], 2013 und damit vor [14] veröffentlicht. Zudem wurde die spezielle Aktorplatzierung des eZMS bereits im Jahr 2011 zum Patent [33] angemeldet. Eine Abhängigkeit des in dieser Arbeit beschriebenen Systems (eZMS) von dem in [14] beschriebenen System besteht damit nachweislich nicht. Die Tatsache, dass der in dieser Arbeit beschriebene Ansatz in ähnlicher Weise auch durch eine andere Forschungsgruppe untersucht wird, deutet auf das Potential des im Folgenden beschriebenen neuen Torsionsdämpfers hin.

## 2.1 Ein neues aktives Dämpferkonzept

In diesem Abschnitt wird ein neues Dämpferkonzept zur energieeffizienten aktiven Minderung der Drehungleichförmigkeit vorgestellt. Um das neue Konzept zu motivieren wird zunächst betrachtet, welche Einflussfaktoren die Energieeffizienz eines aktiven Torsionsschwingungsdämpfers beeinflussen. In Abschnitt 2.1.1 werden hierzu die potentiellen Verlustquellen eines verallgemeinerten, aktiven Torsionsschwingungsdämpfers herausgearbeitet. Es wird aufgezeigt, dass die Platzierung des Aktors hierbei entscheidenden Einfluss hat. Basierend darauf werden Kriterien abgeleitet, welche die Aktorplatzierung für eine hohe Energieeffizienz erfüllen sollte. In Abschnitt 2.1.2 wird dann unter dem Namen Elektro-Zweimassenschwungrad (eZMS) ein neues aktives Dämpferkonzept vorgestellt. Das vorgestellte Dämpferkonzept basiert auf einer neuartigen Aktorplatzierung die hinsichtlich der in Abschnitt 2.1.1 erarbeiteten Kriterien als sehr energieeffizient einzustufen ist. In 2.1.3 wird die neu vorgeschlagene Aktorplatzierung mit zwei weiteren Aktorplatzierungen verglichen, welche dem Stand der Technik zuzuordnen sind. Anhand einer einfachen Modellrechnung werden die Vorzüge der neuen Aktorplatzierung herausgearbeitet und quantifiziert.

### 2.1.1 Verlustquellen eines verallgemeinerten aktiven Torsionsdämpfers

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Frage, wodurch bei der aktiven Dämpfung von Torsionsschwingungen Verluste hervorgerufen werden und was beim Entwurf eines aktiven Torsionsdämpfers beachtet werden muss, um diese Verluste zu minimieren. Im Folgenden werden auf einer allgemein gehaltenen Ebene zwei wesentliche potentielle Verlustquellen aktiver Torsionsschwingungsdämpfung aufgezeigt. Dazu wird eine Leistungsbilanz an einem abstrahierten aktiven Torsionsdämpfer aufgestellt. Anschließend werden Bedingungen abgeleitet, die zu einer Minimierung der identifizierten Verlustquellen führen und die daher bei der Entwicklung eines neuen aktiven Systems zur Minderung der DU berücksichtigt werden sollten. Neben dem Wirkungsgrad der verwendeten Hardware, wird sich hierbei v. a. der Ort an dem der Aktor platziert wird als entscheidende Einflussgröße herausstellen.

Abbildung 2.1 zeigt einen abstrahierten Antriebsstrang an dessen Eingangswelle eine zeitlich schwankende Antriebsleistung  $P_{an}$  anliegt.  $P_{an}$  ist hierbei das Produkt aus dem antriebsseitig anliegenden Drehmoment  $M_{an}$  und der Winkelgeschwindigkeit der Eingangswelle  $\omega_{an}$ . Im Weiteren wird angenommen, dass die Antriebsleistung um einen konstanten Mittelwert schwankt. Der Mittelwert entspricht hierbei der effektiven Leistung die auf den Abtrieb übertragen werden soll. Weiterhin wird angenommen, dass

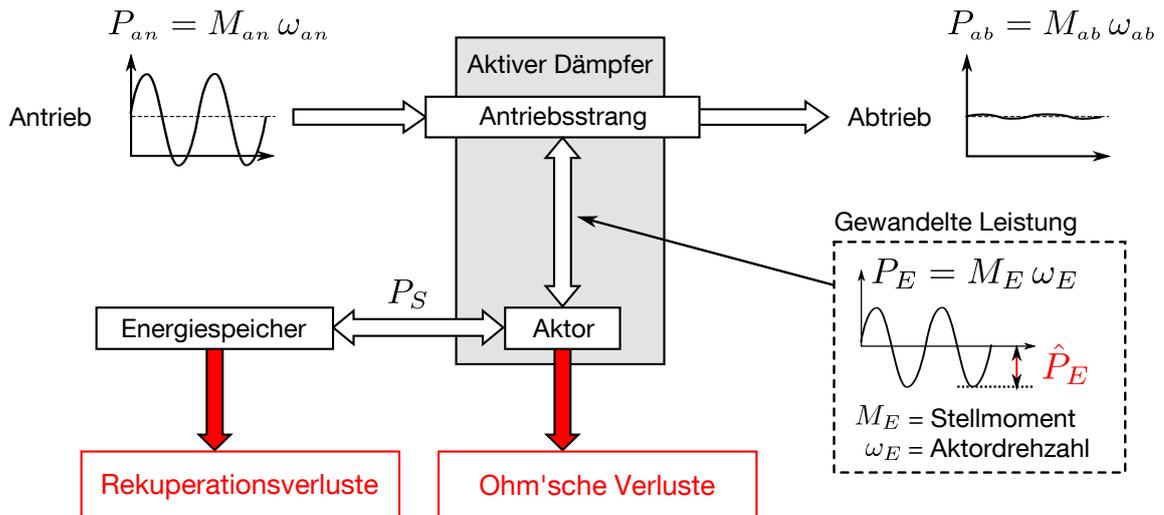


Abbildung 2.1: Maßgebliche Verlustleistungsarten eines verallgemeinerten aktiven Dämpfers zur Minderung der DU.

die Schwankung um diesen Mittelwert eine Störung darstellt, die den Antriebsstrang zu unerwünschten Torsionsschwingungen anregt. Das Ziel ist es, die Störung möglichst vom Abtrieb fernzuhalten bzw. die Abtriebsleistung  $P_{ab}$  zu beruhigen.  $P_{ab}$  ist hierbei das Produkt aus dem abtriebsseitig anliegenden Moment  $M_{ab}$  und der Winkelgeschwindigkeit der Abtriebswelle  $\omega_{ab}$ . Um die durch  $P_{an}$  hervorgerufenen Torsionsschwingungen zu dämpfen, sei ein aktiver Torsionsdämpfer in den Antriebsstrang integriert. Der aktive Dämpfer stellt einen Aktor bereit, mit welchem ein Kompensationsmoment  $M_E$  in den Antriebsstrang eingeleitet werden kann. Im Weiteren wird davon ausgegangen, dass der Aktor einen E-Motor darstellt. Außerdem sei ein Energiespeicher vorhanden, der den Aktor mit der für die Schwingungsdämpfung notwendigen Energie versorgt. Das Moment  $M_E$  multipliziert mit der Drehzahl des Aktors  $\omega_E$  ergibt die vom Aktor gewandelte Leistung  $P_E$ , die der Aktor mit dem Antriebsstrang austauscht. Es scheint intuitiv klar, dass auch diese Leistung zeitlich schwanken wird. Denn zur Kompensation der Schwankung der Eingangsleistung wird eine gewisse Energiemenge zyklisch zwischen Aktor und Antriebsstrang hin- und herfließen müssen.

Will man nun die Verluste der aktiven Schwingungsdämpfung gering halten, muss man sicherstellen, dass dieses Hin- und Herfließen von Energie möglichst verlustfrei abläuft. D.h. man muss die gesamte Energie, die in einer Phase vom Antriebsstrang zum Aktor fließt, im Energiespeicher zwischenspeichern, um sie in einer darauffolgenden Phase an den Antriebsstrang zurückgeben zu können. Dazu müssten aber sowohl der Aktor als auch der Energiespeicher vollkommen verlustfrei arbeiten. In Realität wird dies jedoch nie der Fall sein. Im Folgenden werden daher zwei wesentliche Verlustarten

näher betrachtet:

1. **Ohm'sche Verluste** und
2. **Rekuperationsverluste.**

**Ohm'sche Verluste** entstehen in den Kupferwicklungen des Aktors. Diese Verluste wird man aufgrund des in den Wicklungen fließenden Stroms immer in Kauf nehmen müssen. Generell wachsen die Ohm'schen Verluste mit dem Stellmoment  $M_E$  an, da zur Erzeugung eines höheren Stellmoments ein höherer Strom fließen muss. Für einen permanenterregten Gleichstrommotor oder eine permanenterregte Synchronmaschine ergibt sich beispielsweise der folgende quadratische Zusammenhang zwischen dem Moment  $M_E$  und der Ohm'schen Verlustleistung  $P_\Omega$ :

$$P_\Omega(t) = R I(t)^2 = R \left( \frac{M_E(t)}{K_T} \right)^2 = \left( \frac{M_E(t)}{K_M} \right)^2 \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} \text{mit: } M_E &= K_T I, \\ K_M &:= K_T / \sqrt{R} \end{aligned}$$

Hierbei ist  $R$  der Widerstand der Kupferwicklungen,  $I$  der durch die Wicklungen fließende Strom und  $K_T$  die Momentenkonstante des E-Motors.  $K_M$  ist eine motor-spezifische Konstante in der Einheit  $\text{Nm}/\sqrt{\text{W}}$  die angibt, wie viel Ohm'sche Verluste der Aktor bei der Erzeugung eines bestimmten Moments verursacht. Im Weiteren wird davon ausgegangen, dass die Ohm'schen Verluste gemäß (2.1) quadratisch vom Stellmoment abhängen.

**Minimierung der Ohm'schen Verluste:** Die Ohm'schen Verluste sinken gemäß (2.1) mit steigendem  $K_M$  und sinkendem  $M_E$ . Die Motorkonstante  $K_M$  lässt sich generell durch den Einsatz eines effizienteren Aktors steigern. Auf das für die aktive Schwingungsdämpfung nötige Stellmoment  $M_E$  hat man jedoch durch die Wahl des Aktors keinen Einfluss. Diese Größe lässt sich allein durch die Platzierung des Aktors beeinflussen. Je nach dem wo der Aktor platziert wird, wird man mehr oder weniger Stellmoment zur Dämpfung der Schwingungen aufwenden müssen. Da die Ohm'schen Verluste quadratisch von  $M_E$  abhängen, sollte man den Aktor so platzieren, dass das benötigte Stellmoment möglichst klein wird.

**Rekuperationsverluste:** Als nächstes wird erklärt, was mit dem Begriff Rekuperationsverluste gemeint ist. Dazu betrachten wir den Leistungsfluss  $P_S$  zwischen Aktor und Energiespeicher (s. Abbildung 2.1). Durch eine Leistungsbilanz am Aktor ergibt

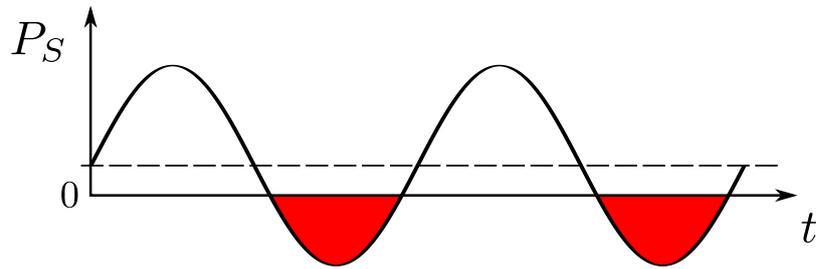


Abbildung 2.2: Leistungsfluss  $P_S$  zwischen Energiespeicher und Aktor. Die eingefärbten, negativen Halbwellen veranschaulichen die Energie die ohne Rekuperation ( $\eta_{rek} = 0$ ) verloren gehen würde.

sich  $P_S$  als Summe aus den Ohm'schen Verlusten  $P_\Omega$  und der elektro-mechanisch gewandelten Leistung  $P_E$  des Aktors.

$$P_S(t) = P_E(t) + P_\Omega(t) = M_E(t) \omega_E(t) + \left( \frac{M_E(t)}{K_M} \right)^2 \quad (2.2)$$

Da sowohl  $P_E$ , als auch  $P_\Omega$  zeitlich schwanken werden, wird auch die Leistung  $P_S$  in irgendeiner Weise zeitlich schwanken. Dies ist in Abbildung 2.2 beispielhaft angedeutet. In Phasen, in denen  $P_S$  negativ ist, fließt elektrische Energie vom Aktor zum Energiespeicher. Will man die Verluste der aktiven Schwingungsdämpfung gering halten, sollte man diese Energie möglichst vollständig rekuperieren. Die rot eingefärbten Flächen in Abbildung 2.2 kennzeichnen die Energie, die hierfür zyklisch gespeichert und wieder freigesetzt werden müsste. Falls diese Energierückgewinnung nicht stattfindet, geht die komplette durch die roten Flächen veranschaulichte Energie verloren. Doch auch beim Versuch diese Energie zu rekuperieren, wird man i.A. Verluste in Kauf nehmen müssen. Ein Teil der zu rekuperierenden Energie wird sicher verloren gehen, da der sich zyklisch wiederholende Prozess des Speicherns und wieder Freisetzens von Energie in Realität nie völlig verlustfrei ablaufen wird. Der Grund hierfür ist, dass dieser Prozess i.A. mit weiteren verlustbehafteten Energiewandlungen verbunden sein wird. Diese Verluste werden im Weiteren unter dem Begriff **Rekuperationsverluste** zusammengefasst.

**Minimierung der Rekuperationsverluste:** Die Höhe der Rekuperationsverluste wird zum einen davon abhängen, mit welchem Wirkungsgrad  $\eta_{rek}$  die Rekuperation, d.h. das Speichern und wieder Freisetzen der Energie erfolgt. Ein Wirkungsgrad von  $\eta_{rek} = 1$  würde hierbei bedeuten, dass die zurück gespeiste Energie verlustfrei zwischengespeichert und wieder freigesetzt wird. Für  $\eta_{rek} = 0$  ginge die komplette Energie verloren. Dieser Wirkungsgrad kann i.A. durch die Wahl einer möglichst effizienten Hardware bzw. durch die Optimierung derselbigen gesteigert werden. Zum

anderen werden die Rekuperationsverluste sicher auch davon abhängen, wie viel Energie zyklisch rekuperiert werden muss. Je mehr Energie dies ist, desto mehr Verluste wird man tendenziell in Kauf nehmen müssen. Ein guter Indikator für die Menge an Energie die hin- und herfließen muss, ist die Amplitude der elektro-mechanisch gewandelten Leistung,  $\hat{P}_E$ , (vgl. Abb. 2.1, rechts unten). Denn umso mehr Energie zyklisch zwischen Aktor und Antriebsstrang hin- und herfließen muss ( $P_E$ ), desto mehr Energie wird tendenziell auch zwischen Energiespeicher und Aktor hin- und herfließen ( $P_S$ ). Um die Menge der zyklisch zu rekuperierenden Energie und damit die Rekuperationsverluste gering zu halten, sollte folglich die Amplitude der elektro-mechanisch gewandelten Leistung  $\hat{P}_E$  möglichst klein sein. Da  $P_E$  das Produkt aus  $M_E$  und  $\omega_E$  ist, bedeutet dies weiterhin, dass sowohl das für die Schwingungsdämpfung nötige Stellmoment, als auch die sich dabei einstellende Aktordrehzahl möglichst klein sein sollten. Diese beiden Größen lassen sich nun wiederum nicht durch die Wahl der Hardware, sondern nur durch die Platzierung des Aktors beeinflussen. Zur Minimierung der Rekuperationsverluste sollte der Aktor daher so platziert werden, dass  $M_E$  und  $\omega_E$  möglichst klein werden.

### Fazit

Zusammenfassend lässt sich damit sagen, dass beide eingeführte Verlustarten prinzipiell durch zwei Maßnahmen verringert werden können (vgl. Abb. 2.3). Zum einen ist dies

1. die Steigerung der **Effizienz der verwendeten Hardware** und zum anderen
2. eine möglichst **energieeffiziente Platzierung des Aktors**.

Will man einen möglichst energieeffizienten aktiven Dämpfer entwickeln, so sollte man natürlich beide aufgeführte Maßnahmen voll ausschöpfen. Während die Optimierung der Hardware jedoch noch relativ spät im Entwicklungsprozess erfolgen kann, muss die Platzierung des Aktors bereits zu Beginn des Entwicklungsprozesses festgelegt werden. Zudem bestimmt die Wahl der Aktorplatzierung maßgeblich in welcher Größenordnung die Gesamtverluste liegen werden. Dies zeigt ein Vergleich verschiedener Aktorplatzierungen in Abschnitt 2.1.3. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit der Fokus auf die Entwicklung einer möglichst energieeffizienten Aktorplatzierung gelegt. Eine Aktorplatzierung wird dabei gemäß der in diesem Abschnitt vermittelten Erkenntnisse genau dann als sehr energieeffizient eingestuft, wenn durch sie sowohl das **Stellmoment  $M_E$** , als auch die **Aktordrehzahl  $\omega_E$**  möglichst klein sind.

Im nächsten Abschnitt, 2.1.2, wird ein neuer aktiver Torsionsdämpfer vorgestellt, der auf einer nach diesen Prinzipien neu entwickelten Aktorplatzierung basiert. In Ab-

Maßnahmen zur Senkung der

→ <b>Ohm'schen Verluste</b>	$K_M \uparrow$	$M_E \downarrow$
→ <b>Rekuperationsverluste</b>	$\eta_{rek} \uparrow$	$M_E \downarrow, \omega_E \downarrow$
Durch Wahl & Optimierung der Hardware beeinflussbar		Durch die Platzierung des Aktors beeinflussbar

Abbildung 2.3: Mögliche Maßnahmen zur Minimierung der Verluste.

schnitt 2.1.3 wird die neue Aktorplatzierung dann mit zwei weiteren, bereits bekannten Aktorplatzierungen verglichen. Mit Hilfe einer einfachen Modellrechnung wird die Energieeffizienz der drei Aktorplatzierungen verglichen und quantifiziert. Um diesen modellbasierten Vergleich zu ermöglichen, werden hier abschließend noch ein paar dafür wichtige Zusammenhänge eingeführt:

Zunächst wird ein Ausdruck für die Rekuperationsverluste hergeleitet, anhand dessen die Rekuperationsverluste ausgewertet werden können. Dazu wird die in (2.2) definierte Leistung  $P_S$  zuerst in ihren positiven Anteil  $P_S^+$  und ihren negativen Anteil  $P_S^-$  aufgeteilt.

$$P_S^+(t) := \begin{cases} P_S(t), & \text{falls } P_S(t) \geq 0 \\ 0, & \text{falls } P_S(t) < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$P_S^-(t) := \begin{cases} 0, & \text{falls } P_S(t) \geq 0 \\ P_S(t), & \text{falls } P_S(t) < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\Leftrightarrow \boxed{P_S(t) = P_S^+(t) + P_S^-(t)}$$

$P_S^-$  beschreibt dabei gerade die in Abbildung 2.2 hervorgehobenen, negativen Halbwellen von  $P_S$  und damit die vom Aktor zum Energiespeicher fließende Energie. Mit dem Wirkungsgrad  $\eta_{rek}$  ergeben sich die Rekuperationsverluste zu

$$P_{RV}(t) = -(1 - \eta_{rek})P_S^-(t). \quad (2.5)$$

Das Minus auf der rechten Seite dieser Gleichung ergibt sich, da  $P_S^-$  per Definition negativ ist. Die Rekuperationsverluste  $P_{RV}$  sind damit konsistent zu den Ohm'schen Verlusten  $P_\Omega$  (vgl. (2.1)) positiv definiert. Anhand dieser Gleichung werden in Abschnitt 2.1.3 die Rekuperationsverluste ausgewertet.

Schließlich wird hier noch ein Ausdruck für die bei der aktiven Schwingungsdämpfung entstehenden Gesamtverluste angegeben. Als mittlere Gesamtverlustleistung  $\bar{P}_V$  wird hierbei die Leistung verstanden, die im zeitlichen Mittel aus dem Energiespeicher bereitgestellt werden muss. Diese Leistung ergibt sich dementsprechend aus einer zeitlich gemittelten Leistungsbilanz am Energiespeicher:

$$\bar{P}_V = \frac{1}{T} \int_0^T P_S(t) + P_{RV}(t) d\tau = \frac{1}{T} \int_0^T P_S^+(t) + \eta_{rek} P_S^-(t) d\tau \quad (2.6)$$

Die Ohm'schen Verluste und die Rekuperationsverluste sind in dieser Gesamtverlustleistung enthalten.  $\bar{P}_V$  kann jedoch auch noch weitere Verlustarten beinhalten. Als Beispiel sind hier mögliche mechanische Verluste des aktiven Torsionsdämpfers zu nennen. Solche Verluste würden sich durch einen positiven Mittelwert der vom Aktor gewandelten Leistung  $P_E$  bemerkbar machen. Anhand (2.6) wird die Verlustleistung von drei Aktorplatzierungen in Abschnitt 2.1.3 quantifiziert und verglichen.

## 2.1.2 Das eZMS: Ein sehr energieeffizienter Torsionsdämpfer

In diesem Abschnitt wird ein neu entwickeltes aktives System zur Minderung der Drehungleichförmigkeit beschrieben, welches bereits in den Veröffentlichungen [34] und [35] vorgestellt wurde. Das System trägt den Namen Elektro-Zweimassenschwungrad (eZMS) und basiert auf einer neuen und nach den Kriterien aus Abschnitt 2.1.1 als sehr energieeffizient einzustufenden Aktorplatzierung. Für diese Aktorplatzierung wurde bereits gemeinsam mit der BMW Forschung und Technik GmbH eine Patentanmeldung eingereicht [33].

### 2.1.2.1 Aufbau des eZMS

Abbildung 2.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau des eZMS. Einbauort des Systems ist die Stelle zwischen Motor und Getriebe an der sonst das Zweimassenschwungrad (ZMS) sitzen würde. Das eZMS ersetzt damit das konventionelle ZMS. Wie der Name bereits verrät, bedient sich das eZMS der Grundstruktur eines herkömmlichen ZMS. Genau wie ein konventionelles ZMS besteht es aus zwei Schwungrädern, welche über relativ weiche Bogenfedern miteinander gekoppelt sind. Die Bogenfedern sorgen auch beim eZMS für die Übertragung des Antriebsmoments von der Primär- auf die Sekundärseite. Diese passive Grundstruktur wird nun jedoch um einen mitdrehenden E-Motor erweitert. Der eine Teil des E-Motors wird dabei fest mit dem primären Schwungrad verbunden und der andere Teil fest mit dem sekundären Schwungrad. Der E-Motor besteht somit nicht wie gewöhnlich aus einem ruhenden Stator und einem drehenden Rotor, sondern aus zwei Rotoren. In Abbildung 2.5 (links) ist zur Veranschaulichung

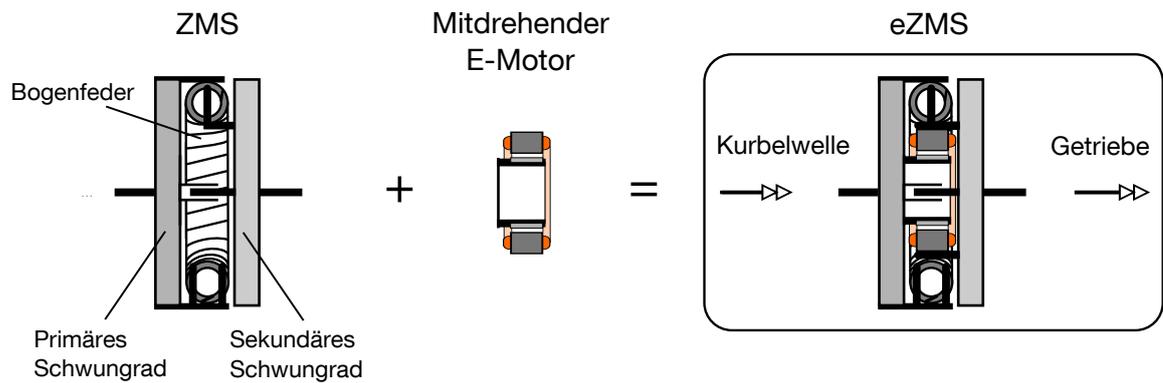


Abbildung 2.4: Prinzipieller Aufbau des Elektro-Zweimassenschwungrads (eZMS).

beispielhaft dargestellt, wie eine Umsetzung des eZMS mit einer permanenterregten Synchronmaschine (PMSM)<sup>1</sup> aussehen könnte. Der E-Maschinenteil mit den Permanentmagneten ist in diesem Beispiel konstruktiv an die Primärseite angebunden und der Teil mit den Kupferwicklungen an die Sekundärseite. Dazwischen befindet sich der Luftspalt über den das Aktormoment von der einen auf die andere Seite übertragen wird. Die dargestellte Konfiguration ist dabei nur eine der verschiedenen Möglichkeiten, wie der Aktor angebracht werden kann. Prinzipiell könnte man die Seiten der beiden Rotoren der PMSM auch vertauschen und außerdem wäre auch die Verwendung eines anderen E-Motorentyps (z.B. einer Asynchronmaschine) denkbar.

### 2.1.2.2 Funktionsweise des eZMS

Wird mit dem im eZMS verbauten Aktor kein Moment erzeugt, wird sich das System genau wie ein konventionelles ZMS verhalten. Im passiven Betrieb lässt sich mit dem eZMS daher die gleiche Isolationswirkung erzielen, wie mit einem gewöhnlichen ZMS. In allen Betriebspunkten, in denen dies nötig ist, kann diese passive Wirkung jedoch durch einen aktiven Eingriff verbessert werden. Durch die spezielle Platzierung des eZMS-Aktors wird erreicht, dass sich das Moment des E-Motors nicht nach außen abstützt, sondern am primären und sekundären Schwungrad. Damit wirkt das Aktormoment, wie in Abbildung 2.5 rechts dargestellt, parallel zu dem Moment, welches durch die Bogenfeder übertragen wird. Der E-Motor kann daher benutzt werden, um die Restschwankung des durch die Feder übertragenen Moments zu kompensieren, so dass in Summe nur noch das mittlere Antriebsmoment auf den Abtrieb übertragen wird. Die DU des Verbrennungsmotors kann so im Idealfall gänzlich vom Getriebe und vom restlichem Antriebsstrang ferngehalten werden.

<sup>1</sup> Permanent Magnet Synchronous Machine

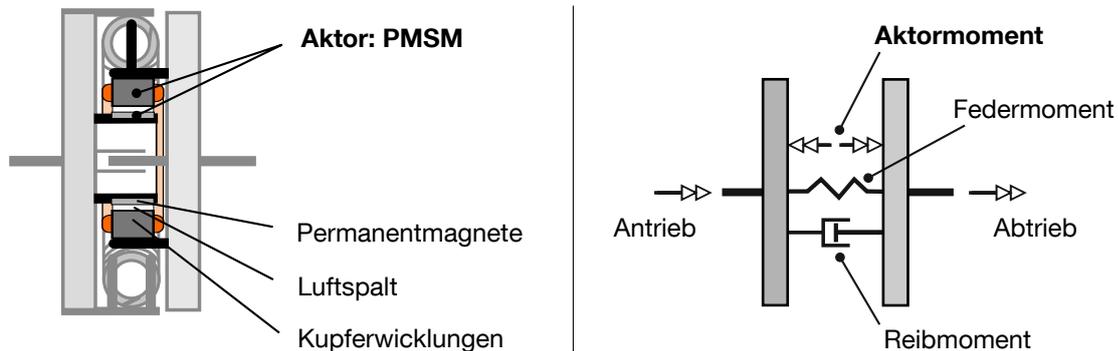


Abbildung 2.5: Links: Beispielhafte Darstellung der Aktorplatzierung des eZMS für eine Umsetzung mit einer permanentenerregten Synchronmaschine. Rechts: Abstützung des Aktormoments. Das Aktormoment wirkt parallel zur Bogenfeder.

### 2.1.2.3 Energieeffizienz des eZMS

Der besondere Aufbau des eZMS bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich, die es in Summe ermöglichen, die DU in sehr energieeffizienter Art und Weise zu mindern. Ein wichtiger Punkt, der wesentlich dazu beiträgt, liegt bereits im passiven Verhalten des eZMS begründet. Im passiven Betrieb, d.h. bei ausgeschaltetem Aktor, lässt sich mit dem eZMS die gleiche Isolationswirkung erzielen, wie mit einem konventionellen ZMS. Zunächst scheint dies kein Vorteil zu sein, denn erstens bringt diese Eigenschaft im Vergleich zu einem ZMS keinen Mehrwert mit sich und zweitens wurde ja bereits in Abschnitt 1.1.3 deutlich gemacht, dass die Wirkung eines ZMS nicht mehr ausreicht. Allerdings wirkt sich diese Eigenschaft trotzdem sehr positiv auf die Energieeffizienz des eZMS aus. Denn auch wenn ein ZMS nicht ausreichen mag, um die DU eines stark downgesizten Verbrennungsmotors im gesamten Betriebsbereich zu isolieren, so wird es dennoch viele Arbeitspunkte geben, in denen das ZMS auch weiterhin ausreichend gut isoliert. In Abschnitt 1.1.3 wurde anhand von Abbildung 1.4 erklärt, dass das ZMS v.a. bei niedrigen Motordrehzahlen, hohen Motorlasten und in hohen Gängen an seine Grenzen stößt. Die hierfür verantwortlichen Mechanismen sind nachfolgend noch einmal aufgelistet:

1. Je kleiner die Drehzahl ist, desto kleiner ist die Frequenz der Anregung und desto schlechter isoliert das ZMS aufgrund seiner Tiefpasscharakteristik (vgl. Abb. 1.4, S.12).
2. Je größer die Last ist, desto größer ist die Amplitude der Anregung und desto größer sind die hierdurch hervorgerufenen störenden Schwingungen.
3. Je höher der eingelegte Gang ist, desto weiter rechts (auf der Frequenzachse) liegt die in Abbildung 1.4 dargestellte Resonanzfrequenz und desto schlechter

isoliert daher das ZMS im unteren Drehzahlbereich.

Im Umkehrschluss heißt dies jedoch auch, dass das ZMS für hohe Drehzahlen, niedrige Lasten oder in niedrigen Gängen auch weiterhin ausreichen kann bzw. wird. In all diesen Betriebspunkten wird es dementsprechend nicht nötig sein, die durch die DU hervorgerufenen Schwingungen aktiv zu dämpfen. Somit werden in diesen Betriebspunkten auch keine Verluste für die aktive Schwingungsdämpfung anfallen. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass aufgrund der passiven Eigenschaften des eZMS ein aktiver Eingriff durch den Aktor nur für eine verhältnismäßig kleine Zahl von Betriebspunkten nötig sein wird. Diese Betriebspunkte zeichnen sich durch eine kleine Drehzahl bei gleichzeitig hoher Last und hohem eingelegtem Gang aus. In allen anderen Betriebspunkten kann der Aktor ausgeschaltet werden, um Energie zu sparen. Vor Allem hinsichtlich der Verluste im genormten Fahrzyklus stellt dies eine sehr wichtige Eigenschaft dar. Dies soll anhand Abbildung 2.6 veranschaulicht werden. Die Abbildung zeigt den Betriebsbereich eines Verbrennungsmotors und unterteilt diesen exemplarisch in einen Bereich, in dem die passive Wirkung des eZMS ausreicht und einen weiteren Bereich, in dem die Schwingungsdämpfung aktiv unterstützt werden muss. Außerdem deutet die Abbildung die Gangabhängigkeit der beiden Bereiche an. Wenn nun in einem Fahrzyklus viel im hellgrau dargestellten Bereich gefahren wird, in dem das eZMS passiv betrieben werden kann, können natürlich nicht viel Verluste für die aktive Schwingungsdämpfung anfallen. Gerade für den Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ), in dem größtenteils in kleinen Gängen und mit eher kleinen bis moderaten Lasten gefahren wird, wird dies zutreffen.

Allerdings lässt sich die hohe Energieeffizienz des eZMS natürlich nicht allein durch dessen passive Eigenschaften begründen. Hierfür gibt es noch einen weiteren, entscheidenden Grund: Denn auch wenn das System aktiv in die Schwingungsdämpfung eingreift, wird es nur geringe Zusatzverluste verursachen. Dies ist eine direkte Konsequenz der neu vorgeschlagenen Aktorplatzierung und lässt sich wie folgt begründen: In Abschnitt 2.1.1 wurde bereits behandelt, welchen Einfluss die Platzierung des Aktors auf die Verlustleistung eines aktiven Torsionsdämpfers hat. Dabei wurden Kriterien abgeleitet, nach denen eine geringe Verlustleistung zu erwarten ist, wenn sowohl das für die aktive Dämpfung nötige Stellmoment  $M_E$ , als auch die sich dabei einstellende Aktordrehzahl  $\omega_E$  klein sind. **Beide Kriterien werden durch das eZMS erfüllt.** Das Stellmoment  $M_E$  ist verhältnismäßig klein, da der Aktor nicht die komplette DU des Verbrennungsmotors kompensieren muss, sondern nur noch die durch die Bogenfeder übertragene Restschwankung. Typischerweise ist diese Restschwankung deutlich kleiner als die Anregung des Verbrennungsmotors. Die Aktordrehzahl  $\omega_E$  entspricht

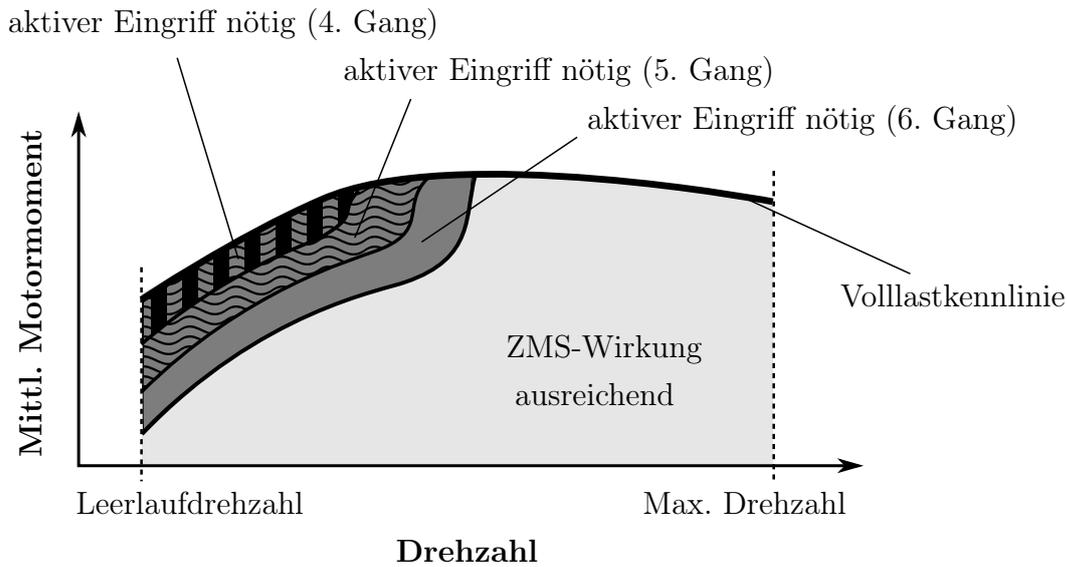


Abbildung 2.6: Motorkennfeld eines downgesizten Verbrennungsmotors: Unterteilung in einen Bereich in dem die Wirkung eines ZMS ausreicht und einen Bereich in dem die Schwingungsdämpfung aktiv unterstützt wird.

beim eZMS der Relativedrehzahl zwischen der Primär- und der Sekundärseite. Da die Bogenfeder einer relativen Verdrehung zwischen Primär- und Sekundärseite entgegen wirkt, wird diese Relativedrehzahl immer um die Null schwanken. Die Amplitude dieser Drehzahlschwankung ist typischerweise deutlich kleiner als die Absolutdrehzahl des Antriebsstrangs. Dies wird die modellbasierte Untersuchung in Abschnitt 2.1.3 zeigen. Daher kann beim eZMS auch die Aktordrehzahl  $\omega_E$  als verhältnismäßig klein eingestuft werden. Da sowohl  $M_E$  als auch  $\omega_E$  klein sind, lässt sich prognostizieren, dass das eZMS, bedingt durch die neue Aktorplatzierung, auch im aktiven Betrieb nur geringe Verluste verursachen wird.

**Zusammenfassend lässt sich sagen:** Durch die Kombination der passiven Eigenschaften eines ZMS und einer neu vorgeschlagenen, energieeffizienten Aktorplatzierung stellt das eZMS ein sehr energieeffizientes Dämpferkonzept dar. Dies wird der modellbasierte Vergleich verschiedener Aktorplatzierungen im nächsten Abschnitt bestätigen. Eine technische Herausforderung, die für eine reale Umsetzung dieses Konzepts jedoch gelöst werden muss, stellt die Energieversorgung des mitdrehenden E-Motors dar. Wie mit diesem Problem umgegangen wurde, wird im Weiteren noch geklärt.

### 2.1.3 Vergleich des eZMS mit alternativen Aktorplatzierungen

In diesem Abschnitt wird die neu vorgeschlagene Aktorplatzierung des eZMS mit zwei alternativen Aktorplatzierungen verglichen, die dem Stand der Technik zuzuordnen sind. Zunächst werden die beiden existierenden Aktorplatzierungen eingeführt.

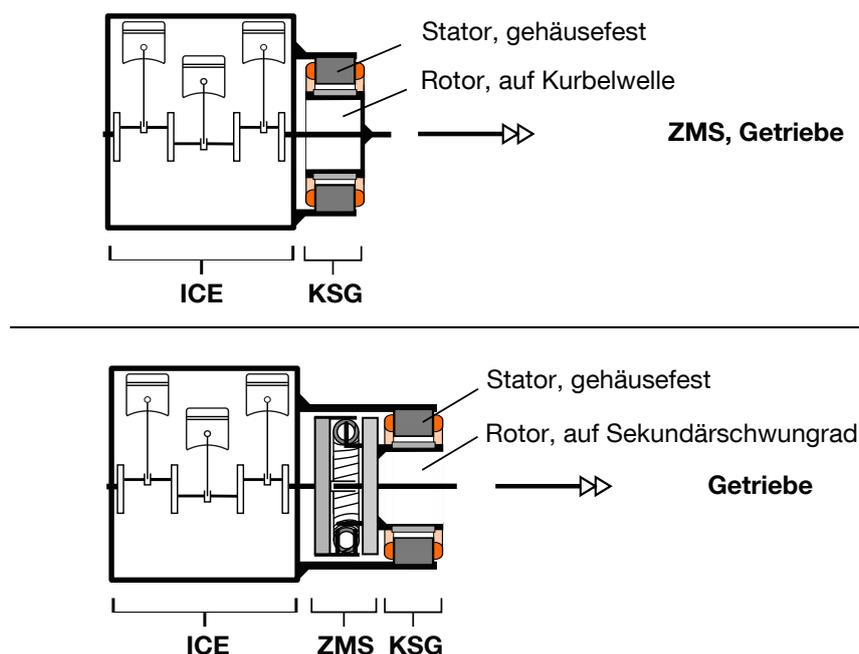


Abbildung 2.7: Verbrennungsmotor mit integriertem Kurbelwellen-Starter-Generator (KSG). Oben: KSG auf der Kurbelwelle. Unten: KSG auf der Sekundärseite eines Zweimassenschwungrads.

Anschließend werden die Vorteile der neuen Aktorplatzierung anhand eines auf einer Modellrechnung basierenden Vergleichs herausgearbeitet und quantifiziert.

### 2.1.3.1 Zwei existierende Aktorplatzierungen

Ein großer Nachteil aktiver Schwingungsdämpfung ist, neben den dadurch entstehenden energetischen Verlusten, dass i.A. zusätzliche Kosten für den Aktor, die Leistungselektronik und die Sensorik des aktiven Dämpfers entstehen. Ein Ansatz, der dieses Problem nicht aufweist und der daher auf den ersten Blick interessant erscheint, ist die aktive Dämpfung mithilfe eines Kurbelwellen-Starter-Generators (KSG). Ein KSG ist eine elektrische Maschine deren Rotor auf der Kurbelwelle sitzt und deren Stator sich am Motorgetriebeverbund abstützt. Abbildung 2.7 (oben) veranschaulicht diese Topologie. Ein solches System wird eigentlich zum Starten des Motors und zum Laden der Fahrzeugbatterie eingesetzt. Theoretisch könnte man mit einem KSG natürlich auch das schwankende Moment des Verbrennungsmotors kompensieren, in dem man ein entsprechendes Gegenmoment auf die Kurbelwelle aufbringt. Da in allen verbrennungsmotorisch betriebenen Antriebssträngen ohnehin ein E-Motor zum Starten nötig ist, ließe sich diese Lösung u.U. kostenneutral umsetzen. Daher erscheint sie auf den ersten Blick sehr attraktiv.

Bei genauerer Betrachtung weist dieser Ansatz allerdings ein paar entscheidende Schwächen auf. Eine gründliche Diskussion der Vor- und Nachteile der aktiven Schwingungsdämpfung mit einem KSG findet sich bspw. in [4]. Die größte Schwäche, welche sich letztlich auch als Ausschlusskriterium erweist, stellt die hohe Verlustleistung bei diesem Ansatz dar. In [4] wird diese Verlustleistung für den Fall abgeschätzt, dass die Anregung eines 87 kW 4-Zylindermotors kompensiert werden soll. Die Autoren gehen dabei davon aus, dass E-Motor und Leistungselektronik zusammen einen Wirkungsgrad von 85 % aufweisen. Des Weiteren wird angenommen, dass der KSG ein maximales Moment von 200 Nm erzeugen kann. Da die Anregungsamplituden des betrachteten Verbrennungsmotors in vielen Betriebspunkten deutlich größer sind als 200 Nm, bedeutet dies, dass der KSG die DU nicht komplett, sondern nur teilweise kompensieren kann. Trotz der nur unvollständigen Kompensation prognostizieren die Autoren in diesem Fall elektrische Verluste von bis zu 4 kW. Zu einem ähnlichen Ergebnis kommen die Autoren von [39]. Auch sie prognostizieren Verluste in dieser Größenordnung, wenn mit einem KSG die Drehungleichförmigkeit eines 4-Zylindermotors kompensiert werden soll. Solch hohe Verluste würden den Gesamtwirkungsgrad des Fahrzeugs in drastischer Weise senken. Zudem ist anzunehmen, dass die Verluste bei vollständiger Kompensation der DU noch größer ausfallen würden. Erschwerend kommt hinzu, dass die Verluste tendenziell weiter steigen werden, wenn statt eines 4-Zylinders die erhöhte DU eines downgesizten 3-Zylinders kompensiert werden soll. Gerade vor dem Hintergrund der stetig steigenden Verbrauchsanforderungen (vgl. Abs. 1.1.1) kann die Kompensation der DU mit einem auf der Kurbelwelle angreifenden E-Motor nicht als zielführend eingestuft werden. Warum es bei dieser Aktorplatzierung zu solch hohen Verlusten kommt, wird durch die in Abschnitt 2.1.3.3 präsentierten Ergebnisse klar werden. Außerdem wird dieser Abschnitt bestätigen, dass die Verluste bei vollständiger Kompensation der DU eines downgesizten 3-Zylinders noch deutlich größer ausfallen werden, als die in [4] (für einen 4-Zylinder) prognostizierten 4 kW.

**Bemerkung.** *Wenn statt einem rein verbrennungsmotorisch betriebenen Antrieb ein **Parallel-Hybrid** betrachtet wird, bei dem die E-Maschine direkt auf der Kurbelwelle angreift, sind prinzipiell ähnliche Rahmenbedingungen gegeben. Auch in diesem Fall liegt die in Abbildung 2.7 (oben) dargestellte Topologie vor und damit birgt auch diese Antriebskonfiguration theoretisch das Potential, aktive Schwingungsdämpfung kostenneutral umzusetzen. Bedingt durch die ungünstige Aktorplatzierung, wird man allerdings auch hier mit hohen Verlusten rechnen müssen, so dass auch dieser Ansatz nicht als zielführend angesehen werden kann.*

Alternativ zu der eben diskutierten Aktorplatzierung, könnte man den E-Motor auch so verbauen, dass er erst auf die Sekundärseite eines ZMS wirkt. Diese Topologie ist

in Abbildung 2.7 (unten) dargestellt. Da der Aktor bei dieser Variante erst auf der Abtriebsseite des ZMS angreift, müsste er hier nicht die volle Momentenschwankung des Verbrennungsmotors kompensieren, sondern nur noch die nach dem ZMS noch vorhandene Restschwankung. Der E-Motor müsste daher deutlich kleinere Momente stellen, als bei der zuvor besprochenen Aktorplatzierung. Dadurch würden auch deutlich geringere Verluste anfallen, als bei der zuvor besprochenen Variante. Falls der Aktor gleichzeitig die Funktion eines KSG übernimmt oder wenn er gleichzeitig den E-Motor eines hybriden Antriebsstrangs darstellt, wäre auch in diesem Fall der Vorteil gegeben, dass keine zusätzlichen Hardwarekosten anfallen. Daher kann diese Aktorplatzierung schon als deutlich vielversprechender eingestuft werden. Allerdings sind auch bei dieser Aktorplatzierung (mitunter deutlich) höhere Verluste zu erwarten, als dies bei Einsatz eines eZMS der Fall wäre. Auch dies werden die in Abschnitt 2.1.3.3 präsentierten Ergebnisse eines modellbasierten Vergleichs zeigen.

Zur besseren Lesbarkeit, werden im Weiteren die folgenden Abkürzungen für die beiden in Abbildung 2.7 dargestellten Aktorplatzierungen verwendet:

**KSG<sub>p</sub>** = KSG direkt auf der Kurbelwelle bzw. auf der Primärseite des ZMS

**KSG<sub>s</sub>** = KSG auf der Sekundärseite des ZMS

### 2.1.3.2 Annahmen und Randbedingungen des Vergleichs

Im Folgenden werden die beiden eben eingeführten Aktorplatzierungen und das eZMS hinsichtlich der theoretisch jeweils zu erwartenden Verlustleistung verglichen. Bevor in Abschnitt 2.1.3.3 auf die Ergebnisse des Vergleichs eingegangen wird, soll in diesem Abschnitt zunächst geklärt werden, wie der Vergleich durchgeführt wurde, welche Vereinfachungen getroffen und welche Randbedingungen angenommen wurden.

**Für den Vergleich verwendetes Modell:** Für den folgenden Vergleich wird das bereits in Abschnitt 1.1.3 eingeführte Antriebsstrangmodell mit drei rotatorischen Freiheitsgraden verwendet. Dieses Modell wurde bereits in Abbildung 1.3 (S. 10) dargestellt. In Abbildung 2.8 ist es erneut zu sehen. Verglichen mit Abbildung 1.3 sind in Abbildung 2.8 nun jedoch drei weitere Eingangsmomente abgebildet. Jedes dieser farblich hervorgehobenen Momente steht hierbei für eine der bisher eingeführten Aktorplatzierungen. Der blaue Pfeil repräsentiert das Moment eines direkt auf der Kurbelwelle angreifenden KSG und damit die in Abbildung 2.7 oben dargestellte Aktorplatzierung. Der orange Pfeil repräsentiert einen auf der Sekundärseite des ZMS angreifenden KSG und damit die in Abbildung 2.7 unten dargestellte Aktorplatzierung. Der grüne Pfeil repräsentiert schließlich den Stelleingriff bei Verwendung eines

eZMS. Abhängig von der betrachteten Aktorplatzierung wird für den folgenden Vergleich angenommen, dass immer nur eines der drei farblich hervorgehobenen Momente auf den Antriebsstrang wirkt. In diesem Fall lässt sich der in Abbildung 2.8 dargestellte Antriebsstrang durch ein lineares, zeitinvariantes Zustandsraummodell der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_V M_V + \mathbf{b}_L M_L + \mathbf{b}_E M_E \quad (2.7)$$

beschreiben. Die Herleitung dieses Modells lässt sich in Anhang A nachvollziehen.  $M_V$  ist hierbei das anregende Moment des Verbrennungsmotors und  $M_L$  das Lastmoment. Der Systemeingang  $M_E$  ist definiert als das Aktormoment der jeweils betrachteten Aktorplatzierung. Wird z.B. das eZMS betrachtet, gilt  $M_E = M_{eZMS}$  (vgl. Abb. 2.8). Bei Betrachtung der Aktorplatzierungen KSGp und KSGs gilt entsprechendes. Je nachdem welche Aktorplatzierung betrachtet werden soll, muss daher der Eingangsvektor  $\mathbf{b}_E$  anders definiert werden. Die unterschiedlichen Definitionen von  $\mathbf{b}_E$  für die drei zu betrachtenden Aktorplatzierungen finden sich in Anhang A.3. Der Zustandsvektor  $\mathbf{x}$ , die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}$  und die Eingangsvektoren  $\mathbf{b}_V$  und  $\mathbf{b}_L$  sind hingegen für alle betrachteten Aktorplatzierung gleich definiert und finden sich in Anhang A.1.

**Arbeitspunkt:** Der folgende Vergleich wird nur an stationären Arbeitspunkten durchgeführt. Ein stationärer Arbeitspunkt ist dabei definiert durch eine konstante Last und eine konstante (mittlere) Drehzahl. Für das Moment des Verbrenners wird daher angenommen, dass es gemäß

$$M_V(t) = \bar{M} + \tilde{M}(t) \quad (2.8)$$

aus einem konstanten mittleren Moment  $\bar{M}$  und einer mittelwertfreien Momentenschwankung  $\tilde{M}$  besteht. Das Lastmoment  $M_L$  wird so gewählt, dass es gemäß

$$M_L = i_g i_d \bar{M} \quad (2.9)$$

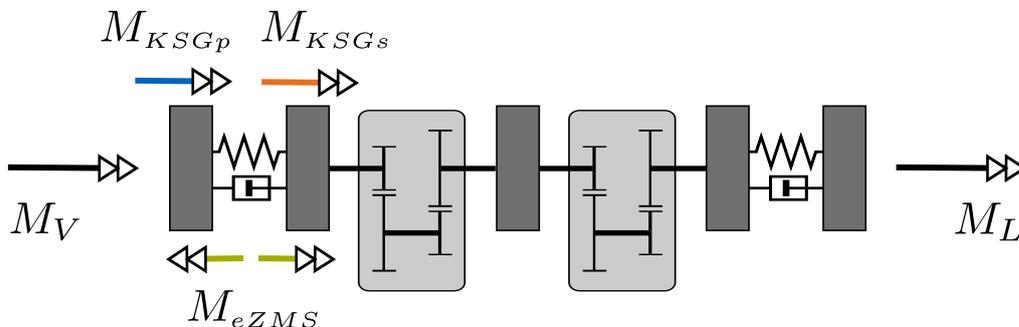


Abbildung 2.8: Antriebsstrangmodell mit Stelleingriff verschiedener Aktorplatzierungen.  $M_V$ : Moment des Verbrennungsmotors.  $M_L$ : abtriebsseitiges Lastmoment.  $M_{KSGp}/M_{KSGs}/M_{eZMS}$ : Aktormoment KSGp/KSGs/eZMS.

gerade dem übersetzten, mittleren Moment des Verbrennungsmotors entspricht. Dadurch wird erreicht, dass der Antriebsstrang im zeitlichen Mittel keine Beschleunigung erfährt und somit eine konstante mittlere Drehzahl aufweist.

**Modellierung der Anregung:** Für den folgenden Vergleich wird außerdem angenommen, dass der Antriebsstrang durch einen Verbrennungsmotor mit **3 Zylindern** angeregt wird. Vereinfachend wird dabei davon ausgegangen, dass die Drehmoment-schwankung des Verbrennungsmotors gemäß

$$\widetilde{M} = \hat{M} \cos(\omega_Z \cdot t) \quad (2.10)$$

durch einen einfachen Kosinus mit konstanter Amplitude  $\hat{M}$  und Kreisfrequenz  $\omega_Z$  dargestellt werden kann. Die Kreisfrequenz  $\omega_Z$  der Anregung wird dabei so gewählt bzw. angenommen, dass sie der Zündfrequenz eines 3-Zylindermotors bei einer konstanten mittleren Drehzahl  $\bar{N}_{KW}$  entspricht. Sie ergibt sich gemäß Gleichung (1.6) (S.11) zu:

$$\omega_Z = 2\pi \cdot 1,5 \cdot \bar{N}_{KW} / 60 \quad (2.11)$$

**Bemerkung.** *Im folgenden Vergleich wird also nur die Grundharmonische der Motoranregung berücksichtigt. Höhere Harmonische der Anregung werden an dieser Stelle vernachlässigt. Diese Vereinfachung ist zweckmäßig, da die tendenziellen Unterschiede zwischen den drei Aktorplatzierungen bereits deutlich werden, wenn nur die Hauptanregungsfrequenz modelliert wird. Zudem wirken sich die höheren Harmonischen aufgrund der Tiefpasscharakteristik des Antriebsstrangs ohnehin weniger stark aus.*

**Berechnung der Verlustleistung:** Um die Verlustleistung der drei Aktorplatzierungen für einen bestimmten Arbeitspunkt zu bestimmen, wurden (für jeden untersuchten Arbeitspunkt) die folgenden drei Schritte durchgeführt:

1. **Festlegung des stationären Arbeitspunkts:** Zuerst wird die mittlere Drehzahl  $\bar{N}_{KW}$  und die Anregungsamplitude  $\hat{M}$  für den zu betrachtenden Arbeitspunkt festgelegt.
2. **Berechnung der zeitlichen Verläufe von  $M_E$  und  $\omega_E$ :** Für jede der drei Aktorplatzierungen wird anhand des Modells aus Gleichung (2.7) der zeitliche Verlauf des Stellmoments  $M_E$  berechnet, der nötig wäre, um die Drehmoment-schwankung  $\widetilde{M}$  vollständig vom Abtrieb fern zu halten. Außerdem wird für jede Aktorplatzierung der zeitliche Verlauf der Aktordrehzahl  $\omega_E$  berechnet, der sich in diesem Fall einstellen würde. Zu beachten ist hierbei, dass  $\omega_E$  je nach Aktorplatzierung anders definiert ist. Bei KSGp entspricht  $\omega_E$  der Drehzahl des Primärseite des ZMS, bei KSGs der Drehzahl der Sekundärseite und beim eZMS der Relativedrehzahl zwischen diesen beiden Seiten. Wie sich  $\omega_E$  für die verschiedenen Fälle aus dem Zustandsvektor  $\mathbf{x}$  ergibt, ist in Anhang A.3 angegeben.

3. **Auswertung der Verlustleistung:** Schließlich werden die zeitlichen Verläufe von  $M_E$  und  $\omega_E$  benutzt um mit den Gleichungen (2.1)-(2.6) die Ohm'schen Verluste  $P_\Omega$ , die Rekuperationsverluste  $P_{RV}$  und die zeitlich gemittelte Gesamtverlustleistung  $\bar{P}_V$  der aktiven Schwingungsdämpfung auszuwerten<sup>2</sup>.

### 2.1.3.3 Ergebnisse des Vergleichs

Im Folgenden werden die drei Aktorplatzierungen zunächst am Arbeitspunkt

$$\bar{N}_{KW} = 1000 \frac{\text{U}}{\text{min}}, \quad \hat{M} = 360 \text{ Nm}$$

verglichen. Die Drehzahl  $\bar{N}_{KW}$  wird so niedrig gewählt, da das ZMS bei niedrigen Drehzahlen am schlechtesten isoliert und daher bei dieser Drehzahl ein starker aktiver Eingriff nötig ist. Die gewählte Anregungsamplitude entspricht mit  $\hat{M} = 360$  Nm einem typischen Wert, mit dem die Hauptmotorordnung eines downgesizten 3-Zylindermotors durchaus anregt. Abbildung 2.9 zeigt die für diesen Arbeitspunkt berechneten zeitlichen Verläufe des Stellmoments  $M_E$ , der Aktordrehzahl  $\omega_E$  und der elektro-mechanisch gewandelten Leistung  $P_E$ . Die Verläufe sind jeweils für die drei verschiedenen Aktorplatzierungen (KSGp, KSGs, eZMS) dargestellt und werden im Folgenden diskutiert:

**Stellmoment:** Bei Betrachtung des Stellmoments (Abb. 2.9, oben) ist bereits ein großer Nachteil der Aktorplatzierung KSGp sichtbar: Aufgrund der Tatsache, dass der Aktor bei KSGp an derselben Stelle angreift wie der Verbrennungsmotor, nämlich auf der Kurbelwelle, muss hier die volle Momentenschwankung des Verbrennungsmotors (nur mit umgekehrtem Vorzeichen) gestellt werden. Das Stellmoment nimmt daher bei KSGp sehr hohe Werte an. Bei den Aktorplatzierungen eZMS und KSGs ist jeweils ein deutlich kleineres Stellmoment nötig (Abb. 2.9, oben rechts). Wie die Vergrößerung (Abb. 2.9, oben rechts) zeigt, ist der Verlauf des Stellmoments bei eZMS und KSGs nahezu gleich. Der Grund hierfür ist, dass bei diesen beiden Aktorplatzierungen jeweils nur die Restschwankung kompensiert werden muss, welche durch die ZMS-Feder übertragen wird. Die Amplitude des Stellmoments ist daher (am betrachteten Arbeitspunkt) bei eZMS und KSGs um eine Größenordnung kleiner als bei der Aktorplatzierung KSGp.

**Aktordrehzahl:** Bei Betrachtung der Aktordrehzahl (Abb. 2.9, Mitte) fällt zunächst auf, dass diese für die beiden KSG-Varianten gleich und zudem zeitlich konstant ist.

---

<sup>2</sup> Zur Auswertung dieser Gleichungen müssen vorab Annahmen zur Wahl der Parameter  $K_M$  und  $\eta_{rek}$  getroffen werden. Wie diese Parameter gewählt wurden, wird im Weiteren jeweils angegeben.

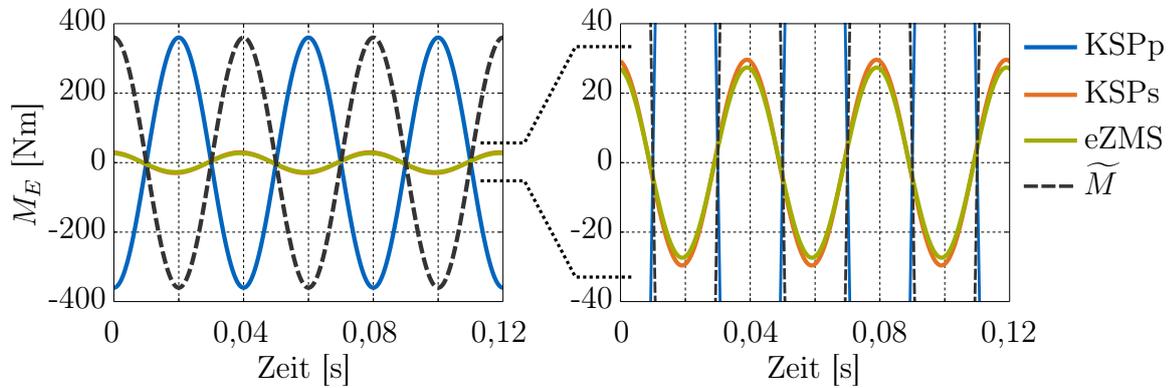
Dies kann wie folgt erklärt werden: Eine Randbedingung des hier vorgestellten Vergleichs ist, dass für alle drei Aktorplatzierungen das Stellmoment  $M_E$  so berechnet wird, dass es dadurch zu einer vollständigen Beruhigung des Abtriebs kommt. Bei den beiden KSG-Varianten bewirkt das Stellmoment daher, dass die Drehzahl an der jeweiligen Eingriffsstelle des Aktors vollständig beruhigt wird. Für KSGp ist dies die Drehzahl der Kurbelwelle (bzw. der damit starr verbundenen ZMS-Primärseite) und für KSGs ist dies die Drehzahl der ZMS-Sekundärseite. Bei beiden KSG-Varianten entspricht die Drehzahl der jeweiligen Eingriffsstelle gerade der Aktordrehzahl  $\omega_E$ . Daher ist die Aktordrehzahl in beiden Fällen konstant und gleich der Drehzahlvorgabe  $\bar{N}_{KW}$  des betrachteten Arbeitspunkts<sup>3</sup>. Im Vergleich dazu ergibt sich für das eZMS keine konstante, sondern eine um die Null schwankende Aktordrehzahl. Auch dies kann erklärt werden: Beim eZMS entspricht die Aktordrehzahl  $\omega_E$  der Relativedrehzahl zwischen ZMS-Primär- und ZMS-Sekundärseite. Die Drehzahl der Sekundärseite wird beim eZMS vollständig beruhigt, die Drehzahl der Primärseite jedoch nicht. Die verbleibende Schwankung der Primärseite ist folglich in  $\omega_E$  zu sehen. Daher ist  $\omega_E$  beim eZMS nicht konstant, sondern schwankt um die Null. Herauszustellen ist an dieser Stelle, dass die Aktordrehzahl beim eZMS zu allen Zeitpunkten (betragsmäßig) deutlich kleiner ist, als bei den beiden KSG-Varianten (Abb. 2.9, Mitte). Der Grund hierfür liegt ganz einfach darin, dass die Relativedrehzahl zwischen der ZMS-Primär- und ZMS-Sekundärseite zu allen Zeitpunkten (betragsmäßig) deutlich kleiner ist, als die Absolutdrehzahl des Antriebsstrangs.

**Elektro-mechanische gewandelte Leistung:** Im untersten Teil der Abbildung 2.9 ist für die drei Aktorplatzierungen der Verlauf der elektro-mechanisch gewandelten Leistung  $P_E$  dargestellt. Diese ergibt sich aus dem Produkt des jeweiligen Stellmoments  $M_E$  und der jeweiligen Aktordrehzahl  $\omega_E$ . Bei Betrachtung der Verläufe fällt zunächst auf, dass  $P_E$  bei der primärseitigen KSG-Variante, KSGp, sehr große Werte annimmt. Die Amplitude dieser um die Null schwankenden Leistung liegt bei knapp 40 kW. Das bedeutet, dass bei der Aktorplatzierung KSGp ständig sehr viel Energie hin- und hergewandelt werden muss. Verantwortlich hierfür ist die ungünstige Platzierung des Aktors, durch die sowohl das Stellmoment  $M_E$ , als auch die Aktordrehzahl  $\omega_E$  verhältnismäßig große Werte annehmen. Die sekundärseitige KSG-Variante, KSGs, schneidet diesbezüglich schon deutlich besser ab: Bei KSGs ist die Aktordrehzahl  $\omega_E$  zwar genauso groß wie bei KSGp, da das Stellmoment  $M_E$  jedoch deutlich kleiner ist, muss bei dieser Variante auch deutlich weniger Energie elektro-mechanisch gewandelt werden (Abb. 2.9, unten). Am besten schneidet allerdings das eZMS ab. Da beim eZMS

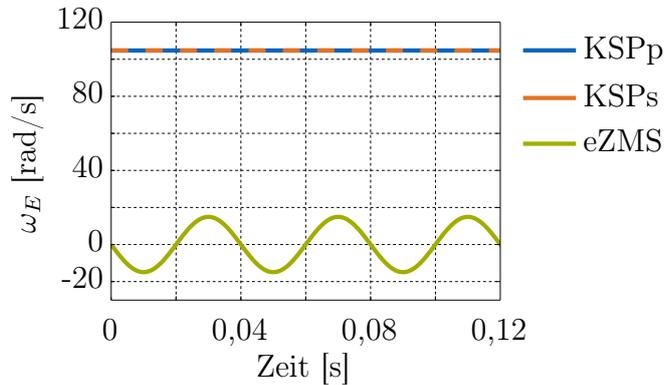
---

<sup>3</sup>  $\bar{N}_{KW} = 1000 \text{ [U/min]} \hat{=} 104,7 \text{ [rad/s]}$

## Stellmoment



## Aktordrehzahl



## Elektro-mechanisch gewandelte Leistung

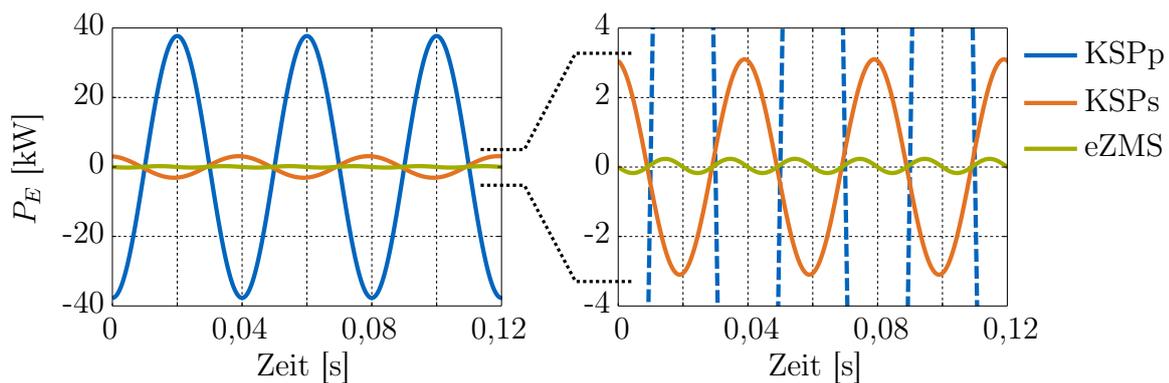


Abbildung 2.9: Die Abbildung zeigt das für eine vollständige Beruhigung des Abtriebs nötige Stellmoment, die sich dabei einstellende Aktordrehzahl und die elektro-mech. gewandelte Leistung für drei verschiedene Aktorplatzierungen (KSPp, KSPs, eZMS). Betrachteter Arbeitspunkt:  $\bar{N}_{KW} = 1000$  U/min,  $\hat{M} = 360$  Nm.

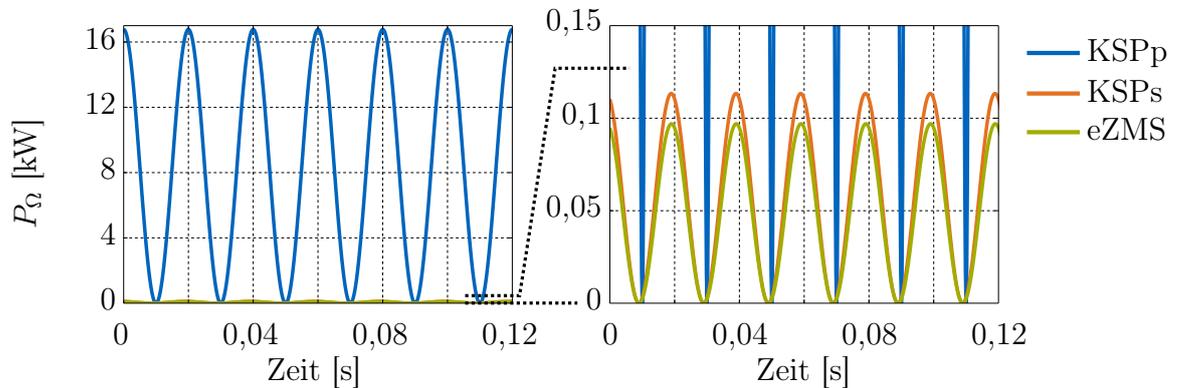
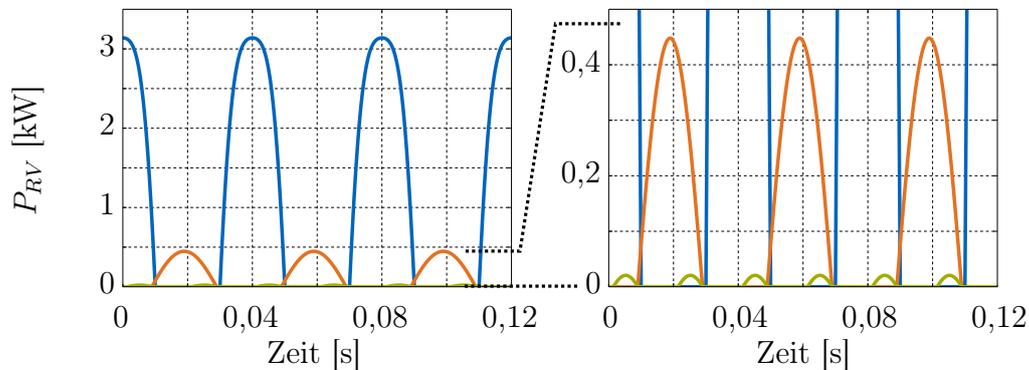
**Ohm'sche Verluste****Rekuperationsverluste**

Abbildung 2.10: Die Abbildung zeigt die Ohm'schen Verluste und Rekuperationsverluste für die drei verschiedenen Aktorplatzierungen (KSGp, KSGs, eZMS). Arbeitspunkt:  $\bar{N}_{KW} = 1000$  U/min,  $\hat{M} = 360$  Nm. Weitere Parameter:  $K_M = 2,78$  Nm/ $\sqrt{W}$ ,  $\eta_{rek} = 0,85$ .

sowohl das Stellmoment  $M_E$  als auch die Aktordrehzahl  $\omega_E$  nur verhältnismäßig kleine Werte annehmen, nimmt auch die elektro-mechanisch gewandelte Leistung nur sehr kleine Werte an. Wie in der Vergrößerung (Abb. 2.9, unten rechts) zu erkennen, muss beim eZMS mit Abstand am wenigsten Energie zyklisch hin und hergewandelt werden.

**Ohm'sche Verluste:** Als nächstes werden die drei Aktorplatzierungen hinsichtlich der zu erwartenden Ohm'schen Verlustleistung  $P_\Omega$  verglichen. Die Ohm'schen Verluste wurden hierzu für jede Aktorplatzierung gemäß Gleichung (2.1) (S.24) berechnet. Die in Abschnitt 2.1.1 (S.24) eingeführte und zur Berechnung der Ohm'schen Verluste benötigte Motorkonstante  $K_M$  wurde für alle Aktorplatzierung einheitlich zu  $K_M = 2,78$  Nm/ $\sqrt{W}$  angenommen<sup>4</sup>. Die resultierenden Verläufe von  $P_\Omega$  sind im oberen Teil

<sup>4</sup> Dadurch entspricht  $K_M$  der Motorkonstanten eines bestimmten E-Motors, welcher für den Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers benutzt wurde. Dieser E-Motor und der eZMS-Versuchsträger werden in Abschnitt 2.2 vorgestellt.

der Abbildung 2.10 dargestellt. Bei Betrachtung dieses Diagramms fällt zunächst auf, dass bei der primärseitigen KSG-Variante, KSGp, mit Abstand am meisten Ohm'schen Verluste anfallen. Kurzzeitig erreicht hier die Verlustleistung enorm hohe Werte von über 16 kW. Die sekundärseitige KSG-Variante und das eZMS schneiden hier deutlich besser ab. Bei diesen beiden Aktorplatzierungen liegt die Ohm'sche Verlustleistung in der Spitze gerade mal bei ca. 100 W (Abb. 2.10, oben rechts). Zu erklären ist dieser enorme Unterschied dadurch, dass das Stellmoment  $M_E$  bei KSGp um eine Größenordnung größer ist, als bei den anderen beiden Aktorplatzierungen. Da das Stellmoment  $M_E$  quadratisch in die Ohm'schen Verluste eingeht (vgl. (2.1), S.24), führt dies dazu, dass die Ohm'schen Verluste bei KSGp sogar um **zwei** Größenordnungen größer sind, als bei KSGs und eZMS.

**Rekuperationsverluste:** Als nächstes werden die drei Aktorplatzierungen bezüglich den zu erwartenden Rekuperationsverlusten  $P_{RV}$  verglichen. Diese Verluste wurden für alle drei Aktorplatzierungen gemäß Gleichung (2.5) (S.27) berechnet. Der in Abschnitt 2.1.1 eingeführte und zur Berechnung der Rekuperationsverluste benötigte Wirkungsgrad  $\eta_{rek}$  wurde hierfür für alle drei Aktorplatzierungen zu  $\eta_{rek} = 0,85$  angenommen. Dies entspricht der Annahme, dass 15% der an den Energiespeicher zurück gespeisten Energie verloren gehen. Die sich unter diesen Umständen einstellenden Verläufe von  $P_{RV}$  sind in Abbildung 2.10 unten dargestellt. Bei Betrachtung dieses Diagramms fällt auf, dass erneut die primärseitige KSG-Variante, KSGp, am schlechtesten abschneidet. In der Spitze liegen die Rekuperationsverluste hier bei über 3 kW. Die sekundärseitige KSG-Variante, KSGs, schneidet bereits deutlich besser ab. Hier liegen die Rekuperationsverluste in der Spitze bei ca. 500 W. Mit Abstand am besten schneidet jedoch das eZMS ab. Hier liegen die Verluste in der Spitze deutlich unter 50 W. Sie sind damit, verglichen mit den beiden KSG-Varianten, nahezu vernachlässigbar klein. Begründen lassen sich diese Unterschiede anhand der bereits diskutierten elektro-mechanisch gewandelten Leistung  $P_E$ : An der Amplitude dieser Leistung (Abb. 2.9, unten) wird klar, dass bei KSGp am meistens Energie zyklisch hin- und hergewandelt werden muss. Daher entstehen bei KSGp auch am meisten Rekuperationsverluste. Bei KSGs ist die Amplitude von  $P_E$  und damit die Energiemenge, die zyklisch hin- und herfließen muss, schon deutlich kleiner. Dementsprechend fallen hier auch deutlich weniger Rekuperationsverluste an. Mit Abstand am kleinsten ist die Amplitude von  $P_E$  jedoch beim eZMS (Abb. 2.9, unten rechts). Beim eZMS muss daher am wenigsten Energie hin- und herfließen und folglich sind beim eZMS auch die Rekuperationsverluste am geringsten.

**Zeitlich gemittelte Gesamtverlustleistung:** Schließlich werden nun noch die Gesamtverluste der drei Aktorplatzierungen betrachtet. Die zeitlich gemittelte Gesamt-

	Arbeitspunkt		Wirkungsgrad $\eta_{rek}$ [%]	Gesamtverlustleistung $\bar{P}_V$		
	$\bar{N}_{KW}$ [U/min]	$\hat{M}$ [Nm]		<b>KSGp</b>	<b>KSGs</b>	<b>eZMS</b>
1.	1000	360	85	9,542 kW	201,9 W	84,55 W
2.	1500	360	85	10,43 kW	106,4 W	25,12 W
3.	1000	450	85	14,35 kW	268,8 W	132,1 W
4.	1000	360	0	16,18 kW	1,016 kW	113,4 W

Tabelle 2.1: Nach Gleichung (2.6) ausgewertete Gesamtverlustleistung für die drei Aktorplatzierungen KSGp, KSGs und eZMS.

verlustleistung  $\bar{P}_V$  wurde in Gleichung (2.6) (S.28) definiert. Diese Verlustleistung wurde für die drei Aktorplatzierungen und für verschiedene Randbedingungen (Arbeitspunkt, Parameterwahl) ausgewertet. Die resultierenden Werte sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die Ergebnisse für die bisher betrachteten Randbedingungen ( $\bar{N}_{KW} = 1000$  U/min,  $\hat{M} = 360$  Nm,  $\eta_{rek} = 85\%$ ) finden sich in der 1. Zeile der Tabelle wieder. Um weiterführende Trends ableiten zu können bzw. um die Aussagekraft der hier vorgestellten Ergebnisse zu erhöhen, wurden in den Zeilen zwei bis vier die Randbedingungen des Vergleichs variiert: In der zweiten Zeile der Tabelle wurde die Motordrehzahl  $\bar{N}_{KW}$  erhöht, während die Anregungsamplitude  $\hat{M}$  beibehalten wurde. In der dritten Zeile wurde, verglichen mit Zeile 1, nur die Anregungsamplitude  $\hat{M}$  erhöht. In Zeile 4 liegt derselbe Arbeitspunkt vor wie in Zeile 1, allerdings wurde hier der Wirkungsgrad der Rekuperation  $\eta_{rek}$  zu Null gesetzt. Dies entspricht der Annahme, dass die gesamte an den Energiespeicher zurück gespeiste Energie verloren geht. Um den modellbasierten Vergleich der drei Aktorplatzierungen abzuschließen, werden nun die Ergebnisse aus Tabelle 2.1 diskutiert. Die Analyse der in dieser Tabelle aufgeführten Werte lässt folgende Schlüsse zu:

**KSGp:** Diese Aktorplatzierung verursacht im Vergleich durchwegs die größten Verluste. Sie liegen durchgehend in einer Größenordnung, die den Gesamtwirkungsgrad des Fahrzeugs drastisch verschlechtern würde. Verantwortlich hierfür ist der Umstand, dass bei dieser Aktorplatzierung sowohl das Stellmoment als auch die Aktordrehzahl große Werte annehmen und es dementsprechend sowohl zu hohen Ohm'schen als auch zu hohen Rekuperationsverlusten kommt. Diese Aktorplatzierung ist daher mit Abstand die schlechteste Wahl.

**KSGs:** Die sekundärseitige KSG-Variante schneidet generell deutlich besser ab, als die primärseitige. Die Verlustleistung ist hier für alle untersuchten Randbedingungen deutlich kleiner. Der Grund hierfür liegt im deutlich geringeren Stellmoment, wodurch sowohl die Ohm'schen, als auch die Rekuperationsverluste stark

reduziert werden. Die Gesamtverluste sind allerdings trotzdem deutlich höher als beim eZMS. Die Aktorplatzierung KSGs reiht sich daher auf Platz zwei der untersuchten Aktorplatzierungen ein.

**eZMS:** Deutlich am besten schneidet für alle betrachteten Fälle das eZMS ab. Für diese Aktorplatzierung ergibt sich generell die kleinste Verlustleistung. Da beim eZMS sowohl das Stellmoment als auch die Aktordrehzahl nur kleine Werte annehmen, kommt es hier im Vergleich durchwegs zu den geringsten Ohm'schen und geringsten Rekuperationsverlusten. Das eZMS stellt daher hinsichtlich der Energieeffizienz die beste Aktorplatzierung dar.

Die Aktorplatzierung KSGp liegt damit klar abgeschlagen auf dem letzten Rang und wird deshalb im Folgenden nicht mehr berücksichtigt. Die Verlustleistungen der Aktorplatzierungen KSGs und eZMS liegen deutlich näher beieinander. Abschließend werden diese beiden Aktorplatzierungen noch einmal direkt verglichen, um herauszustellen, wodurch sich das eZMS gegenüber der Aktorplatzierung KSGs abhebt.

**eZMS versus KSGs:** Die Ohm'schen Verluste sind bei eZMS und KSGs vergleichbar (vgl. Abb. 2.10, oben), da in beiden Fällen ein ähnlich hohes Moment gestellt werden muss. Der Hauptvorteil, den das eZMS jedoch gegenüber KSGs bietet, liegt darin, dass beim eZMS weniger Energie rekuperiert werden muss und daher deutlich geringere Rekuperationsverluste anfallen. Anhand der Werte in Tabelle 2.1 lassen sich diesen Vorteil betreffend zudem die folgenden Trends ableiten:

- **Der Vorteil tritt umso deutlicher in Erscheinung, je schlechter der Wirkungsgrad der Rekuperation ist.** Für den Extremfall  $\eta_{rek} = 0$ , für den gar keine Energie rekuperiert wird, kommt der Unterschied zwischen eZMS und KSGs natürlich am stärksten zur Geltung (Tab. 2.1: Zeile 4). In diesem Fall ergeben sich bei KSGs Verluste die mit 1,016 kW um ein Größenordnung höher sind als die 113,4 W beim eZMS. Bei der Aktorplatzierung KSGs nimmt daher die Energieeffizienz der verwendeten Hardware eine extrem wichtige Rolle ein. Beim eZMS ist dies nicht der Fall. Selbst wenn die Hardware überhaupt nicht rekuperiert, sind beim eZMS die Verluste sehr gering.
- **Außerdem tritt der Vorteil des eZMS mit steigender Drehzahl deutlicher in Erscheinung.** Zunächst einmal sinkt die Verlustleistung bei beiden Aktorplatzierungen mit steigender Drehzahl ab (Tab. 2.1: vgl. Zeile 1 & 2). Ein Grund hierfür, der für beide Aktorplatzierungen zutrifft,

ist der folgende: Je höher die Drehzahl der Verbrennungsmotors, desto höherfrequent ist die Anregung und umso besser isoliert das ZMS. Dadurch muss mit steigender Drehzahl immer weniger Moment gestellt werden, um die ZMS-Sekundärseite zu beruhigen und dadurch sinken sowohl bei KSGs als auch beim eZMS die Ohm'schen Verluste. Bei einer Drehzahlerhöhung von 1000 auf 1500 U/min (Tab. 2.1: Zeile 1 auf Zeile 2) sinken dementsprechend die Gesamtverluste bei KSGs von 201,9 W auf 106,4 W. Dies entspricht einem Abfall um **knapp 50%**. Beim eZMS sinken die Verluste von 84,55 W auf 25,12 W und damit sogar um **über 70%**. D. h. beim eZMS fallen die Verluste mit steigender Drehzahl schneller ab. Zu erklären ist dies dadurch dass beim eZMS mit steigender Drehzahl sowohl das nötige Stellmoment als auch die Aktordrehzahl (Schwankung zwischen Primär- und Sekundärseite) sinken. Bei KSGs sinkt zwar das Stellmoment in gleichem Maße, im Gegensatz zum eZMS wächst mit der Motordrehzahl allerdings auch die Aktordrehzahl. Die steigende Aktordrehzahl wirkt einem Sinken der Rekuperationsverluste entgegen, wodurch prozentual gesehen die Gesamtverluste bei KSGs weniger stark abfallen.

**Einordnung der Ergebnisse:** Um die Ergebnisse des hier vorgestellten Vergleichs richtig einzuordnen, sei abschließend noch folgendes bemerkt: Wie aus Tabelle 2.1 hervor geht, variiert die Verlustleistung für alle Aktorplatzierungen stark abhängig vom Arbeitspunkt und vom Rekuperationswirkungsgrad  $\eta_{rek}$ . In ähnlicher Weise hängt die Höhe der Verluste von weiteren Parameter ab, für die in diesem Vergleich numerische Werte angenommen wurden. Großen Einfluss auf die Ohm'schen Verluste hat bspw. die Motorkonstante  $K_M$ . Auch die Wahl der Antriebsstrangparameter, allen voran der eingelegte Gang  $i_g$  und die angenommene ZMS-Federsteifigkeit  $c_1$ , haben großen Einfluss auf die prognostizierte Verlustleistung. Zudem wird die Verlustleistung ansteigen, wenn anders als bei diesem Vergleich auch höhere Harmonische der Anregung berücksichtigt werden. Die Werte in der Tabelle sind daher nicht als absolut zu verstehen. Wie hoch die Verluste bei einer realen Umsetzung des eZMS wirklich werden, hängt von der Anregung des verbauten Verbrennungsmotors, vom Antriebsstrang und von der für den aktiven Torsionsdämpfer verwendeten Hardware ab. Außerdem können bei einer realen Umsetzung sicher noch weitere Verlustquellen auftreten, welche bei dieser prinzipiellen Untersuchung nicht berücksichtigt wurden. Die Ergebnisse dieses Abschnitts zeigen jedoch auf, in welcher Größenordnung die Verluste bei den untersuchten Aktorplatzierung liegen werden und welche prinzipbedingten Vorteile das eZMS theoretisch bietet. Um zu untersuchen, ob sich das theoretische Potential des

eZMS auch in der Praxis bestätigen lässt, wurde ein eZMS-Versuchsträger aufgebaut. Dieser Versuchsträger wird im nun folgenden Abschnitt vorgestellt.

## 2.2 Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers

In diesem Abschnitt wird der Aufbau eines ersten eZMS-Versuchsträgers beschrieben, der entwickelt wurde, um das theoretisch begründete Potential des neuen Dämpferkonzepts im Experiment zu bestätigen. Bevor in Abschnitt 2.2.2 der konzeptionelle Aufbau dieses Versuchsträgers vorgestellt wird, werden zunächst in 2.2.1 die Ziele präzisiert, welche mit dem Aufbau des Versuchsträgers angestrebt wurden. In 2.2.3 wird dann beschrieben, wie die Hauptkomponenten des Versuchsträgers (Aktor, Energieversorgung, Bogenfedern) ausgelegt und aufeinander abgestimmt wurden, bevor in 2.2.4 der Aufbau des fertiggestellten Versuchsträgers vorgestellt wird. Schließlich wird in 2.2.5 noch auf wichtige Aspekte der Energieversorgung und Ansteuerung des Versuchsträgers eingegangen.

### 2.2.1 Zielsetzung

Mit dem Aufbau eines eZMS-Versuchsträgers wurde das Ziel verfolgt, einen ersten, **prinzipiellen Funktionsnachweis** des neuen Dämpferkonzepts zu erbringen. Der prinzipielle Funktionsnachweis sollte dabei genau dann als erbracht gelten, wenn sich die zwei wichtigsten, theoretisch begründeten Eigenschaften, nämlich

1. die **hohe Wirksamkeit** und
2. die **hohe Energieeffizienz**,

im Experiment bestätigen lassen. Erbracht werden sollte dieser experimentelle Wirknachweis an einem an der TU München aufgebauten Prüfstand, auf dem ein von BMW bereitgestellter aufgeladener 3-Zylindermotor für die nötige Anregung sorgt. Dieser Prüfstand wird eigens in Kapitel 3 vorgestellt.

Die Aufgabe, einen ersten eZMS-Prototypen zu entwickeln, aufzubauen, an einem Prüfstand in Betrieb zu nehmen und erfolgreich zu testen, bringt viele, teils sehr komplexe Problemstellungen mit sich. Um trotz dieser Vielzahl an Schwierigkeiten die Komplexität des angestrebten Funktionsnachweises handhabbar zu halten, wurden für die Experimente zwei Einschränkungen festgelegt:

1. Zum einen wurde festgelegt, dass der prinzipielle Funktionsnachweis **nur an stationären Arbeitspunkten** erbracht werden soll. Ein stationärer Arbeitspunkt meint hierbei eine konstante Last bei gleichzeitig konstanter mittlerer Drehzahl

des Verbrennungsmotors. Die Betrachtung transienter Vorgänge (Lastwechsel, Beschleunigungsvorgänge) wurde für den ersten Funktionsnachweis bewusst ausgeklammert, um die Komplexität zu reduzieren.

2. Des Weiteren wurde vorab festgelegt, dass der Versuchsträger nur im Drehzahlbereich zwischen 900 U/min (Leerlauf) und 2000 U/min getestet werden soll. Da hinsichtlich der Drehungleichförmigkeit gerade der niedere Drehzahlbereich unter 2000 U/min als kritisch einzustufen ist (vgl. Abschnitt 1.1.3), stellt dies für den Funktionsnachweis keine wirkliche Einschränkung dar. Durch die Deckelung der Drehzahl konnten jedoch die Anforderungen an den konstruktiven Aufbau des Versuchsträgers reduziert werden. Dadurch wurde die Entwicklung des Versuchsträgers vereinfacht und letztlich die Komplexität des angestrebten Funktionsnachweises reduziert.

Obwohl mit dem Versuchsträger primär ein prinzipieller Funktionsnachweis am *Prüfstand* ermöglicht werden sollte, wurde dennoch versucht, bereits möglichst viele technische Randbedingungen aus dem Fahrzeug zu berücksichtigen. So wurde z.B. vorab als Randbedingung festgelegt, dass die Gesamtrotationsträgheit des eZMS-Versuchsträgers nicht größer sein sollte, als die eines gewöhnlichen ZMS. Dadurch sollte die Vergleichbarkeit des eZMS-Versuchsträger mit einem gewöhnlichen ZMS hergestellt werden, um schließlich die durch den eZMS-Versuchsträger erzielte Verbesserung quantifizieren zu können.

### 2.2.2 Konzeptioneller Aufbau

Nach Abschnitt 2.1 stellt das eZMS einen sehr vielversprechenden Ansatz zur Minderung der DU dar, da es eine hohe Energieeffizienz verspricht. Das System bringt verglichen mit den beiden alternativen Aktorplatzierungen aus Abschnitt 2.1.3.1 (Abb. 2.7, S.33) allerdings auch eine neue technische Problemstellung mit sich, die für eine reale Umsetzung des Systems erst gelöst werden muss. Dies ist die Energieversorgung des mitdrehenden E-Motors. Die Schwierigkeit besteht darin, die für die Versorgung des E-Motors nötige, elektrische Energie auf eine sich drehende Welle zu übertragen. Für den Aufbau des ersten Versuchsträgers wurde dieses Problem durch einen Schleifringübertrager gelöst. Der resultierende Aufbau des Versuchsträgers ist in Abbildung 2.11 schematisch dargestellt.

Dabei ist klar, dass Schleifringe für den Einsatz in einem Serienfahrzeug aufgrund des hohen Wartungsaufwands sowie der begrenzten Lebensdauer nicht zielführend sind. Für den Aufbau eines ersten eZMS-Versuchsträgers kann der Einsatz von Schleifringen dennoch als sinnvoll eingestuft werden: Schleifringe stellen eine technisch leicht

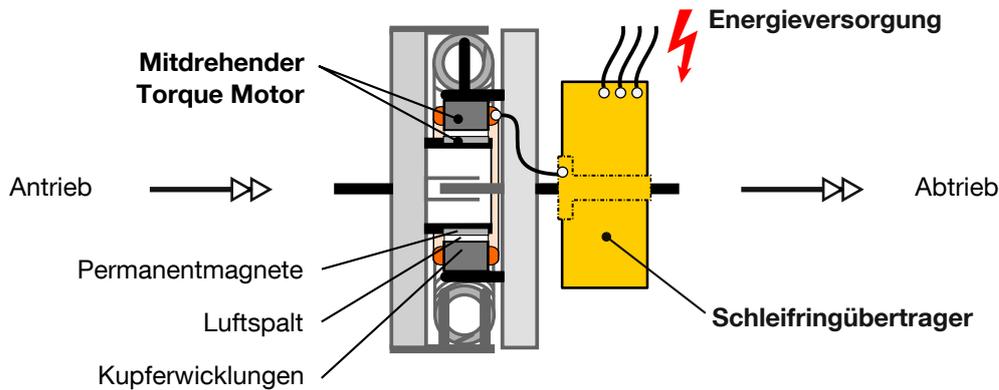


Abbildung 2.11: Konzeptioneller Aufbau des eZMS-Versuchsträgers. Die Energieversorgung des mitdrehenden E-Motors erfolgt über Schleifringe.

umsetzbare Lösung für das Problem der Energieversorgung dar. Sie vereinfachen den Aufbau des Versuchsträgers und tragen daher maßgeblich dazu bei, die Komplexität des angestrebten prinzipiellen Funktionsnachweises zu reduzieren. Die Aufgabe, eine fahrzeugtaugliche Lösung für das Problem der Energieversorgung zu entwickeln, konnte auf diese Weise ausgegliedert werden, um sie losgelöst vom angestrebten prinzipiellen Funktionsnachweis zu behandeln. In den verbleibenden Abschnitten dieses Kapitels wird daher zunächst erläutert, wie das in Abbildung 2.11 dargestellte Versuchsträgerkonzept in einen realen Aufbau umgesetzt wurde. Das Problem der fahrzeugtauglichen Energieversorgung wird jedoch in Kapitel 7 wieder aufgegriffen. Darin wird dann eine mögliche Weiterentwicklung des eZMS-Versuchsträgers vorgestellt, bei der die Energieversorgung berührungslos und damit verschleiß- und wartungsfrei erfolgen würde.

Nachdem der konzeptionelle Aufbau des Versuchsträgers feststand, wurde mit der Entwicklung des Versuchsträgers begonnen. Um von der Prinzipskizze 2.11 schließlich zu einem fertig aufgebauten Versuchsträger zu gelangen, mussten viele teils kleinere, teils größere Problemstellungen erst formuliert und danach technisch gelöst werden. Um einen Eindruck von der Vielzahl der behandelten Fragestellungen zu vermitteln, sind nachfolgend die wichtigsten aufgelistet:

**Bogenfedern:** Welche Anforderungen stellen sich an die Bogenfedern? Wie steif sollten sie sein?

**E-Motor:** Welche Motorentypen kommen für den Einsatz in Frage? Welche Art von Leistungselektronik und Sensorik ist für die Ansteuerung des E-Motors nötig? Welche Anforderungen ergeben sich aufgrund der Tatsache, dass der E-Motor mitdrehend verbaut wird? Welches maximale Moment muss der E-Motor stellen

können? Welches Effektivmoment wird er thermisch aushalten müssen? Welche maximale Aktordrehzahl (=Relativdrehzahl zwischen Primär- und Sekundärseite) wird zu erwarten sein? Wie hoch wird daher die induzierte Spannung?

**Schleifringübertrager:** Welche Maximaldrehzahl muss er aushalten? Wie viel Strom wird maximal über die Schleifringe fließen und wie müssen sie daher dimensioniert werden?

**Konstruktive Randbedingungen:** Wie viel Bauraum steht am Prüfstand zur Verfügung? Was muss bezüglich der Integration in die Prüfstands Umgebung beachtet werden? Welche thermische Belastung ergibt sich aufgrund der Nähe zum Verbrennungsmotor? Welche Maximaldrehzahl muss die gesamte Konstruktion aushalten und welche Anforderungen ergeben sich daraus an die Festigkeit der Einzelkomponenten? Welche Anforderungen ergeben sich auf Grund der Drehzahl an die zulässige Unwucht? Wie kann mit einer möglichen Unwucht von Kaufteilen umgegangen werden? Wie muss der Berührungsschutz für den bestromten Versuchsträger ausgeführt werden?

**Kosten/Aufwand/Komplexität:** Wie hoch sind Kosten und/oder der Entwicklungsaufwand einzelner Komponenten? Wie komplex wird der Gesamtaufbau und wie teuer?

Die unzähligen Teilschritte des Entwicklungsprozess an dieser Stelle en détail vorzustellen, erscheint nicht sinnvoll, da dies den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde. Im Folgenden wird stattdessen nur auf die Auslegung und Auswahl der Hauptkomponenten – dies sind die Bogenfedern, der E-Motor und der Schleifringübertrager – eingegangen.

### 2.2.3 Auswahl und Abstimmung der Hauptkomponenten

Die für die Funktion des Versuchsträgers wichtigsten Komponenten stellen die Bogenfedern, der E-Motor und der Schleifringübertrager dar. Die Erstellung der Anforderungen für diese Hauptkomponenten stellte eine besonders herausfordernde Aufgabe dar, da hierbei eine starke Abhängigkeit dieser Komponenten berücksichtigt werden musste. So beeinflusst z.B. die Wahl der Bogenfedern in hohem Maße die Anforderungen an den E-Motor und an den Schleifringübertrager. Die Steifigkeit der verwendeten Bogenfedern hat einen hohen Einfluss darauf, wie gut das eZMS bereits im passiven Betrieb isoliert. Dies beeinflusst wiederum, wie groß das zur Kompensation der Restschwankung benötigte Stellmoment sein wird und damit, welche Anforderungen sich an den E-Motor ergeben. Je mehr Moment der E-Motor stellen muss, desto mehr Strom wird tendenziell zur Erzeugung dieses Moments nötig sein und desto mehr Strom

müssen die Schleifringe übertragen. Damit beeinflusst die Wahl der Bogenfeder auch die Anforderungen an den Schleifringübertrager. Bogenfeder, E-Motor und Schleifringübertrager mussten daher in enger Abstimmung aufeinander ausgelegt bzw. ausgesucht werden. Um den Entwicklungsaufwand und die Kosten für den Versuchsträger gering zu halten, sollten zudem auf dem Markt verfügbare Kaufteile für diese Hauptkomponenten benutzt werden. Die Eigenschaften der Hauptkomponenten konnten daher, abhängig von dem was auf dem Markt verfügbar war, nur in eingeschränkter Form vorgegeben werden. Durch diese Einschränkung wurde die Auswahl und Abstimmung der Hauptkomponenten zusätzlich erschwert. Im Folgenden wird kurz das Vorgehen skizziert, durch welches diese Aufgabe dennoch erfolgreich gelöst wurde. Dabei wird auch die Frage geklärt, welche Komponenten letztlich für den Aufbau des Versuchsträgers ausgesucht wurden und welche technischen Eigenschaften diese Komponenten aufweisen.

**Bogenfedern:** Im ersten Schritt des Entwicklungsprozesses wurden die Bogenfedern ausgesucht. Dazu wurde zunächst bestimmt, welche Mindeststeifigkeit die Bogenfedern aufweisen müssen, damit sie trotz der Anregung durch den am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotor nicht in Anschlag gehen. Anschließend wurde ein auf dem Markt verfügbares Serien-ZMS ausgesucht, dessen Bogenfedern die Anforderung an die Mindeststeifigkeit erfüllen. Aus einem solchen ZMS wurden die Bogenfedern samt der Gleitschalen, in denen die Bogenfedern geführt werden, ausgebaut. Die ausgebauten Gleitschalen und Bogenfedern wurden für den Aufbau des eZMS-Versuchsträgers benutzt.

**E-Motor und Schleifringe:** Basierend auf der Steifigkeit der ausgesuchten Bogenfedern wurden anschließend die Anforderungen an den E-Motor abgeleitet. Hierzu wurden modellbasiert die zeitlichen Verläufe des zur vollständigen Beruhigung des Abtriebs benötigten Stellmoments  $M_E$  und der sich dabei einstellenden Aktordrehzahl  $\omega_E$  berechnet. Um diese Verläufe möglichst realistisch vorherzusagen, wurde diese Modellrechnung anhand eines von BMW bereitgestellten und validierten Antriebsstrangmodells durchgeführt. Die Steifigkeit der bereits ausgesuchten Bogenfedern wurde im Modell berücksichtigt. Außerdem wurde in der Modellrechnung auf eine möglichst realistische Anregung geachtet. Hierzu wurde ein von BMW bereitgestelltes Motorkennfeld benutzt, in dem das dynamisch auf die Kurbelwelle wirkende Moment des am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotors abgelegt war. Aus dem berechneten Stellmoments  $M_E$  wurde abgeleitet, welche Dynamik der eZMS-Aktor aufweisen muss, welches Spitzenmoment er stellen muss und welches Effektivmoment er thermisch aushalten muss. Anschließend wurde auf dem Markt nach einem E-Motor gesucht, der diese

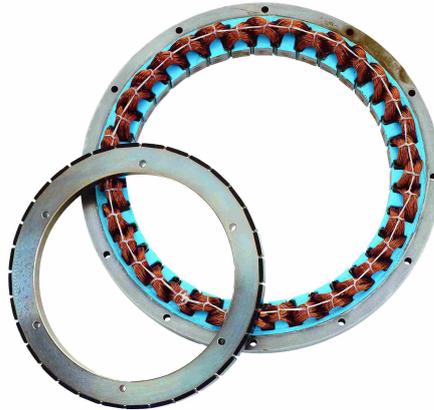


Abbildung 2.12: Ausgewählter E-Motor: Zweiteiliger *Allied Motion* Torque Motor, 3-phasig, Typ MegaFlux MF0255025. Bild zur Verfügung gestellt durch *Allied Motion*, Amherst, NY, USA, ©.

Anforderungen erfüllt und der auch aufgrund seiner sonstigen Eigenschaften für den Aufbau eines eZMS Versuchsträgers geeignet erschien.

Ausgesucht wurde schließlich ein *MegaFlux* Motor des Herstellers *Allied Motion* (Typ MF0255025). Der E-Motor ist in Abbildung 2.12 dargestellt. Es handelt sich hierbei um eine 3-phasige permanenterregte Synchronmaschine in Sternschaltung. Der gehäuselose, ringförmige und zweiteilig ausgelieferte E-Motor eignet sich aufgrund seiner Bauform sehr gut für den Aufbau des Versuchsträgers. Aufgrund des großen Durchmessers und der geringen Länge sind die Abmaße des E-Motors sehr ähnlich zu denen eines gewöhnlichen ZMS. Da neben dem Teil mit den Permanentmagneten auch der Teil mit den Kupferwicklungen eine hohe Rotationssymmetrie aufweist, kann der Motor mit mäßigem Aufwand mitdrehend verbaut werden. Durch die Permanentmagnete erreicht der Motor eine hohe Leistungsdichte und durch den großen Durchmesser zusätzlich eine hohe Momentendichte. Motoren dieser Bauart werden daher auch als Torque Motoren bezeichnet<sup>5</sup>. Der Motor ist laut Datenblatt in der Lage ein Spitzenmoment von 181 Nm zu erzeugen. Das ist weit mehr als gemäß der modellbasierten Abschätzung für die Schwingungsdämpfung nötig sein sollte. Zu dem weist der Motor auf Grund einer geringen elektrischen Zeitkonstanten eine ausreichend hohe Dynamik auf.

Der MF0255025 wird in drei verschiedenen Varianten, d.h. mit drei verschiedenen Kupferwicklungen angeboten. Die Varianten unterscheiden sich hinsichtlich der benötigten Versorgungsspannung. Das zur Verfügung stehende Spitzenmoment ist hingegen bei

---

<sup>5</sup> torque, englisch für Drehmoment

	Wicklung		
	A	B	C
Spitzenmoment [Nm]	181		
Motorkonstante $K_M$ [Nm/ $\sqrt{W}$ ]	2,78		
Elektr. Zeitkonstante $T_E$ [ms]	5,144		
Versorgungsspannung [V]	48	150	300
Strom zur Erzeugung des Spitzenmoments [A]	200,8	117,1	66,9
Momentenkonstante $K_T$ [Nm/A]	0,902	1,545	2,705

Tabelle 2.2: Auszug aus dem Datenblatt eines *AlliedMotion* MF0255025 Torque Motors. Der Motor wird mit drei verschiedenen Wicklungen angeboten. Die Daten gelten für den Fall, dass der E-Motor mit Blockkommutierung betrieben wird.

allen Wicklungen gleich. In Tabelle 2.2 sind die wichtigsten Kenngrößen des E-Motors für die drei verschiedenen Wicklungen aufgeführt. Bei der A-Wicklung beträgt die Versorgungsspannung 48V, bei der B-Wicklung 150V und bei der C-Wicklung 300V. Für den Versuchsträger wurde aus zweierlei Hinsicht eine Versorgung mit 48V angestrebt: Zum einen ergeben sich bei 48V die geringsten Anforderungen an den Berührungsschutz, wodurch sich die Integration in die bereits vorhandene Prüfstands Umgebung vereinfacht. Da zudem die Automobilindustrie aktuell vor der flächendeckenden Einführung des 48V-Bordnetzes steht, erschien eine 48V-Versorgung zusätzlich erstrebenswert. Vor diesem Hintergrund schien zunächst der MegaFlux Motor mit der A-Wicklung die beste Wahl zu sein. Daher wurde mit Hilfe der Kenngrößen aus dem Datenblatt dieses E-Motors abgeschätzt, wie viel Strom bei der A-Wicklung zur Erzeugung des maximal benötigten Stellmoments fließen müsste. Der so bestimmte Strom diente im nächsten Schritt als Anforderung für die Auswahl eines Schleifringübertragers. Trotz zahlreicher Anfragen bei unterschiedlichen Schleifringherstellern konnte jedoch kein Schleifringübertrager gefunden werden, der zur Übertragung dieses Stroms imstande gewesen wäre. Der für die A-Wicklung prognostizierte Spitzenstrom war in Kombination mit den weiteren Anforderungen an den Schleifringübertrager (Bauraum, Drehzahl) schlichtweg zu groß. Daher wurden auch die B- und die C-Wicklung auf deren Eignung geprüft. Bei beiden Wicklungen weist der E-Motor laut Datenblatt eine höhere Mo-



Abbildung 2.13: Ausgewählter Schleifringübertrager: Rie-Tech SRW 200, 3-phasig, High-Speed-Ausführung. Maximaler Strom pro Phase: 36 A. Maximale Drehzahl: 2000 U/min.

mentenkonstante  $K_T$  auf (vgl. Tabelle 2.2). Somit sind bei der B- und der C-Wicklung zur Erzeugung eines bestimmten Moments geringere Ströme nötig, als bei der A-Wicklung. Bei Zugrundelegen der B-Wicklung konnte daher auch ein zur Übertragung des Stroms geeigneter Schleifringübertrager gefunden werden. Es handelt sich dabei um einen 3-phasigen Schleifringübertrager der Firma *Rie-Tech* vom Typ SRW200. Dieser Schleifringübertrager ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Um trotz Verwendung der B-Wicklung jedoch nicht die Nachteile einer 150V-Spannungsversorgung in Kauf nehmen zu müssen, wurde schließlich untersucht, ob bei der vorliegenden Anwendung 48V zur Versorgung der B-Wicklung ausreichen. Dabei ist klar, dass die B-Wicklung mit 48V nicht das volle Moment erzeugen kann und auch nicht die volle Dynamik aufweisen wird. Es musste also geklärt werden, ob der Motor trotz der Unterversorgung das für die Schwingungsdämpfung benötigte Moment mit der benötigten Dynamik bereitstellen kann. Mehrere kleine Modellrechnungen führten zu dem Ergebnis, dass die 48V-Versorgung ausreichen müsste. Somit konnten letztlich der E-Motor (Allied-Motion MF0255025 B-Wicklung) und der Schleifringübertrager (Rie-Tech, SRW200) aufeinander abgestimmt bestellt werden.

Nach der Auswahl der Hauptkomponenten wurde ein Lastenheft mit allen die Konstruktion betreffenden Anforderungen zusammengestellt. Mit diesem Lastenheft und einer vorab angefertigten Grobkonstruktion wurde das Ingenieurbüro *Hans Götz Engineering* mit der Detailkonstruktion und Fertigung des Versuchsträgers beauftragt.

### 2.2.4 Aufbau des realisierten Versuchsträgers

Abbildung 2.14 zeigt ein Foto des fertig aufgebauten eZMS-Versuchsträgers. Zur Demonstration wurde das eZMS für dieses Foto auf einen Ständern montiert. Das Bild zeigt von links nach rechts ein primärseitig sitzendes Schwungrad, das Federgehäuse, in das die Bogenfedern integriert wurden, den mitdrehenden E-Motor, sowie den verbauten Schleifringübertrager.

Die Abbildungen 2.15 und 2.16 zeigen verschiedene CAD Ansichten des Aufbaus. In beiden CAD-Abbildungen wurde farblich hervorgehoben, welche Teile des Aufbaus der Primärseite des eZMS zuzuordnen sind, welche zur Sekundärseite gehören und welche Teile gehäusefest verbaut sind und nicht mitdrehen. Die Summe der rot markierten Körper bildet das Primärschwungrad, welches am Prüfstand über eine Drehmomentmesswelle an die Kurbelwelle angeschlossen wird. Die blau markierten Körper bilden dementsprechend das Sekundärschwungrad, welches am Prüfstand ebenfalls über eine Drehmomentmesswelle mit dem Abtrieb verbunden wird. Der in Abbildung 2.16 gelb dargestellte, voluminöse Körper ist der Stator des Schleifringübertragers. Dieser wird am Prüfstand nach außen abstützt und dreht daher nicht mit.

Oben links in Abbildung 2.16 ist ein Viertel des Versuchsträger frei geschnitten, wodurch ein Blick auf das Innenleben des eZMS möglich wird. Zu erkennen sind u.a. eine der beiden Bogenfedern, sowie die Schleifringe des Schleifringübertragers. Außerdem sind in dieser Darstellung die eingangsseitig und ausgangsseitig sitzenden Drehmomentmesswellen angedeutet, über die das eZMS am Prüfstand integriert wird. Der Prüfstand mitsamt den Drehmomentmesswellen wird in Kapitel 3 noch eigens vorgestellt. Das Herzstück des Versuchsträgers ist der mitdrehend verbaute Torque Motor. Wie bereits erwähnt handelt es sich dabei um eine 3-phasige permanenterregte Synchronmaschine in Sternschaltung. Der ringförmige Torque Motor ist in Abbildung 2.16 oben rechts hervorgehoben. Die spezielle ringförmige Geometrie dieses E-Motors wird am besten in der Explosionszeichnung 2.15 und in Abbildung 2.12 (S.51) verdeutlicht. Der Torque Motor besteht aus zwei Teilen. Der äußere Ring mit den Kupferwicklungen stellt den eigentlichen Stator des E-Motors dar und der innere Ring mit den Permanentmagneten, den eigentlichen Rotor. Da bei der vorliegenden Anwendung beide E-Motorteile mitdrehend verbaut sind, werden sie in der Explosionszeichnung 2.15 nicht als Stator und Rotor sondern als Rotor I und Rotor II bezeichnet. Rotor I trägt hierbei die Kupferwicklungen und sitzt auf der Sekundärseite. Rotor II trägt die Permanentmagnete und sitzt auf der Primärseite.

Im unteren Teil der Abbildung 2.16 ist gut zu erkennen, dass das Moment des E-Motors, wie bereits in Abbildung 2.5 (S.30) dargestellt, parallel zum Moment der

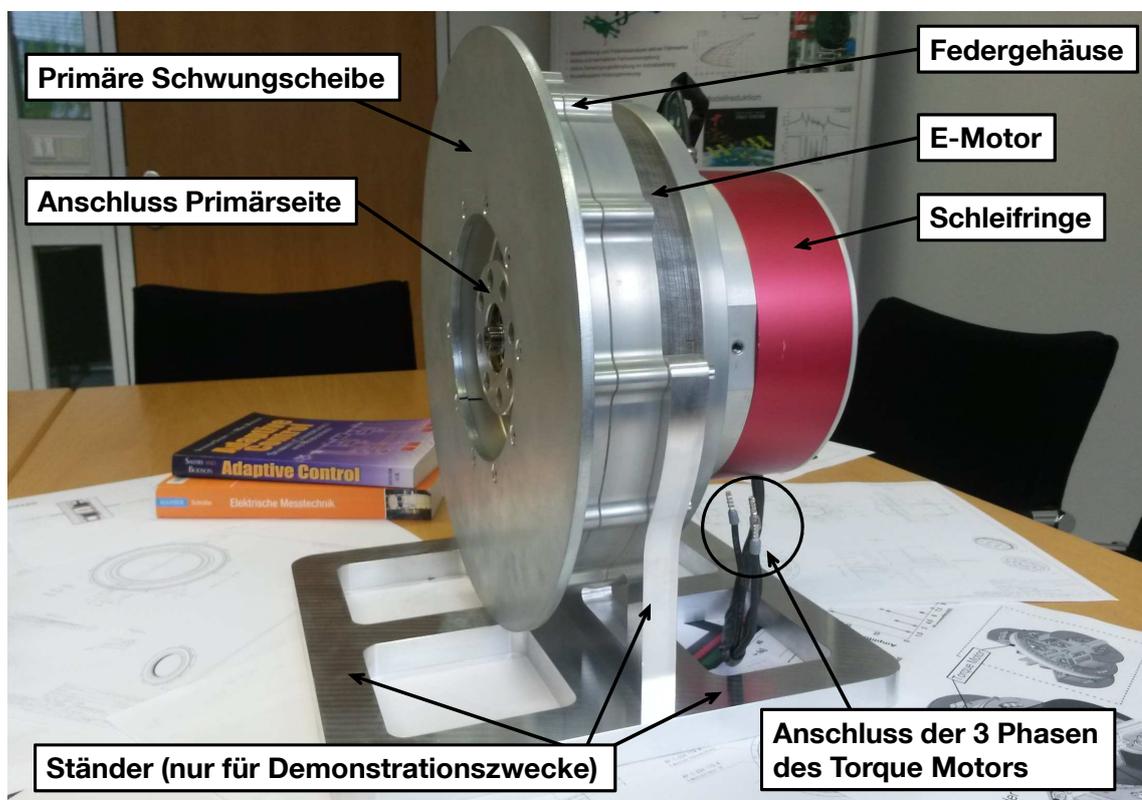


Abbildung 2.14: Foto des aufgebauten eZMS-Versuchsträgers.

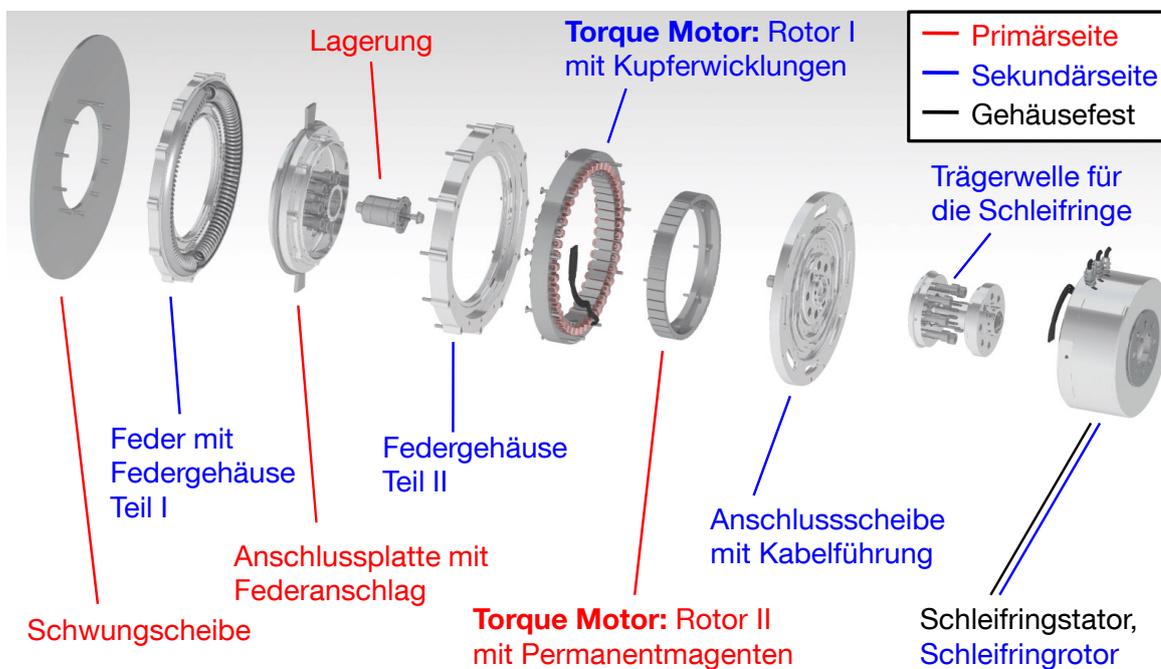


Abbildung 2.15: Explosionszeichnung des eZMS-Versuchsträgers

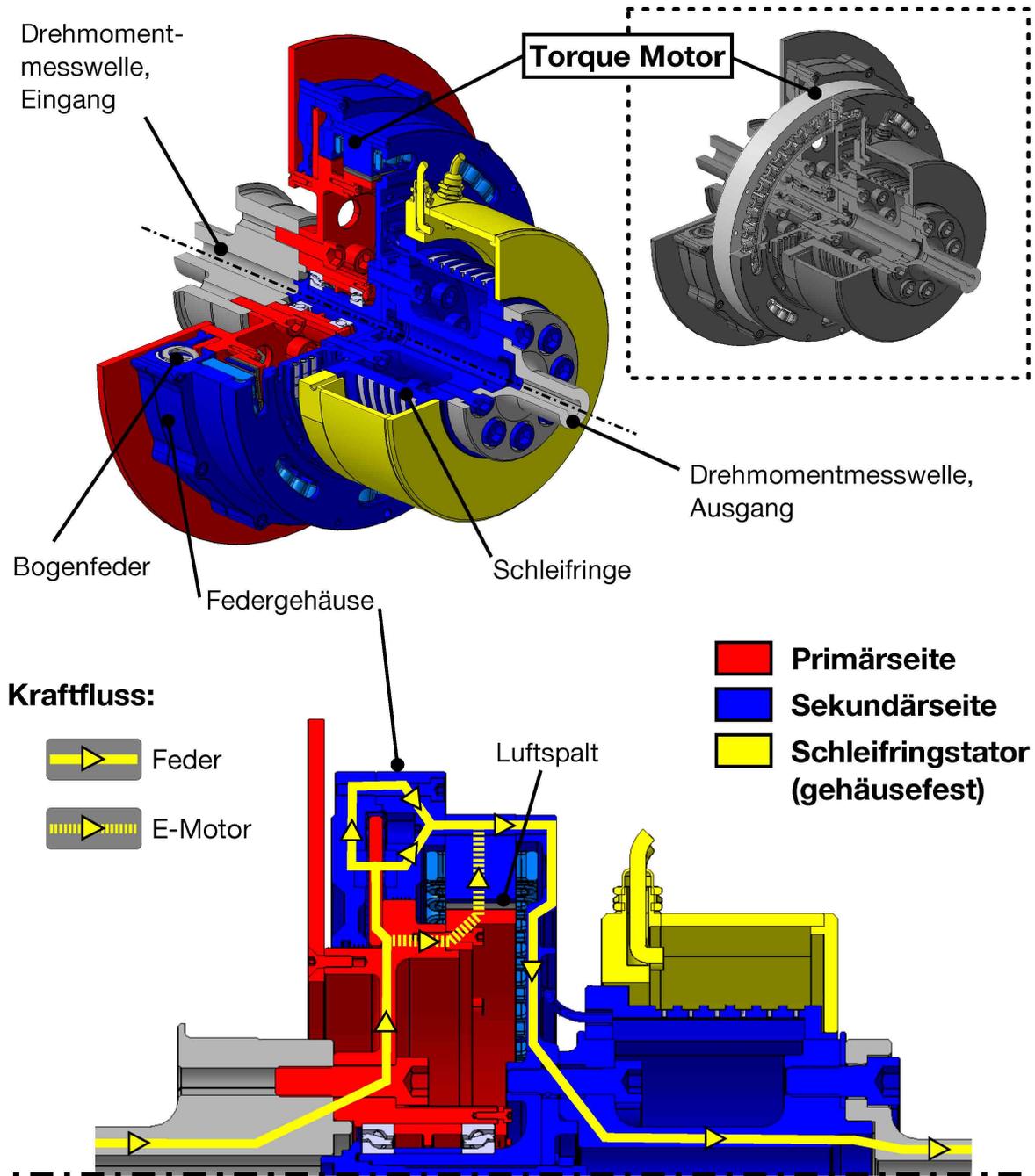


Abbildung 2.16: CAD Darstellungen des eZMS-Versuchsträgers. Oben links: Drei-Viertel-Schnitt mit farblicher Kennzeichnung der Primär- und der Sekundärseite. Oben rechts: Hervorhebung des ringförmigen Torque Motors. Unten: Darstellung des Kraftflusses im Viertelschnitt.

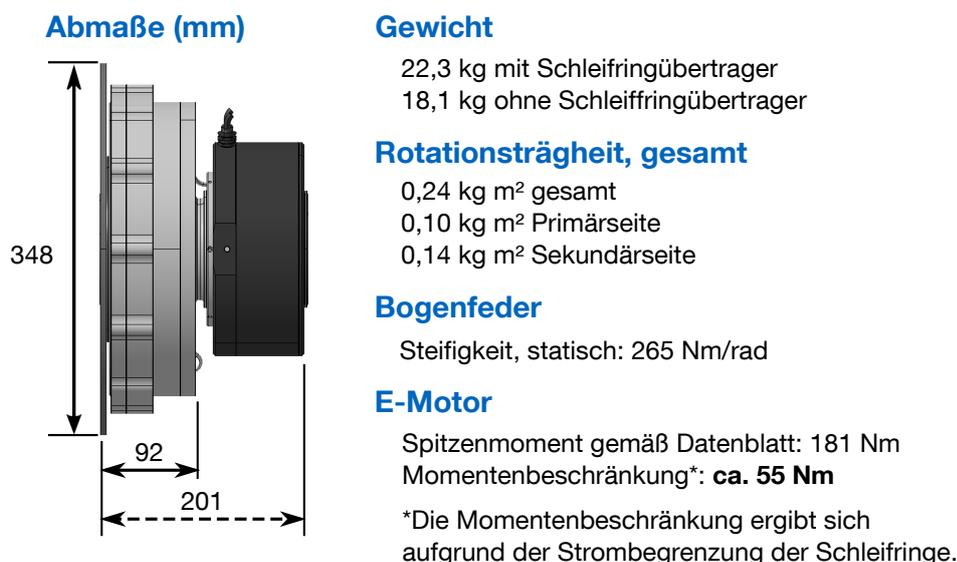


Abbildung 2.17: Auswahl wichtiger technischer Daten des eZMS-Versuchsträgers.

Bogenfeder wirkt. Die Abbildung zeigt einen Viertelschnitt des Versuchsträgers, in dem der Kraftfluss von der Primärseite auf die Sekundärseite angedeutet ist. Die durchgezogene gelbe Linie kennzeichnet dabei den primären Übertragungspfad des Antriebsmoments über die Bogenfedern. Die gelb gestrichelte Linie kennzeichnet den zusätzlichen Kraftfluss über den Luftspalt des mitdrehend verbauten E-Motors. Die Bogenfeder ist in dieser Darstellung nicht zu sehen, da sie von den primär- und sekundärseitig sitzenden Federanschlüssen verdeckt wird. Die beiden Federn sind allerdings in der Explosionszeichnung 2.15 zu erkennen.

Anders als in der Schemaskizze 2.11 (S.48) dargestellt, sind der E-Motor und die Bogenfedern beim aufgebauten Versuchsträger nicht ineinander integriert sondern axial versetzt verbaut. Der E-Motor sitzt axial hinter den Bogenfedern. An dieser Stelle sei bemerkt, dass diese Bauweise für eine Umsetzung im Fahrzeug sicher nicht optimal wäre. Aufgrund des sehr begrenzten axialen Bauraums zwischen Verbrennungsmotor und Getriebe, wäre im Fahrzeug eine integrierte Bauweise gemäß der Schemaskizze zu bevorzugen. Am Prüfstand steht jedoch mehr axialer Bauraum zur Verfügung als im Fahrzeug. Da eine integrierte Bauweise mit den auf dem Markt verfügbaren Kaufteilen nicht darstellbar und für den angestrebten Funktionsnachweis auch nicht nötig war, wurde darauf verzichtet.

In Abbildung 2.17 sind abschließend ein paar der wichtigsten technischen Daten des Versuchsträgers aufgeführt. Hervorzuheben ist, dass die Gesamtrotationsträgheit des Versuchsträgers so gestaltet werden konnte, dass sie mit 0,24 kgm<sup>2</sup> vergleichbar zur Rotationsträgheit eines gewöhnlichen ZMS ist. Unter Vernachlässigung der Schleifrin-

ge<sup>6</sup> sind die Abmaße des Versuchsträgers nur etwas größer als die eines herkömmlichen ZMS. Dies könnte durch eine integrierte Bauweise jedoch noch optimiert werden. Zur angegebenen Steifigkeit der Bogenfedern ist zu sagen, dass dieser Wert nur der nominellen Steifigkeit bei quasi-statischer Beanspruchung entspricht. Wie in Abschnitt 4.5 noch gezeigt wird, verhält sich die Bogenfeder bei dynamischer Beanspruchung mitunter deutlich steifer.

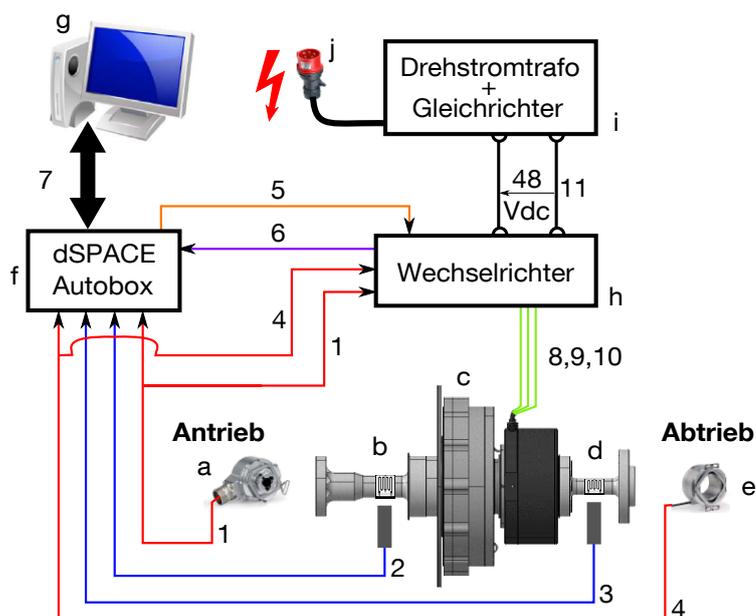
### 2.2.5 Versorgung und Ansteuerung des Versuchsträgers

Um die Vorstellung des eZMS-Versuchsträgers abzuschließen, wird nun die Energieversorgung und Ansteuerung des eZMS-Versuchsträgers erläutert. Der Schaltplan in Abbildung 2.18 veranschaulicht, wie der eZMS-Versuchsträger am Prüfstand angesteuert und versorgt wird. Zu sehen sind u.a. alle für die Versorgung und Ansteuerung des E-Motors notwendigen Komponenten, Signale und Leistungsflüsse. Die Bestromung der drei Phasen des E-Motors (8, 9, 10) erfolgt über einen Wechselrichter (h). Der Wechselrichter wird dabei durch einen 48V-Gleichstromzwischenkreis (11) versorgt. Der Zwischenkreis wird wiederum durch einen Drehstromtransformator und einen Gleichrichter (i) aus dem 3-phasigen Kraftstromnetz (j) gespeist.

Zur Kommutierung der drei Phasen des E-Motors benötigt der Wechselrichter zu jedem Zeitpunkt die Information über den aktuellen Winkel zwischen dem Rotor I und dem Rotor II des E-Motors. Dieser Winkel muss daher gemessen werden. Bei einer herkömmlichen Anwendung mit einem feststehenden Stator müsste hierbei nur der absolute Verdrehwinkel des drehenden Rotors gemessen werden. Da beim eZMS-Versuchsträger beide Teile des E-Motors mitdrehen, ergibt sich eine etwas schwierigere Problemstellung. In diesem Fall wird der Relativwinkel zwischen den beiden rotierenden E-Motorteilen (Rotor I und II) benötigt. Um diesen Relativwinkel direkt erfassen zu können, müsste man einen mitdrehenden Sensor verbauen. Der Sensor könnte hierbei bspw. auf der Primärseite sitzen und von dort die Relativverdrehung der Sekundärseite messen oder umgekehrt. Ein mitdrehender Winkelsensor bringt allerdings weitere Schwierigkeiten mit sich: Zum einen stellt die Energieversorgung des mitdrehenden Sensors ein Problem dar. Ähnlich wie schon beim mitdrehenden E-Motor besteht das Problem darin, die für die Versorgung nötige Energie auf eine drehende Welle zu übertragen. Ein weiteres Problem ist die Übertragung der Messdaten des sich drehenden Sensors nach außen. Zwar ließen sich sicherlich für beide Problemstellungen technisch umsetzbare Lösungen finden, in dem Bestreben die Komplexität des Versuchsträgers

---

<sup>6</sup> Diese müssten für eine Umsetzung im Fahrzeug ohnehin entfallen. Ein entsprechender Ansatz wird in Kapitel 7 vorgestellt.

**Komponenten:**

- a: Inkrementalgeber: Heidenhain ERN 120
- b: Drehmomentmesswelle mit Telemetrie
- c: eZMS-Versuchsträger
- d: Drehmomentmesswelle mit Telemetrie
- e: Inkrementalgeber: Heidenhain ERN 420
- f: dSPACE AutoBox
- g: PC mit Matlab/Simulink, dSPACE ControlDesk
- h: Sinuswechselrichter, Maccon SWM7
- i: Drehstromtrafo und Gleichrichter
- j: Kraftstromanschluss (400V)

**Signale:**

- 1: Verdrehwinkel Antrieb, TTL (5V)
  - 2: Schnittmoment Antrieb, analog (10V)
  - 3: Schnittmoment Abtrieb, analog (10V)
  - 4: Verdrehwinkel Abtrieb, TTL (5V)
  - 5: Vorgabe Soll-Strom E-Motor, analog (10V)
  - 6: Rückgabe Ist-Strom, analog (10V)
  - 7: Datentransfer von und zu Messrechner
- Leistungsflüsse:**
- 8,9,10: Sinusförmige Phasenströme
  - 11: Gleichstromzwischenkreis (48V)

Abbildung 2.18: Schaltplan: Ansteuerung und Energieversorgung des eZMS-Versuchsträgers.

möglichst gering zu halten, wurde für den Versuchsträger jedoch ein anderer Weg eingeschlagen. Dabei konnte ganz auf die Integration eines zusätzlichen Sensors verzichtet werden. Möglich war dies, da am Prüfstand ohnehin zwei hochauflösende Inkrementalgeber verbaut sind, deren Signale zur Bestimmung des benötigten Relativwinkels benutzt werden können. Wie und an welcher Stelle die beiden Inkrementalgeber am Prüfstand integriert sind, wird in Kapitel 3 (Prüfstand) gezeigt. An dieser Stelle ist für das Verständnis nur wichtig, dass einer dieser beiden Inkrementalgeber (a) den absoluten Verdrehwinkel der Primärseite (1) misst und der andere (e) den absoluten Verdrehwinkel der Sekundärseite (4). Durch Bildung der Differenz dieser beiden Winkelmessungen lässt sich der benötigte Relativwinkel bestimmen. Die beiden Winkelmesssignale (1,4) werden hierfür dem Wechselrichter zur Verfügung gestellt, der

dann intern die Differenzbildung ausführt.

**Bemerkung.** *Auch für den Einsatz im Fahrzeug wäre eine solche Lösung mit zwei Winkelsensoren denkbar. In der Regel wird im Fahrzeug ohnehin der Winkel der Kurbelwelle gemessen. Insofern müsste im Fahrzeug u.U. nur noch ein sekundärseitig sitzender Sensor ergänzt werden. Vorab müsste natürlich geklärt werden, ob die Genauigkeit des bereits verbauten Kurbelwellensensors ausreicht oder ob er ggf. durch einen Sensor höherer Auflösung ersetzt werden muss.*

Der Wechselrichter regelt dann auf jeder der drei Phasen einen über dem Relativwinkel sinusförmig verlaufenden Strom ein. Man spricht hierbei von einer Sinuskommutierung des E-Motors. Für den verwendeten E-Motor wäre alternativ auch eine Blockkommutierung möglich, bei der die Phasenströme stufen- bzw. blockförmig über dem Relativwinkel verlaufen. Für eine Einführung in die Sinus- und Blockkommutierung sei auf den Anhang B verwiesen. Darin werden beide Kommutierungsarten vorgestellt und die wesentlichen Eigenschaften und Unterschiede herausgearbeitet. Einer dieser wesentlichen Unterschiede ist, dass die Sinuskommutierung beim hier verwendeten E-Motor zu einer höheren Energieeffizienz führt, als die Blockkommutierung. Für die Erzeugung eines bestimmten Moments fallen bei der Sinuskommutierung geringere Ohm'sche Verluste an, als dies bei Blockkommutierung der Fall wäre. Die Begründung hierfür wird am Ende des Anhangs B geliefert. Um eine höhere Energieeffizienz zu erzielen, wurde daher für die Ansteuerung des eZMS-Versuchsträgers ein Sinuswechselrichter ausgewählt.

Die Amplitude der sinusförmigen Phasenströme wird dem Wechselrichter von außen über einen Strom-Sollwert (5) vorgegeben. Die Vorgabe des Strom-Sollwerts (5) erfolgt durch einen auf einer dSPACE Autobox (f) laufenden Regelungsalgorithmus, der in Echtzeit das zur Kompensation der DU nötige Stellmoment berechnet. Der Strom-Sollwert (5) entspricht demnach eigentlich einer Momentenvorgabe. Wie der Strom-Sollwert mit dem vom Aktor erzeugten Moment zusammenhängt, wird in Kapitel 4 (Abschnitt 4.4) geklärt. Der auf der dSPACE Autobox implementierte Regler wird eigens in Kapitel 5 vorgestellt.

Neben der Berechnung der Stellgröße des eZMS-Aktors übernimmt die dSPACE Autobox auch Teile der Prüfstandsteuerung und Messdatenerfassung. Hierzu kommuniziert sie mit einem angeschlossenen Messrechner (g), auf dem die Messdaten gespeichert werden. Neben den Inkrementalgebersignalen wird so bspw. auch das am Versuchsträger eingangsseitig und ausgangsseitig anliegende Schnittmoment (2,3) gemessen und aufgezeichnet. Dies geschieht über zwei mit Dehnmessstreifen (DMS) beklebte Drehmomentmesswellen (b,d). Die Übertragung des DMS-Signals erfolgt dabei berührungslos

über Telemetrie. Die Prüfstandsteuerung und Messdatenerfassung wird in Kapitel 3 (Abschnitt 3.2) noch eigens thematisiert.



## Kapitel 3

# Prüfstand

Wie bereits in Kapitel 1 erläutert wurde, kommt es bei modernen Verbrennungsmotoren durch Downsizing und Downspeeding zu einem Anstieg der Drehungleichförmigkeit. Bedingt durch den Umstand, dass das konventionelle ZMS unter diesen Umständen nicht mehr ausreicht, wurde an der TU München in den letzten Jahren an der Entwicklung verbesserter Systeme zur Minderung der Drehungleichförmigkeit geforscht. Dabei wurden sowohl passive, als auch semi-aktive und aktive Konzepte untersucht. Unterstützt wurde diese Forschung durch die BMW Forschung und Technik GmbH. Die vielversprechendsten Konzepte wurden in Form mehrerer Versuchsträger aufgebaut und experimentell untersucht ([34], [35], [28], [46], [48], [29]). Zur Evaluation und Identifikation der neuen Systeme zur Minderung der DU wurde an der Forschungsstelle für Zahnräder und Getriebebau (FZG) der TUM ein Prüfstand aufgebaut. Das Prüfstandskonzept wurde hierbei in Kooperation der Lehrstühle für Maschinenelemente (FZG)<sup>1</sup>, für Angewandte Mechanik (AMM) und für Regelungstechnik (RT) der TUM erstellt. Die Ausgestaltung und den Aufbau des Prüfstands übernahm federführend der Lehrstuhl für Maschinenelemente. Die Auswahl der Messtechnik sowie die Inbetriebnahme des Prüfstands wurde vom Lehrstuhl für Regelungstechnik unterstützt. Da auf dem realisierten Prüfstand auch der eZMS-Versuchsträger getestet wurde, wird er in diesem Kapitel beschrieben. Die folgenden Ausführungen sind dabei an die Veröffentlichungen [45], [47] und [27] angelehnt, in denen der aufgebaute Prüfstand vorgestellt wurde.

---

<sup>1</sup> Die Forschungsstelle für Zahnräder und Getriebebau ist gleichzeitig der Lehrstuhl für Maschinenelemente.

### 3.1 Aufbau des Prüfstands

Der Prüfstand wurde aufgebaut, um neue Systeme zur Minderung von Torsionsschwingungen unter fahrzeugähnlichen Bedingungen zu erproben. Die Ausgestaltung des Prüfstands richtete sich nach den folgenden Untersuchungszielen:

- Parameteridentifikation für weiterführende Simulationen der Versuchsträger
- Prinzipieller Funktionsnachweis der Versuchsträger
- Vergleich der Wirkung der Versuchsträger mit State-Of-The-Art-Systemen

Das Prüfstandskonzept ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt. Um eine realistische Anregung zu erzielen, wurde ein von BMW bereitgestellter Verbrennungsmotor in den Prüfstand integriert. Der aufgeladene 3-Zylindermotor treibt einen Antriebsstrang an, in den ein Testobjekt (Versuchsträger oder State-Of-The-Art-System) eingebracht werden kann und an dessen Ende sich eine gegen den Verbrennungsmotor arbeitende Lastmaschine befindet. Bei der Lastmaschine handelt es sich um einen Gleichstrommotor mit einer maximalen Leistung von 80 kW. Die Lastmaschine ermöglicht Testläufe an stationären Arbeitspunkten, sowie moderate Last- und Geschwindigkeitsrampen, wobei der Verbrennungsmotor in Kombination mit der Gleichstrommaschine bis 4000 U/min in Teillast und bis 2800 U/min in Vollast betrieben werden kann.

Das Testobjekt wird zwischen zwei Drehmomentmesswellen montiert, mit welchen die antriebs- und abtriebsseitig anliegenden Drehmomentschwankungen gemessen werden. Die Drehzahl der An- und Abtriebsseite wird zusätzlich über zwei hochauflösende Inkrementalgeber erfasst. Der in Abbildung 3.2 dargestellte modulare Aufbau des Antriebsstrangs ermöglicht durch einen integrierten Längenausgleich den Test neuer Systeme mit unterschiedlichen axialen Abmessungen. Um ein zu einem Fahrzeugantriebsstrang vergleichbares Übertragungsverhalten zu erhalten, wurde die Torsionsdynamik

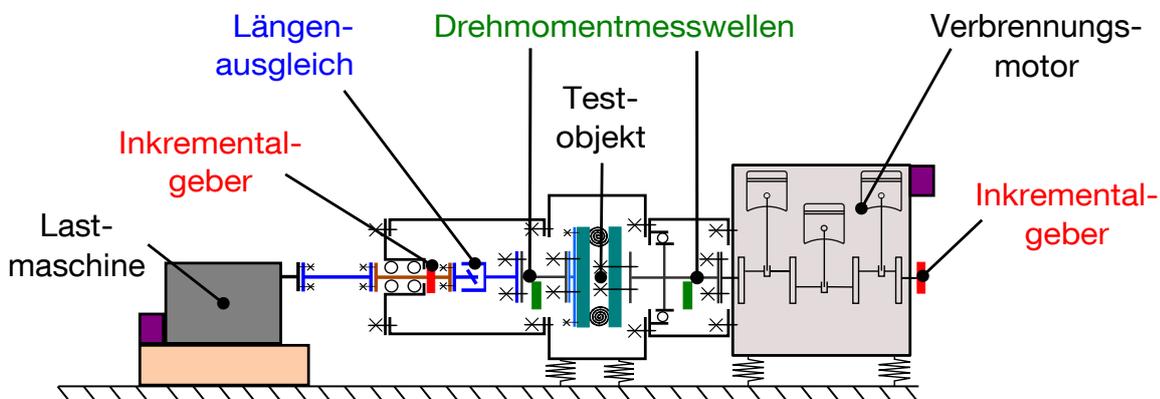


Abbildung 3.1: Konzeptioneller Aufbau des Prüfstands. Die Abbildung basiert auf [45].

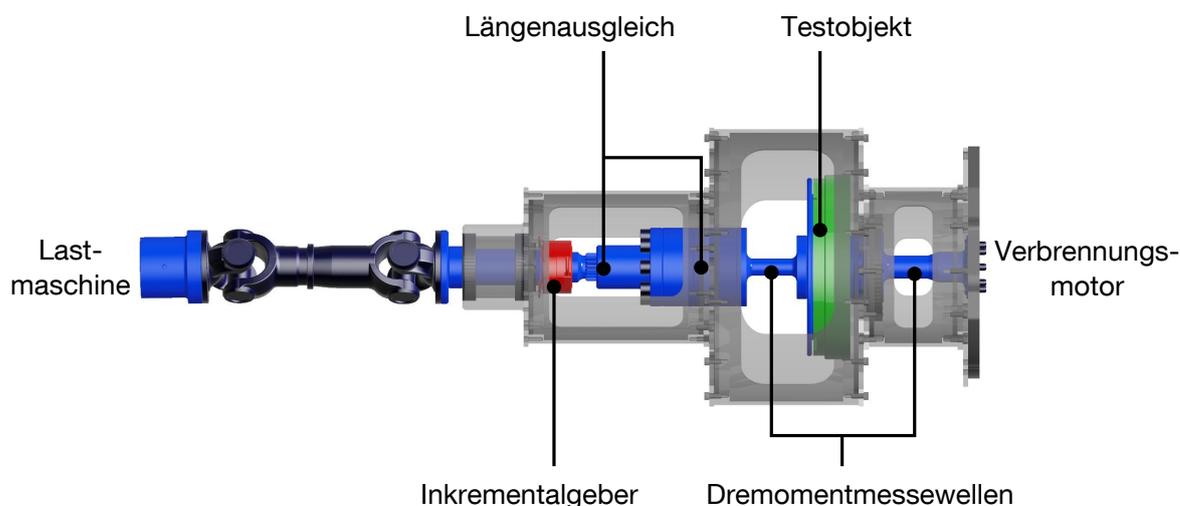


Abbildung 3.2: Modularer Aufbau des Antriebsstrangs am Prüfstand. Die Abbildung basiert auf [45].

des modularen Antriebsstrangs speziell abgestimmt. Die Komponenten des Antriebsstrangs, v. a. die Steifigkeiten und Trägheiten, wurden hierfür so abgestimmt, dass im interessierenden Frequenzbereich eine möglichst hohe Übereinstimmung zwischen dem Übertragungsverhalten im Fahrzeug und am Prüfstand erreicht wird.

Der Verbrennungsmotor und die modulare Struktur sind, wie in Abbildung 3.3 dargestellt, in fahrzeugähnlicher Weise elastisch gelagert. Der Verbrennungsmotor ist elastisch über das Motorlager und eine Pendelstütze gelagert. Die modulare Antriebsstrangstruktur wird über ein originales Getriebe­lager elastisch gestützt.

## 3.2 Prüfstandssteuerung und Messdatenerfassung

Das Hauptziel des vorgestellten Prüfstands ist das Testen neuer Systeme zur Min­derung der Drehungleichförmigkeit am stationären Arbeitspunkt. Ein stationärer Arbeitspunkt ist hierbei definiert als ein Zustand bei konstanter Last und konstanter mittlerer Drehzahl des Verbrennungsmotors. Um die Testobjekte am stationären Arbeitspunkt untersuchen zu können, muss der Prüfstand das Anfahren und Halten eines definierten Arbeitspunkts ermöglichen. Hierzu musste eine entsprechende Prüfstandssteuerung und -regelung implementiert werden. Aus regelungstechnischer Sicht können sowohl die Lastmaschine, als auch der Verbrennungsmotor als Aktoren angesehen werden, mit denen sich die Last (=Moment) und die mittlere Drehzahl des Gesamtsystems einregeln lassen. Da es mit einem Aktor generell nicht möglich ist gleichzeitig das Moment und die Drehzahl einzuregeln, muss entweder der Verbrennungsmotor die Last

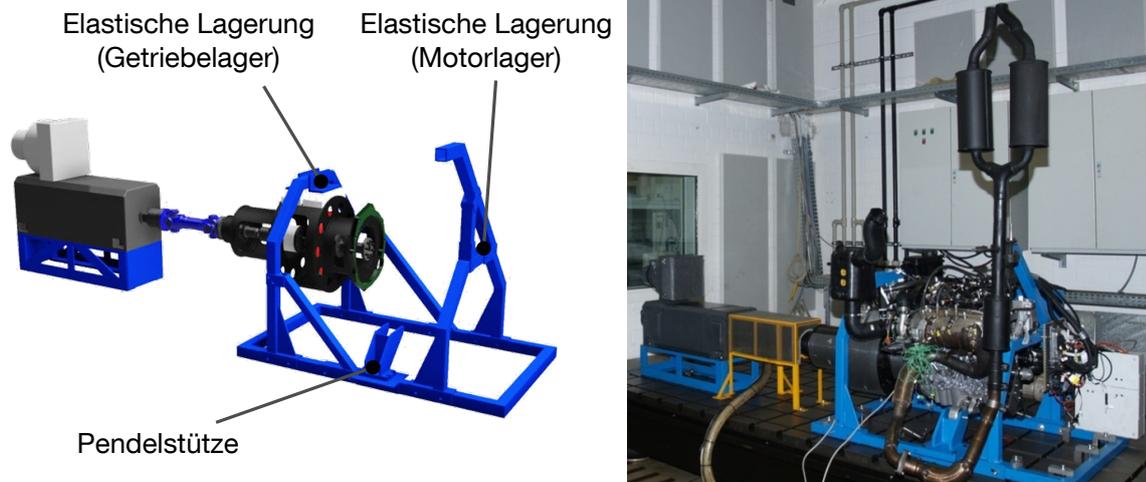


Abbildung 3.3: Lagerung des Verbrennungsmotors am realisierten Prüfstand. Die Abbildung basiert auf [45].

und die Lastmaschine die Drehzahl vorgeben oder umgekehrt. Am hier vorgestellten Prüfstand wurde die erste Variante umgesetzt. Dies wird in den folgenden beiden Absätzen beschrieben. Die Signalflüsse der Prüfstandssteuerung sind in Abbildung 3.4 veranschaulicht.

**Laststeuerung:** Die Momentenvorgabe erfolgt in Form einer Steuerung (ohne Rückführung) durch Vorgabe der Gaspedalstellung an den Verbrennungsmotor. Statt eines realen Gaspedals kommt jedoch ein auf dem Messrechner implementierter, virtueller Gaspedalsensor zum Einsatz, der die Eingangs-Ausgangs-Charakteristik eines realen Gaspedalsensors abbildet. Der Bediener legt im Betrieb die virtuelle Gaspedalstellung über eine graphische Benutzeroberfläche (dSPACE ControlDeskNG) auf dem Messrechner fest. Die virtuelle Gaspedalstellung wird dann über einen analogen Ausgang der dSPACE-Autobox an den Gaspedalsensoreingang des Motorsteuergeräts ausgegeben. Über eine weitere auf dem Messrechner installierte Software (INCA) wird die vom Motorsteuergerät interpretierte Gaspedalstellung ausgelesen, um sie so mit der vom Bediener geforderten Gaspedalstellung abgleichen zu können. Je nach dem wie hoch die Gaspedalstellung vorgegeben wird, erzeugt der Verbrennungsmotor mehr oder weniger Moment.

**Drehzahlregelung:** Die Drehzahl des Antriebsstrangs wird über die Lastmaschine geregelt. Der Drehzahl Sollwert wird wieder durch den Bediener über die Benutzeroberfläche dSPACE ControlDeskNG vorgegeben. Auf der dSPACE-Autobox wird die Vorgabe in ein analoges Spannungssignal umgerechnet, welches an das Steuergerät der Lastmaschine ausgegeben wird. Auf dem Steuergerät wird die Spannung wieder

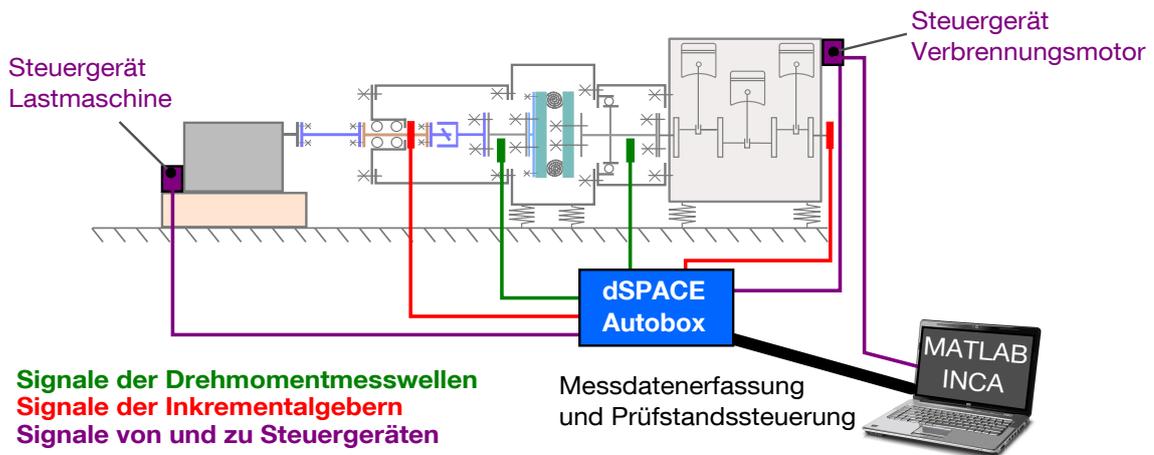


Abbildung 3.4: Signalflussplan des Prüfstands: Mess- und Ansteuerungssignale. Die Abbildung basiert auf [45].

als Drehzahlsollwert interpretiert und über einen auf dem Steuergerät implementierten Drehzahlregler eingeregelt. Der Regler besteht im Wesentlichen aus einem PI-Regler und einem optionalen PT1-Tiefpassfilter, wobei die Parameter dieser beiden Glieder frei konfiguriert werden können. Die Wahl der Reglerparameter wird jedoch durch den folgenden Zielkonflikt erschwert: Zum einen soll der Regler die am stationären Arbeitspunkt geforderte konstante mittlere Drehzahl einregeln. Zum anderen soll die Lastmaschine allerdings eine möglichst geringe Rückwirkung auf die durch den Verbrennungsmotor verursachten höherfrequenten Drehzahlschwankungen aufweisen. Letzteres ist wichtig, damit die Lastmaschine die Leistungsfähigkeit des im Experiment untersuchten Torsionsdämpfers nicht „verzerrt“. Gelöst wurde dieser Zielkonflikt durch die Wahl einer kleinen Verstärkung des PI-Reglers bei gleichzeitig niedriger Eckfrequenz des Tiefpassfilters. Dies stellt eine geringe Rückwirkung der Lastmaschine auf die Drehungleichförmigkeit sicher. Der Integralteil des PI-Reglers sorgt gleichzeitig dafür, dass die mittlere Geschwindigkeit des Antriebsstrangs dem Drehzahlsollwert folgt.

Um die Leistungsfähigkeit der untersuchten Torsionsdämpfer bewerten zu können, wird im Experiment das am Testobjekt antriebs- und abtriebsseitig anliegende Schnittmoment, sowie die antriebs- und abtriebsseitige Drehzahl gemessen (vgl. Abb. 3.4). Die Messdaten werden über die dSPACE-Autobox erfasst und an den Messrechner weitergegeben. Auf dem Messrechner können sie über die Benutzeroberfläche dSPACE-ControlDeskNG in Echtzeit betrachtet und zusätzlich für eine nachfolgende Auswertung abgespeichert werden.



## Kapitel 4

# Modellbildung und Identifikation

In diesem Kapitel wird der in Kapitel 3 vorgestellte Prüfstand zusammen mit dem in Kapitel 2 vorgestellten eZMS-Versuchsträger modelliert. Das Blockschaltbild in Abbildung 4.1 zeigt die Struktur des daraus resultierenden Simulationsmodells. In den nachfolgenden Abschnitten wird die Modellbildung und Identifikation der einzelnen Teilsysteme dieses Modells beschrieben: In Abschnitt 4.1 wird der Antriebsstrang des Prüfstands (Block: Mechanische Strecke) modelliert. Anschließend wird in 4.2 auf die Modellierung der Lastmaschine und des durch die Lastmaschine geschlossenen Drehzahlregelkreises (Block: Lastmaschine) eingegangen. In 4.3 folgt die Modellierung des Verbrennungsmotors bzw. die Identifikation des auf die Kurbelwelle wirkenden Moments  $M_V$  (Block: Verbrennungsmotor). Danach wird in 4.4 ein Modell des eZMS-Aktors erstellt (Block: eZMS-Regler & -Aktor). Dem schließt sich mit 4.5 ein Abschnitt an, in dem zwei wichtige Parameter der mechanischen Strecke identifiziert werden. Dies sind die Steifigkeit und Dämpfung der Bogenfedern des eZMS-Versuchsträgers.

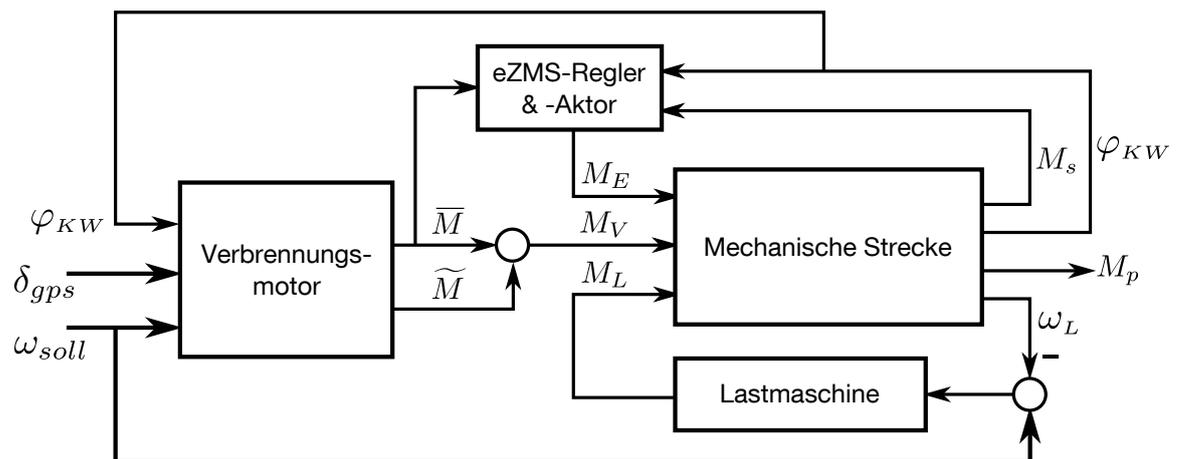


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des Prüfstands mit integriertem eZMS-Versuchsträger.  $\delta_{gps}$ ,  $\varphi_{KW}$ : Gaspedalstellung, Kurbelwinkel.  $\bar{M}$ ,  $\tilde{M}$ ,  $M_V$ : Mittleres Moment, Drehungleichförmigkeit, Gesamtmoment des Verbrennungsmotors.  $M_E$ ,  $M_L$ : Moment des eZMS-Aktors, der Lastmaschine.  $\omega_L$ ,  $\omega_{soll}$ : Ist- und Soll Drehzahl der Lastmaschine.  $M_p$ ,  $M_s$ : an- und abtriebsseitig gemessenes Schnittmoment.

Diese beiden Parameter werden in 4.5 mit einem erweiterten Kalman-Filter identifiziert. Dabei wird sich zeigen, dass die beiden Parameter stark vom Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors abhängen. Am Ende des Kapitels wird in 4.6 das aufgebaute Gesamtmodell des Prüfstands anhand von Messdaten validiert.

## 4.1 Modellierung des Antriebsstrangs

In diesem Abschnitt wird die Modellierung des am Prüfstand verbauten Antriebsstrangs beschrieben. Im Blockschaltbild 4.1 entspricht dies dem Teilsystem „Mechanische Strecke“. Abbildung 4.2 zeigt den Antriebsstrang samt integriertem eZMS-Versuchsträger. Die obere Hälfte zeigt eine CAD-Ansicht des Antriebsstrangs. Um das torsionsdynamische Verhalten des Antriebsstrangs zu modellieren, wurde er in sieben Starrkörper diskretisiert. Das resultierende Modell ist in der Abbildung unten dargestellt. Es handelt sich um eine lineare Schwingerkette mit sieben rotatorischen Freiheitsgraden ( $\varphi_1, \dots, \varphi_7$ ). Die spezielle räumliche Diskretisierung bzw. die gewählte Anzahl der Freiheitsgrade ist hierbei physikalisch begründet: Die sechs Steifigkeiten  $c_0 - c_5$  stellen gerade die relevanten Weichheiten des Antriebsstrangs dar. Durch die Modellierung dieser Weichheiten als lineare Feder-Dämpfer-Elemente kann das am realen Prüfstand zu beobachtende Verhalten sehr gut abgebildet werden. Dies wird in Abschnitt 4.6 durch den Vergleich von Mess- und Simulationsdaten noch gezeigt.

Die Steifigkeiten  $c_0, c_2, c_3, c_4$  und  $c_5$  wurden durch eine FEM-Rechnung aus den CAD-Daten des Antriebsstrangs bestimmt. Die Dämpfungskonstanten  $d_0, d_2, d_3, d_4$  und  $d_5$  werden in der folgenden Modellierung zwar berücksichtigt, aufgrund der geringen Strukturdämpfung in Stahl wurden sie jedoch für die Simulationen zu Null gesetzt. Eine Sonderstellung nehmen die beiden Parameter  $c_1$  und  $d_1$  ein. Diese beiden Parameter repräsentieren die Steifigkeit und die Dämpfung der Bogenfedern des eZMS-Versuchsträgers. Die Steifigkeit und Dämpfung der Bogenfedern wird demnach ebenfalls durch ein lineares Feder-Dämpfer-Element modelliert. Dies stellt allerdings eine Vereinfachung dar. Die Bogenfedern eines ZMS (und damit auch die des eZMS) weisen i.A. eine stark nichtlineare Übertragungscharakteristik auf [51]. Sowohl die Federrate als auch die Dämpfung variieren stark über der Last und über der Drehzahl des Verbrennungsmotors. Eine anschauliche Darstellung und plausible Erklärung dieser Effekte findet sich z.B. in [2]. Es ist daher nicht zielführend die Kraftübertragung einer solchen Bogenfeder im gesamten Betriebsbereich des Verbrennungsmotors durch eine lineare Feder mit konstanter Federsteifigkeit und einen linearen Dämpfer mit konstanter Dämpfungskonstante zu beschreiben. Anders verhält es sich jedoch, wenn man das Verhalten der Bogenfeder nur lokal, d.h. nur in der Umgebung um

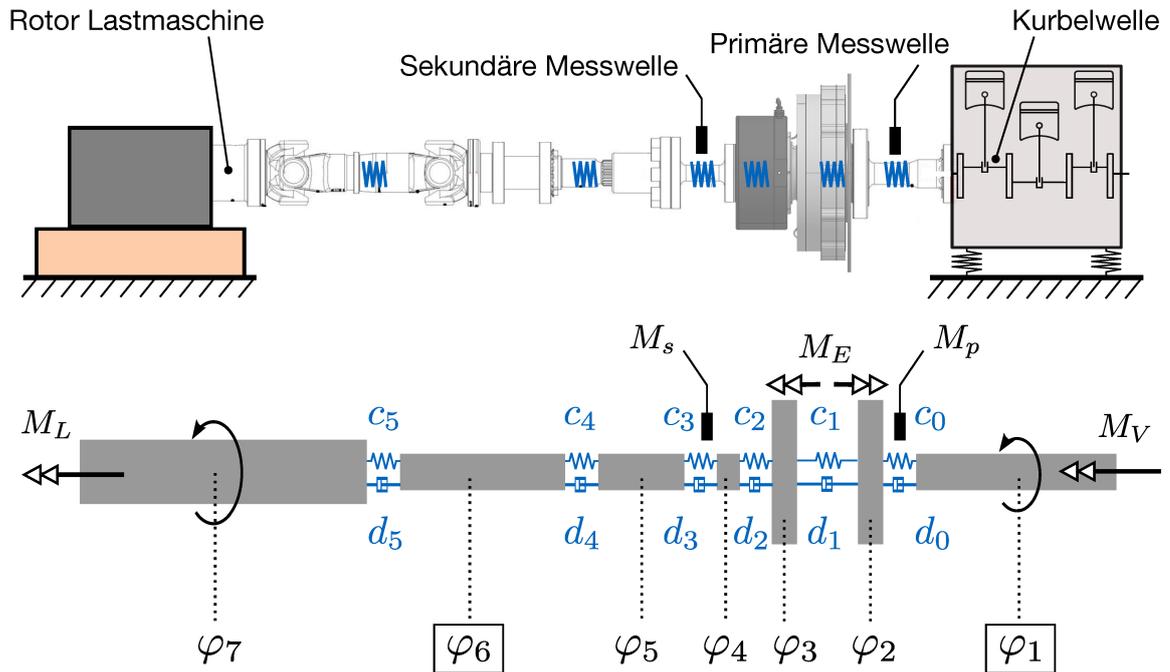


Abbildung 4.2: Darstellung und Diskretisierung des Prüfstandantriebsstrangs mit integriertem eZMS-Versuchsträger (=Mechanische Strecke). Die auf den Antriebsstrang wirkenden Momente sind das Verbrennermoment  $M_V$ , das Lastmoment  $M_L$ , sowie das Moment des eZMS-Aktors  $M_E$ . Zusätzlich dargestellt sind die primär- und sekundärseitig gemessenen Schnittmomente  $M_p$  und  $M_s$ . Die Winkel  $\varphi_1$  und  $\varphi_6$  werden durch die beiden am Prüfstand verbauten Inkrementalgeber gemessen.  $\varphi_1$  entspricht hierbei dem Kurbelwinkel,  $\varphi_1 = \varphi_{KW}$ .

einen stationären Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors betrachtet. Nach [51] kann die Kraftübertragung der Bogenfedern in diesem Fall sehr gut durch ein lineares Feder-Dämpfer-Element abgebildet werden.

Da der in diesem Kapitel modellierte Prüfstand hauptsächlich für Messungen an stationären Arbeitspunkten konzipiert wurde (vgl. Kapitel 3) und da zudem der mit dem eZMS-Versuchsträger angestrebte prinzipielle Funktionsnachweis ebenfalls am stationären Arbeitspunkt erbracht werden soll (vgl. Abschnitt 2.2.1), reicht es aus das Verhalten des realen Prüfstands am stationären Arbeitspunkt abzubilden. Eine lineare Modellierung der Bogenfedern ist daher gerechtfertigt. Zu beachten ist dabei nur, dass die Steifigkeit  $c_1$  und die Dämpfung  $d_1$  zwar an einem bestimmten stationären Arbeitspunkten als konstant angenommen werden können, dass sie jedoch abhängig vom Arbeitspunkt stark variieren. Da ein Arbeitspunkt am Prüfstand durch eine bestimmte Gaspedalstellung  $\delta_{gps}$  und eine bestimmte Soll-Drehzahl  $\omega_{soll}$  vorgegeben wird (vgl. Abschnitt 3.2), werden die Federsteifigkeit und Dämpfung im Weiteren als Funktionen

dieser beiden Größen angenommen:

$$\begin{aligned} c_1 &= c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \\ d_1 &= d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \end{aligned}$$

Die Parameter  $c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  und  $d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  wurden für verschiedene stationäre Arbeitspunkte basierend auf Messdaten bestimmt. Diese Parameteridentifikation, die mit Hilfe eines erweiterten Kalman-Filters durchgeführt wurde, wird in Abschnitt 4.5 noch eigens beschrieben.

Die Bewegungsgleichungen des diskretisierten Antriebsstrangs lassen sich herleiten, indem für alle sieben Freiheitsgrade des Systems der Drallsatz um die Längsachse des Antriebsstrangs aufgestellt wird:

$$\begin{aligned} J_1 \ddot{\varphi}_1 &= -d_0(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2) - c_0(\varphi_1 - \varphi_2) + M_V \\ J_2 \ddot{\varphi}_2 &= -d_0(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1) - d_1(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_3) - c_0(\varphi_2 - \varphi_1) - c_1(\varphi_2 - \varphi_3) - M_E \\ J_3 \ddot{\varphi}_3 &= -d_1(\dot{\varphi}_3 - \dot{\varphi}_2) - d_2(\dot{\varphi}_3 - \dot{\varphi}_4) - c_1(\varphi_3 - \varphi_2) - c_2(\varphi_3 - \varphi_4) + M_E \\ J_4 \ddot{\varphi}_4 &= -d_2(\dot{\varphi}_4 - \dot{\varphi}_3) - d_3(\dot{\varphi}_4 - \dot{\varphi}_5) - c_2(\varphi_4 - \varphi_3) - c_3(\varphi_4 - \varphi_5) \\ J_5 \ddot{\varphi}_5 &= -d_3(\dot{\varphi}_5 - \dot{\varphi}_4) - d_4(\dot{\varphi}_5 - \dot{\varphi}_6) - c_3(\varphi_5 - \varphi_4) - c_4(\varphi_5 - \varphi_6) \\ J_6 \ddot{\varphi}_6 &= -d_4(\dot{\varphi}_6 - \dot{\varphi}_5) - d_5(\dot{\varphi}_6 - \dot{\varphi}_7) - c_4(\varphi_6 - \varphi_5) - c_5(\varphi_6 - \varphi_7) \\ J_7 \ddot{\varphi}_7 &= -d_5(\dot{\varphi}_7 - \dot{\varphi}_6) - c_5(\varphi_7 - \varphi_6) + M_L \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die Parameter  $J_1$ - $J_7$  sind hierbei die Rotationsträgheiten der sieben Freiheitsgrade  $\varphi_1$ - $\varphi_7$ . Diese Trägheiten wurden aus den CAD-Daten des Antriebsstrangs bestimmt. Fasst man die sieben Freiheitsgrade des Systems gemäß

$$\boldsymbol{\varphi} := [\varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \varphi_3 \quad \varphi_4 \quad \varphi_5 \quad \varphi_6 \quad \varphi_7]^T \quad (4.2)$$

in einem Vektor zusammen, lassen sich die Bewegungsgleichungen in kompakter Form angeben, als lineares Differentialgleichungssystem zweiter Ordnung:

$$\mathbf{M} \ddot{\boldsymbol{\varphi}} + \mathbf{D} \dot{\boldsymbol{\varphi}} + \mathbf{K} \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{F} \mathbf{u}_m \quad (4.3)$$

Im Systemeingang  $\mathbf{u}_m =: [M_V, M_E, M_L]^T$  sind hierbei die drei angreifenden Momente zusammengefasst. Die Massenmatrix  $\mathbf{M}$ , die Dämpfungsmatrix  $\mathbf{D}$ , die Steifigkeitsmatrix  $\mathbf{K}$ , sowie die Eingangsmatrix  $\mathbf{F}$  ergeben sich aus (4.1) zu

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} J_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & J_7 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} d_0 & -d_0 & 0 & \dots & 0 \\ -d_0 & d_0 + d_1 & -d_1 & & \\ 0 & -d_1 & d_1 + d_2 & -d_2 & \vdots \\ & & -d_2 & d_2 + d_3 & -d_3 \\ \vdots & & & -d_3 & d_3 + d_4 & -d_4 & 0 \\ & & & & -d_4 & d_4 + d_5 & -d_5 \\ 0 & \dots & & 0 & -d_5 & d_5 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} c_0 & -c_0 & 0 & \dots & 0 \\ -c_0 & c_0 + c_1 & -c_1 & & \\ 0 & -c_1 & c_1 + c_2 & -c_2 & \vdots \\ & & -c_2 & c_2 + c_3 & -c_3 \\ \vdots & & & -c_3 & c_3 + c_4 & -c_4 & 0 \\ & & & & -c_4 & c_4 + c_5 & -c_5 \\ 0 & \dots & & 0 & -c_5 & c_5 \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.7)$$

Durch eine weitere Umformung lässt sich das dynamische System (4.3) in ein lineares Zustandsraummodell der Form

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m \mathbf{u}_m \quad (4.8)$$

überführen. Hierzu fasst man die Winkel  $\varphi$  und die Winkelgeschwindigkeiten  $\dot{\varphi}$  im Zustandsvektor

$$\mathbf{x}_m := \begin{pmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

zusammen. Die Systemmatrizen der Zustandsdifferentialgleichung (4.8) ergeben sich zu

$$\mathbf{A}_m = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_m = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{F} \end{pmatrix}. \quad (4.10)$$

An dieser Stelle ist zu beachten, dass die Matrizen  $\mathbf{K}$  und  $\mathbf{D}$  von den Parametern  $c_1$  und  $d_1$  und damit vom Arbeitspunkt abhängen. Folglich ist auch die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}_m$  abhängig vom Arbeitspunkt:

$$\Rightarrow \mathbf{A}_m = \mathbf{A}_m(c_1, d_1), \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} c_1 &= c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \\ d_1 &= d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Bezeichnet man gemäß  $\mathbf{B}_m = [\mathbf{b}_{m,V}, \mathbf{b}_{m,E}, \mathbf{b}_{m,L}]$  die erste Spalte von  $\mathbf{B}_m$  mit  $\mathbf{b}_{m,V}$ , die zweite Spalte mit  $\mathbf{b}_{m,E}$  und die dritte Spalte mit  $\mathbf{b}_{m,L}$ , so lässt sich die Zustandsgleichung (4.8) auch anschreiben als

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{b}_{m,V} M_V + \mathbf{b}_{m,E} M_E + \mathbf{b}_{m,L} M_L. \quad (4.12)$$

In dieser Form, in der alle angreifenden Momente explizit auftauchen, wird sie im Weiteren verwendet. Abschließend muss noch der Ausgang des Zustandsraummodells festgelegt werden. Der Ausgang  $\mathbf{y}_m$  wird gemäß der vier in Abbildung 4.1 dargestellten Ausgänge der mechanischen Strecke definiert:

$$\mathbf{y}_m = \begin{pmatrix} M_s \\ \varphi_{KW} \\ M_p \\ \omega_L \end{pmatrix} = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m \quad (4.13)$$

$\varphi_{KW} = \varphi_1$  entspricht hierbei dem Kurbelwinkel des Verbrennungsmotors und  $\omega_L = \dot{\varphi}_7$  entspricht der Drehzahl der Lastmaschine.  $M_p$  und  $M_s$  sind das an- und abtriebsseitig gemessene Schnittmoment. Im Modell entspricht  $M_p$  dem Schnittmoment im ersten Feder-Dämpfer-Element ( $c_0, d_0$ ) und  $M_s$  dem Schnittmoment im vierten Feder-Dämpfer-Element ( $c_3, d_3$ ). Mit der Ausgangsmatrix

$$\mathbf{C}_m = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & c_3 & -c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_3 & -d_3 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_0 & -c_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & -d_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{aligned} &:= \mathbf{c}_{m,1}^T \\ &:= \mathbf{c}_{m,2}^T \\ &:= \mathbf{c}_{m,3}^T \\ &:= \mathbf{c}_{m,4}^T \end{aligned} \quad (4.14)$$

lassen sich alle vier Systemausgänge linear durch den Zustandsvektor  $\mathbf{x}_m$  ausdrücken. Die vier Zeilen der Matrix  $\mathbf{C}_m$  werden im Weiteren mit  $\mathbf{c}_{m,1}^T$ ,  $\mathbf{c}_{m,2}^T$ ,  $\mathbf{c}_{m,3}^T$  und  $\mathbf{c}_{m,4}^T$  bezeichnet. Mit den beiden Gleichungen (4.12) und (4.13) liegt nun ein lineares, parameterabhängiges Zustandsraummodell der mechanischen Strecke vor. Im nächsten Abschnitt wird die mechanische Strecke um die Lastmaschine erweitert.

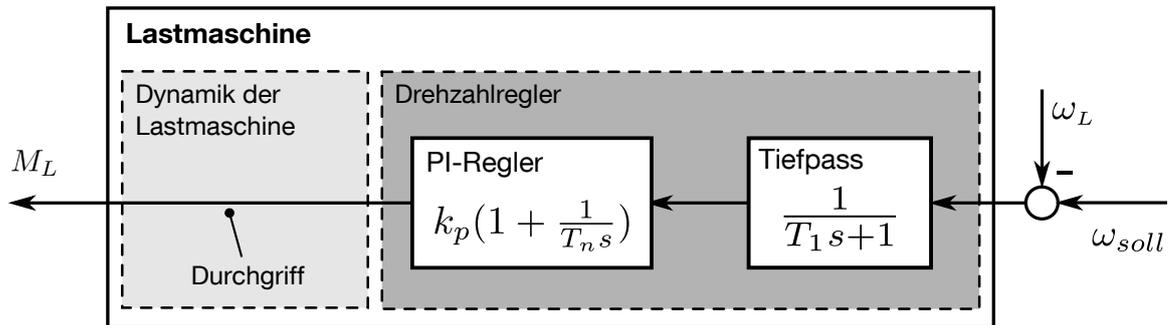


Abbildung 4.3: Blockschaltbild der modellierten Lastmaschine.

## 4.2 Modellierung der Lastmaschine und des Drehzahlreglers

Wie bereits in Kapitel 3, Abschnitt 3.2 beschrieben, wird die gewünschte Drehzahl am Prüfstand über das Moment der Lastmaschine eingeregelt. Ein auf dem Steuergerät der Lastmaschine implementierter Drehzahlregler berechnet das hierfür nötige Lastmoment  $M_L$ , welches anschließend von der Lastmaschine gestellt wird. Im Blockschaltbild 4.1 sind alle Komponenten die zur Erzeugung des Lastmoments  $M_L$  beitragen im Teilsystem „Lastmaschine“ zusammengefasst. Im Folgenden wird die Modellierung dieses Teilsystems beschrieben.

Abbildung 4.3 zeigt ein Blockschaltbild der modellierten Lastmaschine. Das Modell der Lastmaschine besteht im wesentlichen aus einem PT1-Tiefpassfilter und einem nachgeschalteten PI-Regler. Diese beiden Komponenten bilden den Drehzahlregler der Lastmaschine. Ihre Struktur entspricht der Struktur des Drehzahlreglers auf dem Lastmaschinensteuergerät. Die Parameter des Drehzahlreglers – dies sind die Zeitkonstante  $T_1$  des Tiefpassfilters, die Reglerverstärkung  $k_p$  und die Nachstellzeit  $T_n$  – wurden am realen Prüfstand so eingestellt, dass zum einen eine konstante Soll Drehzahl möglichst stationär genau eingeregelt wird, zum anderen jedoch die Lastmaschine eine möglichst geringe Rückwirkung auf die abtriebsseitig noch vorhandene DU aufweist. Auf diesen Zielkonflikt wurde bereits in Kapitel 3, Abschnitt 3.2 hingewiesen. Im Modell werden für die Parameter des Drehzahlreglers dieselben Werte benutzt, wie am realen Prüfstand.

Am Eingang des Drehzahlreglers liegt die Regelabweichung  $e_\omega = \omega_{soll} - \omega_L$  an. Die Soll Drehzahl  $\omega_{soll}$  wird am Prüfstand (und im Modell) durch den Benutzer vorgegeben und die Drehzahl  $\omega_L = \dot{\varphi}_7$  entspricht der Winkelgeschwindigkeit des letzten Freiheitsgrads der bereits eingeführten mechanischen Strecke. Die Regelabweichung wird durch

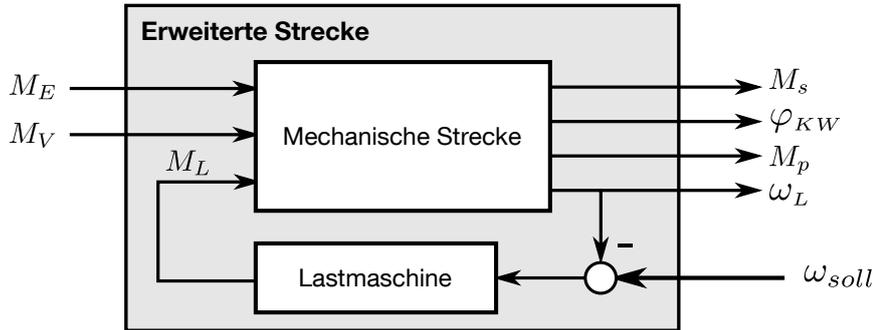


Abbildung 4.4: Blockschaltbild der um die Lastmaschine erweiterten Strecke. Das dargestellte System wird durch das Zustandsraummodell (4.18) beschrieben.

das PT1-Glied tiefpassgefiltert. Anschließend berechnet der PI-Regler ein zum Erreichen der geforderten Solldrehzahl nötiges Sollmoment  $M_L$ . Am realen Prüfstand wird dieses Sollmoment anschließend durch einen kaskadierten Momentenregelkreis eingeregelt. Im Modell wird die Dynamik dieses Momentenregelkreises jedoch vernachlässigt. In Abbildung 4.3 ist dies durch den Durchgriff im Block „Dynamik der Lastmaschine“ angedeutet. Es wird demnach angenommen, dass die Lastmaschine das vom Drehzahlregler geforderte Sollmoment schnell genug einregelt, so dass die Dynamik dieses Vorgangs nicht berücksichtigt werden muss. Aufgrund der Tatsache, dass vornehmlich stationäre Arbeitspunkte betrachtet werden sollen, an denen der Drehzahlregler (im eingeschwungenen Zustand) ein konstantes Lastmoment fordern wird, ist diese Annahme gerechtfertigt.

Im Folgenden wird das mechanische Modell aus Abschnitt 4.1 um die Lastmaschine erweitert. Abbildung 4.4 zeigt das Blockschaltbild der daraus resultierenden erweiterten Strecke. Hierzu werden die Systemgleichungen des PT1-Glieds und des PI-Reglers zunächst im Zeitbereich angeschrieben. Für den Tiefpassfilter lautet die Systembeschreibung im Zeitbereich:

$$\dot{x}_{16} = -\frac{1}{T_1}x_{16} + \frac{1}{T_1}e_\omega \quad (4.15)$$

Der Eingang des PT1-Glieds  $e_\omega = (\omega_{soll} - \omega_L)$  entspricht der Regelabweichung des Drehzahlregelkreises. Mit  $x_{16}$  wurde der Zustand des PT1-Glieds, d.h. die gefilterte Regelabweichung, benannt. Die Systembeschreibung des PI-Glieds lautet im Zeitbereich:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{15} &= x_{16} \\ M_L &= \frac{k_p}{T_n}x_{15} + k_p x_{16} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Dabei ist  $x_{15}$  der Zustand des I-Glieds. Der Eingang des PI-Glieds entspricht gerade dem Zustand des PT1-Glieds  $x_{16}$  und der Ausgang entspricht dem Lastmoment  $M_L$ . Als nächstes wird der Zustandsvektor  $\mathbf{x}_m$  der mechanischen Strecke um die beiden Zustände  $x_{15}$  und  $x_{16}$  erweitert. Man erhält den erweiterten Zustandsvektor

$$\overset{16 \times 1}{\mathbf{x}} := \begin{pmatrix} \mathbf{x}_m \\ x_{15} \\ x_{16} \end{pmatrix}. \quad (4.17)$$

Für diesen Zustandsvektor lässt sich basierend auf (4.12), (4.13), (4.15) und (4.16) die folgende Systembeschreibung angeben:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_V M_V + \mathbf{b}_E M_E + \mathbf{b}_\omega \omega_{soll} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Dieses um den Drehzahlregelkreis erweiterte Modell besitzt die in Abbildung 4.4 dargestellten Ein- und Ausgänge. Im Gegensatz zu der zuvor modellierten mechanischen Strecke taucht das Moment der Lastmaschine  $M_L$  nun nicht mehr als Eingang des Systems auf. Stattdessen ergibt sich als neuer Eingang die geforderte Solldrehzahl  $\omega_{soll}$ . Der Ausgang des Modells  $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$  wird in Einklang mit Abbildung 4.4 so gewählt, dass er dem Ausgang  $\mathbf{y}_m$  der mechanischen Strecke entspricht, (vgl. Gl. (4.13)):

$$\mathbf{y} \stackrel{!}{=} \mathbf{y}_m = \begin{pmatrix} M_s \\ \varphi_{KW} \\ M_p \\ \omega_L \end{pmatrix}$$

Die Systemmatrizen des erweiterten Zustandsraummodells (4.18) lassen sich basierend auf den Gleichungen (4.12), (4.13), (4.15) und (4.16) in kompakter Form angeben zu:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}(c_1, d_1) = \left( \begin{array}{c|cc} \mathbf{A}_m(c_1, d_1) & \frac{k_p}{T_n} \mathbf{b}_{m,L} & k_p \mathbf{b}_{m,L} \\ \hline \mathbf{0}^T & 0 & 1 \\ \frac{1}{T_1} & 0 & -\frac{1}{T_1} \\ -\frac{1}{T_1} \mathbf{c}_{m,4}^T & 0 & -\frac{1}{T_1} \end{array} \right) \quad (4.19)$$

$$\mathbf{b}_V = \begin{pmatrix} \mathbf{b}_{m,V} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_E = \begin{pmatrix} \mathbf{b}_{m,E} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_\omega = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{C} = \left( \mathbf{C}_m \mid \mathbf{0} \mid \mathbf{0} \right) = \left( \begin{array}{c|cc} \mathbf{c}_{m,1}^T & 0 & 0 \\ \mathbf{c}_{m,2}^T & 0 & 0 \\ \mathbf{c}_{m,3}^T & 0 & 0 \\ \mathbf{c}_{m,4}^T & 0 & 0 \end{array} \right) \begin{array}{l} := \mathbf{c}_1^T \\ := \mathbf{c}_2^T \\ := \mathbf{c}_3^T \\ := \mathbf{c}_4^T \end{array} \quad (4.21)$$

Für die Matrix  $\mathbf{A}_m$  sowie für die Vektoren  $\mathbf{b}_{m,V}$ ,  $\mathbf{b}_{m,E}$ ,  $\mathbf{b}_{m,L}$ ,  $\mathbf{c}_{m,1}^T$ ,  $\mathbf{c}_{m,2}^T$ ,  $\mathbf{c}_{m,3}^T$  und  $\mathbf{c}_{m,4}^T$  gelten hierbei die jeweiligen Definitionen aus Abschnitt 4.1. Da die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}$  der erweiterten Strecke die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}_m$  der mechanischen Strecke enthält, ist auch sie abhängig von den Parametern  $c_1$  und  $d_1$ :

$$\Rightarrow \mathbf{A} = \mathbf{A}(c_1, d_1), \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} c_1 &= c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \\ d_1 &= d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Auch das Zustandsraummodell der erweiterten Strecke ist damit arbeitspunktabhängig.

### 4.3 Modellierung des Verbrennungsmotors

In diesem Abschnitt wird das Rechenmodell des Verbrennungsmotors eingeführt. Es dient der Bestimmung des Motormoments  $M_V$ , welches auf die Kurbelwelle wirkt. In dem eingangs dargestellten Blockschaltbild des Prüfstands (Abb. 4.1, S.69) entspricht dieses Teilsystem dem Block „Verbrennungsmotor“. In Einklang mit der Modellierung der bisherigen Teilsysteme, erfolgt auch hier die Modellierung speziell für den Betrieb am stationären Arbeitspunkt. An einem stationären Arbeitspunkt, d.h. bei festgehaltener Gaspedalstellung  $\delta_{gps}$  und Solldrehzahl  $\omega_{soll}$ , lässt sich das Moment eines Verbrennungsmotors darstellen, als Summe aus einem mittleren Moment  $\bar{M}$  und einer überlagerten Momentenschwankung  $\tilde{M}(t)$ :

$$M_V(t) = \bar{M} + \tilde{M}(t)$$

Das mittlere Moment  $\bar{M}$  ist hierbei zeitlich konstant, es variiert jedoch abhängig vom jeweils betrachteten stationären Arbeitspunkt,

$$\bar{M} = \bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll}). \quad (4.23)$$

Für den am Prüfstand verbauten Verbrennungsmotor wurde das Kennfeld (4.23) im interessierenden Betriebsbereich aus Messdaten bestimmt. Dazu wurde der Betriebsbereich des Verbrennungsmotors über der Last und der Drehzahl diskretisiert. An allen resultierenden Stützstellen (=Arbeitspunkte) wurden stationäre Messungen durchgeführt. Basierend auf den Messsignalen der am Prüfstand verbauten Drehmomentmesswellen wurde anschließend das mittlere Moment des Verbrennungsmotors für alle vermessenen Arbeitspunkte bestimmt. Abbildung 4.5 zeigt das resultierende Kennfeld.

Wie bereits in der Einleitung gezeigt wurde (vgl. Abb. 1.1, S.1), weist das Moment eines Verbrennungsmotors (am stationären Arbeitspunkt) einen periodischen Verlauf

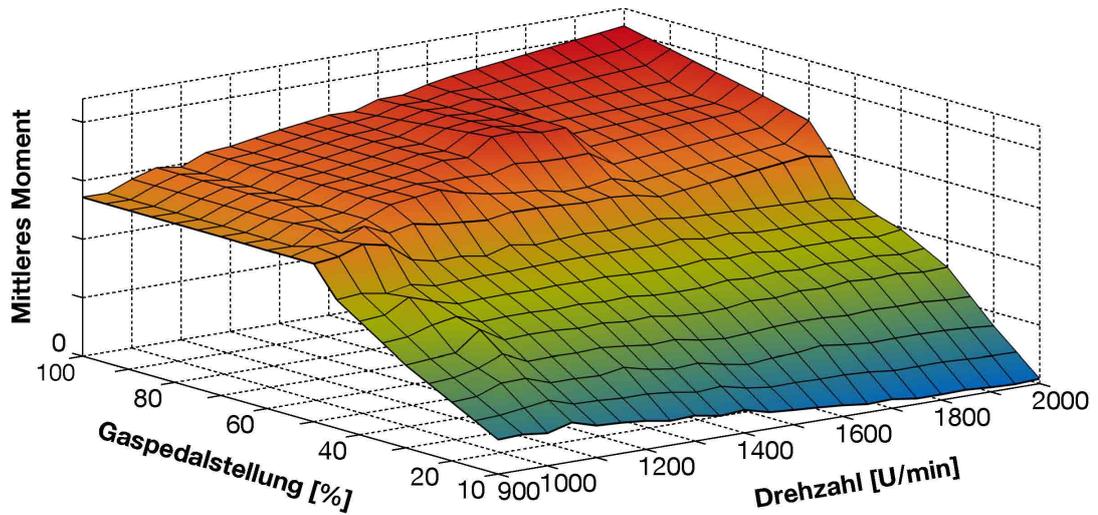


Abbildung 4.5: Messtechnisch bestimmtes Kennfeld des mittleren Moments  $\bar{M}$  des am Prüfstand verbauten Verbrennungsmotors. Die Werte der Momentenachse wurden aus Gründen der Geheimhaltung entfernt.

über dem Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}$  auf. Dementsprechend lässt sich der schwankende Teil des Motormoments,  $\tilde{M}(t)$ , am stationären Arbeitspunkt sehr gut über eine Fourierreihe

$$\tilde{M}(t) = \tilde{M}(\varphi_{KW}(t)) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(n_z i_T i \varphi_{KW}) + b_i \cos(n_z i_T i \varphi_{KW}) \quad (4.24)$$

beschreiben. Die Fourierreihe wird dabei nicht über der Zeit sondern über dem Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}$  entwickelt. Dementsprechend weist die Fourierreihe genau genommen auch keine Grundharmonische, sondern vielmehr eine **Grundordnung** auf. Der Parameter  $N$  bestimmt, wie viele Vielfache der Grundordnung in der Fourierreihe berücksichtigt werden. Die Grundordnung, mit der ein Verbrennungsmotor anregt, wird i.A. auch als Hauptmotorordnung (HMO) bezeichnet. Sie entspricht der Anzahl der Zündungen pro Umdrehung des Verbrennungsmotors und ergibt sich aus dem Produkt der Zylinderanzahl  $n_z$  und der Taktzahl  $i_T$ . Die Taktzahl wurde bereits in Abschnitt 1.1.2 eingeführt. Für einen Vier-Takt-Motor ist sie definiert zu  $i_T = 0,5$ . Für den am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotor ergibt sich dementsprechend eine Hauptmotorordnung von

$$\text{HMO} = n_z i_T = 1,5. \quad (4.25)$$

Die Fourierkoeffizienten  $a_i$  und  $b_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ) bestimmen die Amplitude und die Phase der jeweiligen Ordnung ( $n_z i_T i$ ). Für einen bestimmten Arbeitspunkt sind diese Koeffizienten konstant. Da der Verlauf des Verbrennermoments jedoch i.A. für verschie-

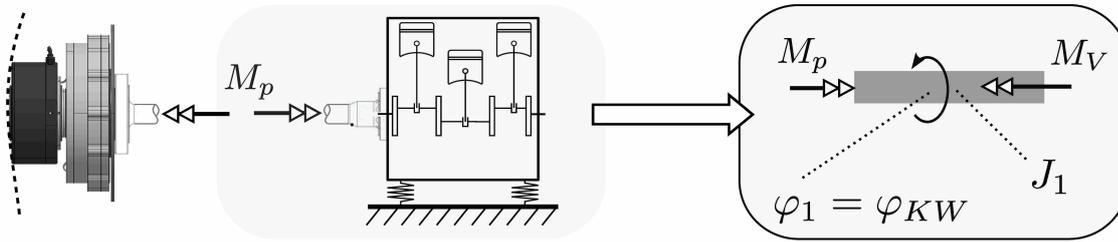


Abbildung 4.6: Darstellung des Modells zur Identifikation der Koeffizienten  $a_i(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  und  $b_i(\delta_{gps}, \omega_{soll})$ . Die Kurbelwelle wird an der primärseitigen Drehmomentmesswelle freigeschnitten.  $M_p$  und  $\varphi_1$  stehen als Messsignale zur Verfügung.

dene Arbeitspunkte variiert, müssen die Koeffizienten  $a_i$  und  $b_i$  ebenfalls als abhängig vom Arbeitspunkt angenommen werden:

$$\begin{aligned} a_i &= a_i(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \quad (i = 1, \dots, N) \\ b_i &= b_i(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \quad (i = 1, \dots, N) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Die Fourierkoeffizienten wurden daher im interessierenden Betriebsbereich für verschiedene stationäre Arbeitspunkte identifiziert und anschließend gemäß (4.26) als Kennfeld gespeichert. Hierfür wurden dieselben (stationären) Messdaten verwendet, mit denen zuvor bereits das Kennfeld des mittleren Moments,  $\bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll})$ , bestimmt wurde. Im Folgenden wird kurz das Vorgehen skizziert, mit dem die Fourierkoeffizienten identifiziert wurden.

Zuerst wird die Kurbelwelle gedanklich an der primärseitigen Messwelle freigeschnitten. Dies ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Anschließend wird der Drallsatz für die Kurbelwelle aufgestellt und nach dem unbekanntem Moment des Verbrennungsmotors aufgelöst. Es ergibt sich

$$\rightarrow M_V = J_1 \ddot{\varphi}_1 + M_p. \quad (4.27)$$

Die Trägheit  $J_1$  ist nach Abschnitt 4.1 bekannt. Das Moment  $M_p$  wird am Prüfstand gemessen und ist damit auch bekannt. Die Winkelbeschleunigung  $\ddot{\varphi}_1$  wird hingegen nicht gemessen und steht daher nicht direkt zur Verfügung. Gemessen wird stattdessen nur der Kurbelwinkel  $\varphi_1 = \varphi_{KW}$ . Die Winkelbeschleunigung wurde daher durch zweimaliges, numerisches Ableiten des Winkelsignals bestimmt. Als numerische Ableitungsvorschrift wurde hierbei die Mittelpunkregel verwendet. Dadurch wurde sichergestellt, dass bei der numerischen Ableitung kein Phasenfehler entsteht. Mit der so bestimmten Winkelbeschleunigung und den bekannten Größen  $J_1$  und  $M_p$  kann die rechte

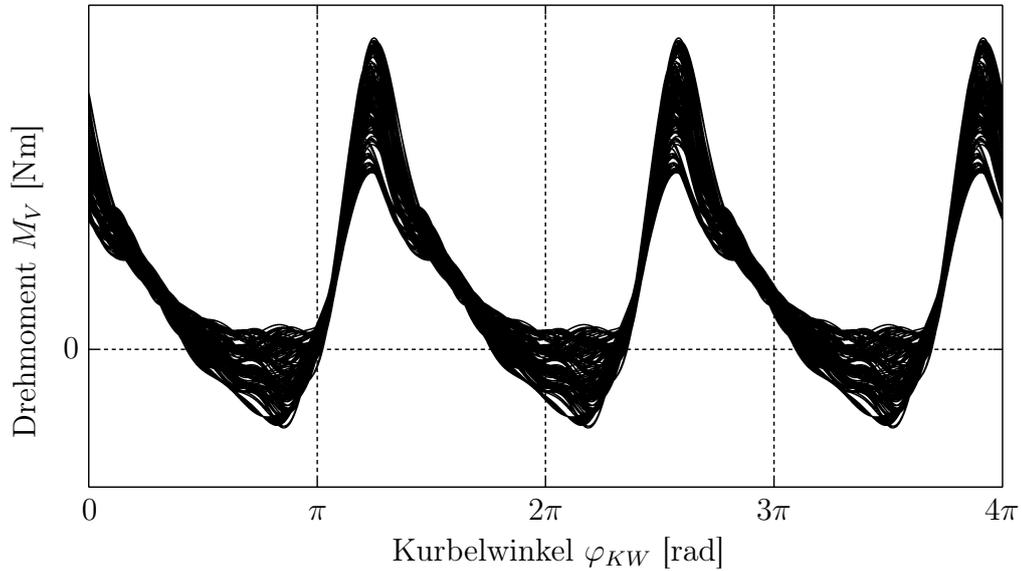


Abbildung 4.7: Dynamischer Verlauf des identifizierten Drehmoments  $M_V$  des Verbrennungsmotors. Dargestellt ist eine Schär von Verläufen für verschiedene Lasten und Drehzahlen. Die Werte der Momentenachse wurden aus Gründen der Geheimhaltung entfernt.

Seite von (4.27) ausgewertet werden. Auf diese Weise wurde das Verbrennermoment  $M_V$  rekonstruiert. Das rekonstruierte Verbrennermoment wurde anschließend mittelwertbereinigt und schließlich entsprechend (4.24) in einer Fourierreihe entwickelt. Auf diese Weise wurden die Fourierkoeffizienten  $a_i$  und  $b_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ) bestimmt. In der Fourierreihe wurden hierbei  $N = 6$  Vielfache der HMO berücksichtigt. Das beschriebene Vorgehen wurde so für alle vermessenen Arbeitspunkte wiederholt, so dass die Fourierkoeffizienten abschließend gemäß (4.26) in jeweils einem Kennfeld gespeichert werden konnten.

Mit dem identifizierten Kennfeld des mittleren Moments,  $\bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll})$ , und den Kennfeldern der identifizierten Fourierkoeffizienten  $a_i(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  und  $b_i(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  lässt sich das Moment des Verbrennungsmotors schließlich angeben zu

$$\begin{aligned}
 M_V &= M_V(\varphi_{KW}, \delta_{gps}, \omega_{soll}) \\
 &= \bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll}) + \sum_{i=1}^6 a_i(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \sin(1,5 i \varphi_{KW}) + b_i(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \cos(1,5 i \varphi_{KW})
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

In dieser Form wurde das Modell des Verbrennungsmotors implementiert. Abbildung 4.7 zeigt den Verlauf des identifizierten Drehmoments  $M_V$ . Dargestellt ist eine Schär von Verläufen für alle vermessenen Arbeitspunkte.

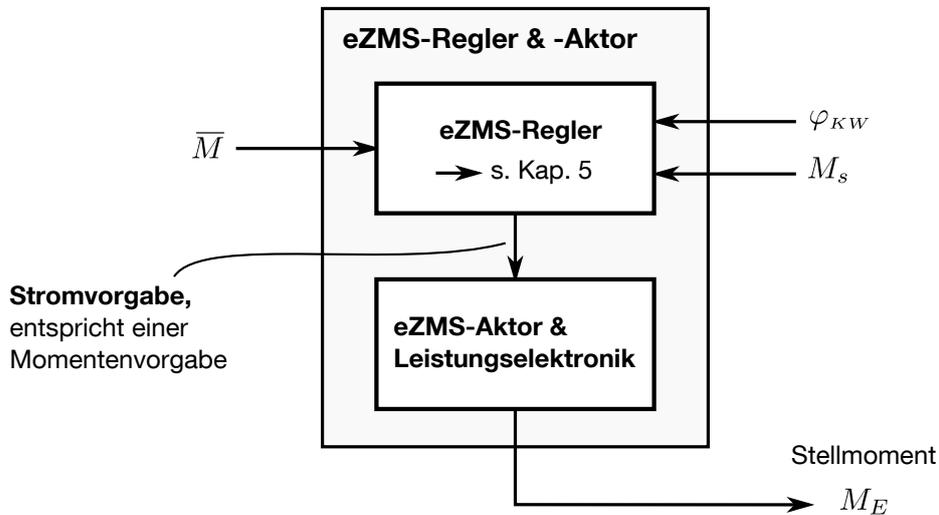


Abbildung 4.8: Blockschaltbild des Teilsystems „eZMS-Regler & -Aktor“ (vgl. Abb. 4.1, S.69).  $\bar{M}$ ,  $M_s$  und  $M_E$  sind das mittlere Moment des Verbrennungsmotors, das sekundärseitig gemessene Schnittmoment und das eZMS-Stellmoment.  $\varphi_{KW}$  ist der Kurbelwinkel.

#### 4.4 Modellierung des eZMS-Aktors

Bezugnehmend auf das zu Beginn dieses Kapitels dargestellte Blockschaltbild des Gesamtprüfstands (Abb. 4.1, S.69) wird nun der Block „eZMS-Regler & -Aktor“ näher beleuchtet. In diesem Block sind alle Teilsysteme zusammengefasst, die an der Erzeugung des Kompensationsmoments  $M_E$  beteiligt sind. Abbildung 4.8 zeigt die Struktur des Blocks. Er besteht aus dem eZMS-Regler und dem eZMS-Aktor samt dessen Leistungselektronik. Der eZMS-Regler berechnet das zur Kompensation der DU nötige Stellmoment und gibt eine entsprechende Momentenanforderung an den eZMS-Aktor weiter. Die Momentenvorgabe erfolgt hierbei in Form eines Strom-Soll-Werts, da die Leistungselektronik des eZMS-Aktors einen Strom-Soll-Wert erwartet. Hierauf wird in den folgenden Unterabschnitten noch genauer eingegangen. Die Leistungselektronik des eZMS-Aktors regelt anschließend den geforderten Stromwert ein, so dass der Aktor schließlich das vom eZMS-Regler geforderte Moment  $M_E$  erzeugt.

Der eZMS-Regler wird in diesem Abschnitt noch nicht vorgestellt. Er wird eigens und in ausführlicher Weise in Kapitel 5 behandelt. In den nun folgenden Unterabschnitten wird nur die Modellierung des eZMS-Aktors und der Leistungselektronik beschrieben. Da es sich beim eZMS-Aktor um eine permanenterregte Synchronmaschine handelt, werden in Abschnitt 4.4.1 zunächst die Modellgleichungen dieses E-Motorentyps vorgestellt. Anschließend wird in 4.4.2 beschrieben, wie die Ansteuerung des eZMS-Aktors durch den Wechselrichter funktioniert. Abschließend wird in 4.4.3 die letztendlich ge-

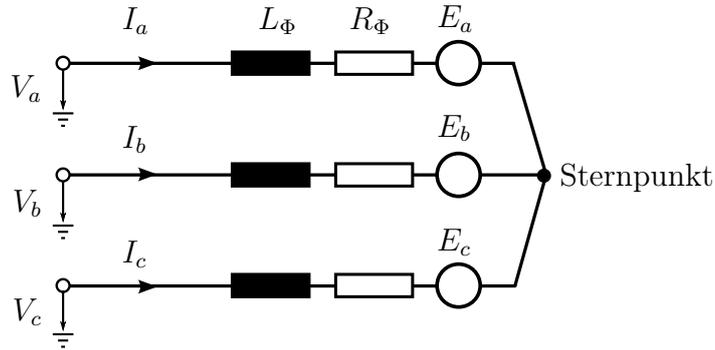


Abbildung 4.9: Ersatzschaltbild einer 3-phasigen PMSM in Sternschaltung.  $V_a$ ,  $V_b$  und  $V_c$  sind hierbei die an den drei Phasen a, b und c anliegenden Spannungen.  $I_a$ ,  $I_b$  und  $I_c$  sind die entsprechenden Phasenströme.  $L_\Phi$  und  $R_\Phi$  sind die Induktivität und der Ohm'sche Widerstand von jeweils einer Phase.  $E_a$ ,  $E_b$  und  $E_c$  sind die drehzahlbedingt induzierten Spannungen der drei Phasen.

wählte Modellierung des Teilsystems „eZMS-Aktor & Leistungselektronik“ beschrieben.

#### 4.4.1 Modellgleichungen einer mit Vektorregelung betriebenen permanenterregten Synchronmaschine

Bei dem im eZMS als Aktor verbauten E-Motor handelt es sich um eine 3-phasige, permanenterregte Synchronmaschine (PMSM) in Sternschaltung. Abbildung 4.9 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild eines solchen E-Motors. Häufig werden solche E-Motoren mit einer sog. Vektorregelung betrieben. Dadurch wird erreicht, dass sich der E-Motor ähnlich verhält und steuern lässt, wie ein fremderregter Gleichstrommotor [36]. Die Modellgleichungen eines solchen Systems werden daher typischerweise in d-q-Koordinaten angegeben [36], [37]. Sie ergeben sich zu

$$\begin{aligned} \dot{I}_q &= (V_q - RI_q - p\omega_r L_d I_d - p\omega_r \lambda) / L_q, \\ \dot{I}_d &= (V_d - RI_d + p\omega_r L_q I_q) / L_d. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Die Modellgleichungen beziehen sich auf ein mit dem Rotor mitdrehendes<sup>1</sup> Koordinatensystem mit den orthogonalen Achsen q und d. Die d-Achse zeigt dabei immer in Richtung des Rotorflusses, während die q-Achse um 90° vorausleitet.  $V_q$  und  $V_d$  sind hierbei die an der q- und d-Achse anliegenden Spannungen. Sie stellen die Systemeingänge dar, durch welche die Ströme der q- und d-Achse,  $I_q$  und  $I_d$ , beeinflusst werden können.  $L_q$  und  $L_d$  sind die Induktivitäten der q- und d-Achse, während  $R$  und  $\omega_r$

<sup>1</sup> Hierbei wird vom herkömmlichen Fall ausgegangen, bei dem der Stator feststehend verbaut ist.

den Ohm'schen Widerstand und die Drehzahl des Rotors<sup>2</sup> darstellen. Der Parameter  $p$  entspricht der Anzahl der Polpaare des Rotors und die Konstante  $\lambda$  ist die magnetische Flussverkettung, die sich aufgrund der Permanentmagnete des Rotors ergibt. Das von der Synchronmaschine erzeugte Moment  $M_E$  lässt sich in Abhängigkeit des q- und d-Stroms angeben zu

$$M_E = -\frac{3}{2}p(\lambda I_q + (L_d - L_q)I_d I_q). \quad (4.30)$$

Das Minus ergibt sich hierbei nur aufgrund der Einbaurichtung des eZMS-Aktors. Da die d-Achse in Richtung des Rotorflusses zeigt, summieren sich der Statorfluss der d-Achse ( $= L_d I_d$ ) und der Rotorfluss in d-Richtung ( $= \lambda$ ) auf [37]. Durch einen positiven (negativen) d-Strom kann so das magnetische Feld im Luftspalt verstärkt (geschwächt) werden. Da im Normalbetrieb der Fluss der Permanentmagnete ausreicht, wird der d-Strom meist zu Null geregelt. Dadurch ergibt sich für das Moment

$$M_E = -\frac{3}{2}p\lambda I_q = -K_T I_q, \quad (4.31)$$

wobei  $K_T = 3p\lambda/2$  die Momentenkonstante des E-Motors darstellt. Das Moment ist in diesem Fall nur noch abhängig vom Strom der q-Achse,  $I_q$ . An dieser Stelle wird die Analogie zum fremderregten Gleichstrommotor (FEGM) deutlich: Ähnlich wie bei einem FEGM lassen sich auch hier das Moment und der magnetische Fluss separat, über die Ströme  $I_q$  und  $I_d$  einstellen.  $I_q$  wird daher auch als momentenerzeugender Strom und  $I_d$  als flusserzeugender Strom bezeichnet.

Abschließend muss noch die Frage geklärt werden, welcher Zusammenhang zwischen den Strömen der q- und d-Achse,  $I_q$  und  $I_d$ , und den drei Phasenströmen  $I_a$ ,  $I_b$  und  $I_c$  besteht. Die Spannungen und Ströme der q- und d-Achse hängen über die Park-Transformation<sup>3</sup>

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

mit den Spannungen und Strömen der drei Phasen a, b und c zusammen [37]. Diese Transformation gilt gleichermaßen für die Spannungen, wie für die Ströme. Der Platzhalter  $x$  muss nur entsprechend durch  $V$  oder  $I$  ersetzt werden. Die Variable

<sup>2</sup> Dies gilt bei feststehendem Stator. Falls der Stator (wie beim eZMS) mitdrehend verbaut ist, entspricht  $\omega_r$  der Relativedrehzahl zwischen den beiden Teilen des E-Motors.

<sup>3</sup> Die Transformation (4.32) wird in der Literatur nicht einheitlich benannt: Neben dem Begriff „Park-Transformation“ [37] ist auch der Begriff „Clarke-Park-Transformation“ [49] gängig.

$\theta_e$  beschreibt den elektrischen Winkel, der über die Anzahl der Polpaare  $p$  mit dem mechanischen Winkel zwischen Stator und Rotor,  $\theta_r$ , in Beziehung steht:

$$\theta_e = p \theta_r \quad (4.33)$$

In umgekehrter Weise lassen sich die Ströme und Spannungen der drei Phasen (a,b,c) über die inverse Park-Transformation

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

durch die entsprechenden d-q-Größen darstellen. Wiederum ist  $x$  ein Platzhalter, der gleichermaßen durch  $V$  oder  $I$  ersetzt werden kann.

**Bemerkung.** In (4.32) und (4.34) taucht neben  $x_q$  und  $x_d$  zusätzlich  $x_0$  als weitere Koordinate auf. Hierzu sei folgendes bemerkt: Für ein balanciertes 3-phasiges System gilt allgemein [49]:

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (x = I, V)$$

Aus der Definition der Park-Transformation (4.32) folgt daher in diesem Fall:

$$x_0 = 0 \quad (x = I, V)$$

Für ein balanciertes System gilt daher  $I_0 = 0$  und  $V_0 = 0$ . Im Weiteren wird von einem balancierten System ausgegangen.

#### 4.4.2 Umsetzung der Vektorregelung durch die Leistungselektronik des eZMS-Aktors

In Kapitel 2 (Abschnitt 2.2.5) wurden anhand von Abbildung 2.18 (S.59) alle für die Ansteuerung des eZMS-Aktors relevanten Signalflüsse eingeführt. Dabei wurde auch schon beschrieben, dass der eZMS-Aktor am Prüfstand durch einen Sinuswechselrichter angesteuert wird. Dieser Sinuswechselrichter setzt die in 4.4.1 eingeführte Vektorregelung der PMSM um. Dieser Vorgang wird in diesem Abschnitt genauer beleuchtet.

Wie in Abschnitt 2.2.5 beschrieben, erhält der Wechselrichter von außen einen Strom-Sollwert (vgl. Abb. 2.18). Dieser Strom-Sollwert wird vom Wechselrichter als Sollwert für den eben eingeführten q-Strom  $I_q$  interpretiert und eingeregelt. Gleichzeitig wird der d-Strom durch den Wechselrichter zu Null geregelt, so dass sich das resultierende Moment  $M_E$  gemäß Gleichung (4.31) als Produkt des q-Stroms  $I_q$  und der Momentenkonstanten  $K_T$  ergibt. Abbildung 4.10 veranschaulicht diese Zusammenhänge.

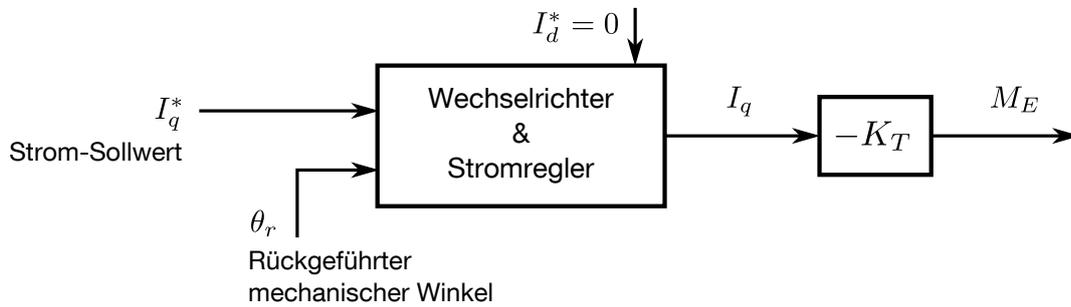


Abbildung 4.10: Regelung des q-Stroms durch den Wechselrichter. Die Sollströme der q- und d-Achse sind mit einem hochgestellten \* gekennzeichnet.

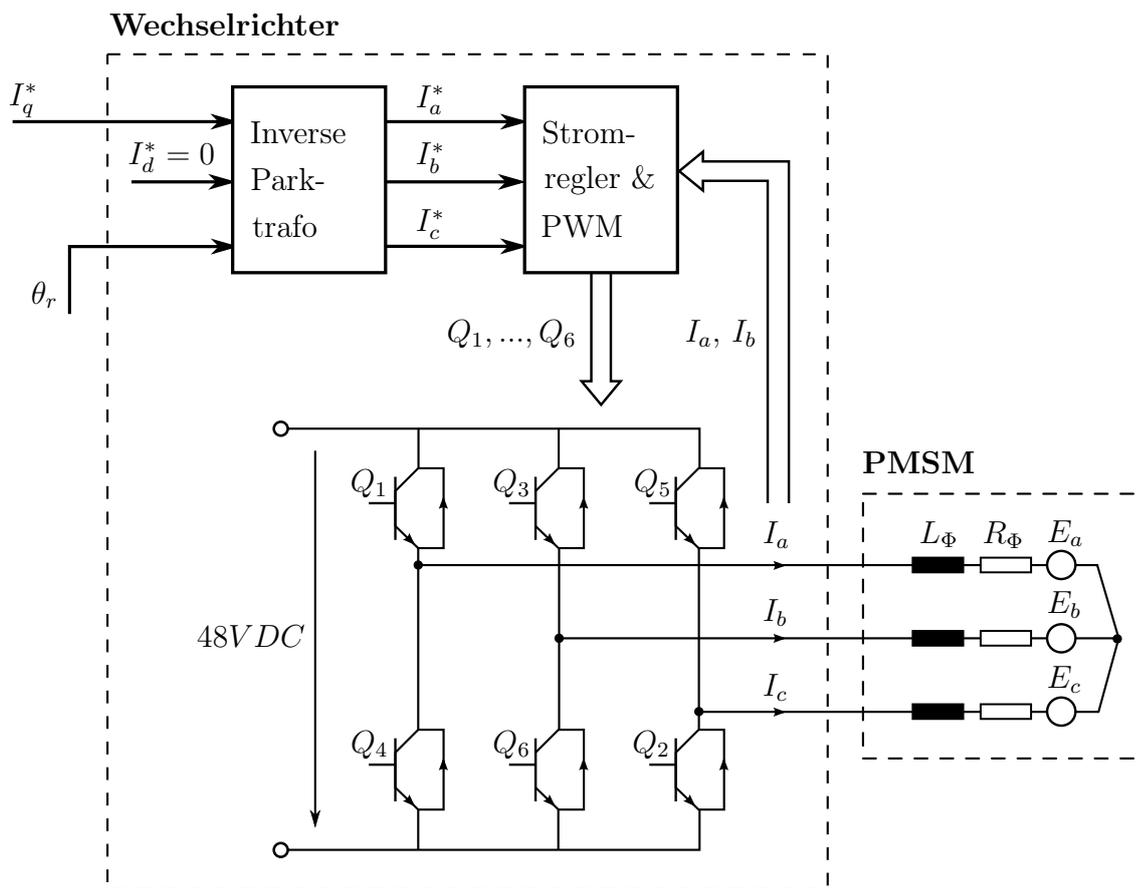


Abbildung 4.11: Aufbau des Wechselrichters und Umsetzung der Vektorregelung des E-Motors. Bei allen mit einem hochgestellten \* gekennzeichneten Signalen handelt es sich um Sollgrößen.

**Bemerkung.** In Abschnitt 2.2.5 wurde bereits erwähnt, dass der Strom-Sollwert der Soll-Amplitude der sinusförmig verlaufenden Phasenströme entspricht. Dies kann nun erklärt werden: Die drei Phasenströme  $I_a$ ,  $I_b$  und  $I_c$  ergeben sich durch die inverse Park-Transformation (4.34) zu

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} I_q \quad (4.35)$$

Hierbei wurden  $I_d$  und  $I_0$  gleich Null angenommen.  $I_0 = 0$  ergibt sich aufgrund der Knotengleichung am Sternpunkt der PMSM und der Strom der d-Achse,  $I_d$ , wird durch den Wechselrichter zu Null geregelt. Wie in (4.35) zu erkennen, entspricht der q-Strom in diesem Fall gerade der Amplitude der sinusförmig verlaufenden Phasenströme.

Wie die im Wechselrichter umgesetzte Vektorregelung im Detail funktioniert, ist in Abbildung 4.11 veranschaulicht. Mit dem von außen vorgegebenen Sollwert des q-Stroms,  $I_q^*$ , und der Forderung  $I_d^* = 0$  für den d-Strom werden zunächst mit Hilfe der inversen Park-Transformation (4.34) die Sollwerte  $I_a^*$ ,  $I_b^*$  und  $I_c^*$  der drei Phasenströme generiert. Hierfür muss der Relativwinkel  $\theta_r$  zwischen Stator und Rotor an den Wechselrichter zurückgeführt werden<sup>4</sup>. Der Wechselrichter rechnet dann vom mechanischen Winkel  $\theta_r$  auf den für die Park-Transformation benötigten elektrischen Winkel  $\theta_e$  zurück (vgl. (4.33)). Ein Stromregler berechnet anschließend, welche Spannungen an den drei Phasen der PMSM angelegt werden müssen, so dass sich die drei gewünschten Ströme einstellen. Die so berechneten Spannungen werden über eine Pulsweitenmodulation in die Steuersignale  $Q_1, \dots, Q_6$  umgerechnet mit denen der Stromregler sechs Transistoren (MOSFETs) ansteuert. Die Transistoren sind teil einer dreifachen Halbbrücke die mit 48 V Gleichspannung versorgt wird. Durch das gepulste Durchschalten bzw. Sperren der sechs Transistoren werden letztlich die drei Phasen der PMSM bestrahlt. Die sich einstellenden Ströme  $I_a$  und  $I_b$  werden gemessen und an den Stromregler zurückgeführt, wodurch dieser seine Regelaufgabe erfüllen kann. Der Strom  $I_c$  muss hierzu nicht zurückgeführt werden, da er sich durch die Knotengleichung am Sternpunkt der PMSM aus den beiden anderen Strömen ergibt,  $I_c = -I_a - I_b$ . Aus den gemessenen Phasenströmen lässt sich durch die Park-Transformation (4.32) der Ist-Wert des q-Stroms berechnen,

$$I_q = \frac{2}{3} (\cos(\theta_e)I_a + \cos(\theta_e - 2\pi/3)I_b + \cos(\theta_e + 2\pi/3)I_c), \quad (4.36)$$

mit dem schließlich auf das von der PMSM erzeugte Momente  $M_E = -K_T I_q$  zurückgerechnet werden kann.

---

<sup>4</sup> Am realen Prüfstand wird nicht direkt  $\theta_r$  zurückgeführt, sondern die absoluten Winkel der Primärseite ( $\varphi_1$ ) und der Sekundärseite ( $\varphi_6$ ) (vgl. Abb. 2.18 und 4.2). Der benötigte Relativwinkel  $\theta_r$  wird dann im Wechselrichter durch die Differenz der beiden Signale bestimmt.

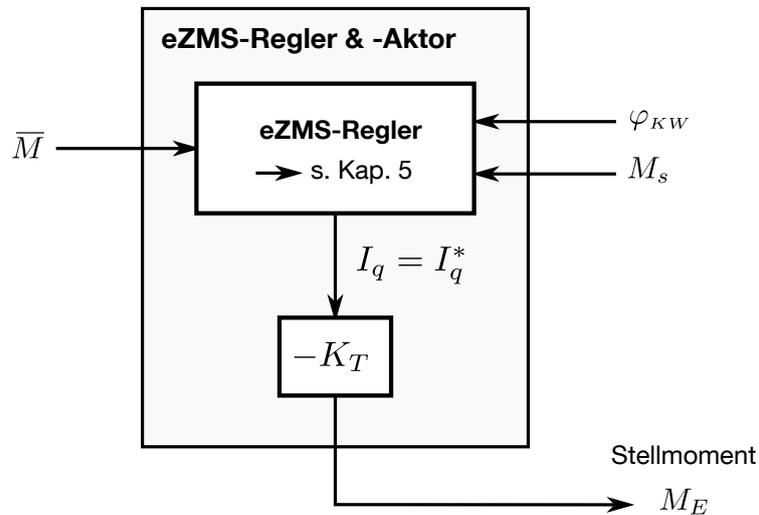


Abbildung 4.12: Letztendlich gewählte Modellierung des Teilsystems „eZMS-Regler & -Aktor“ (vgl. Abb. 4.8).  $\bar{M}$ ,  $M_s$  und  $M_E$  sind das mittlere Moment des Verbrennungsmotors, das sekundärseitig gemessene Schnittmoment und das eZMS-Stellmoment.  $\varphi_{KW}$  ist der Kurbelwinkel. Zwischen dem Soll-Wert  $I_q^*$  und dem Ist-Wert  $I_q$  des q-Stroms wird ein Durchgriff angenommen.

#### 4.4.3 Resultierendes Modell des eZMS-Aktors und der Leistungselektronik

In diesem Abschnitt wird nun gezeigt, wie der Wechselrichter und der eZMS-Aktor letztendlich modelliert wurden. Abbildung 4.12 zeigt den recht einfachen Aufbau des resultierenden Teilmodells. Der eZMS-Regler gibt dem Wechselrichter eine Momentenanforderung in Form eines Sollwerts für den q-Strom,  $I_q^*$ , vor. Die Dynamik des Wechselrichters und der PMSM wird im Modell komplett vernachlässigt. Es wird davon ausgegangen, dass der Wechselrichter den geforderten q-Strom sofort und ohne zeitliche Verzögerung einregelt,  $I_q = I_q^*$ . Der q-Strom wird mit der negativen Momentenkonstanten  $K_T$  multipliziert und das daraus resultierende Moment  $M_E$  wird schließlich ausgegeben.

In Anbetracht der komplexen Vorgänge im Wechselrichter (vgl. Abschnitt 4.4.2) stellt die Vernachlässigung der Dynamik des Wechselrichters natürlich eine starke Vereinfachung dar. Dasselbe gilt für Dynamik der PMSM. Auch hier stellt die Vernachlässigung der Dynamik aufgrund der Induktivitäten der PMSM eine Vereinfachung dar. Allerdings sind diese Vereinfachungen durchaus gerechtfertigt. Hierzu betrachte man Abbildung 4.13. Die Abbildung zeigt eine Gegenüberstellung der Signale  $I_q^*$  und  $I_q$ . Bei den beiden Signalen handelt es sich um am Prüfstand aufgezeichnete Messsignale. Bei dieser Messung wurde dem Wechselrichter ein sinusförmiger Sollwert  $I_q^*$  mit stei-

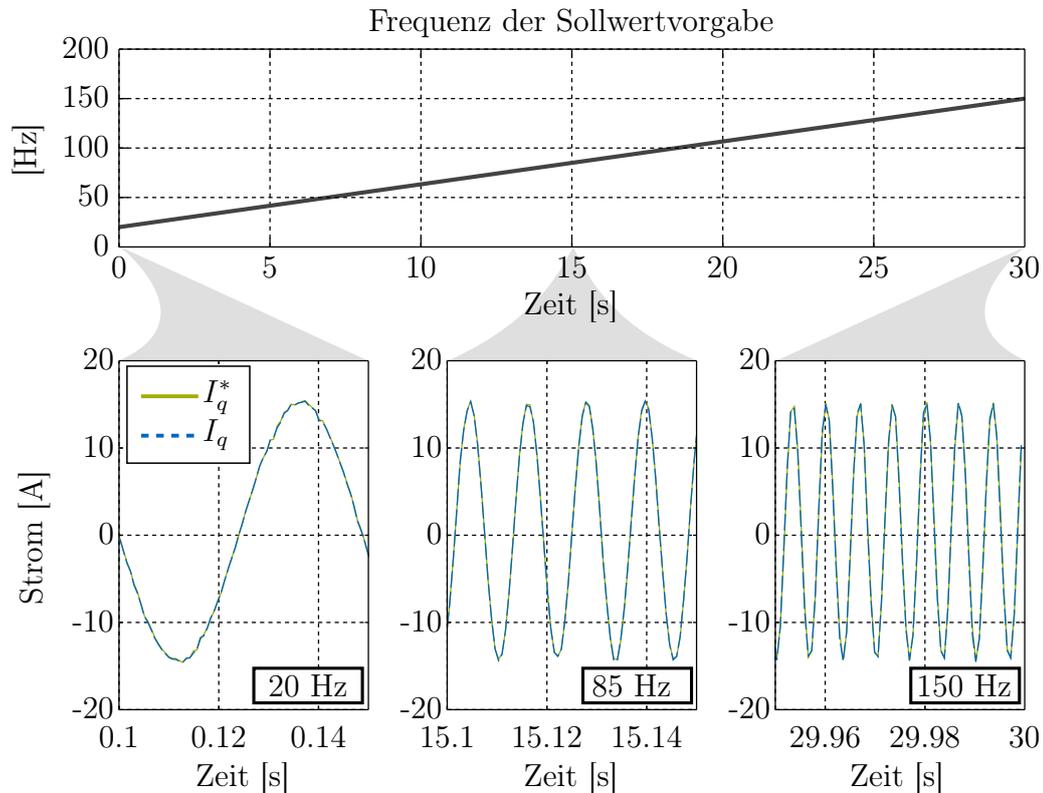


Abbildung 4.13: Gegenüberstellung des q-Strom-Sollwerts  $I_q^*$  und des q-Strom-Istwerts  $I_q$  (unten). Die beiden Signale wurden am Prüfstand aufgezeichnet. Als Sollwert wurde dem Wechselrichter ein sinusförmiger q-Strom  $I_q^* = \hat{I} \sin(2\pi ft)$  vorgegeben, wobei die Frequenz  $f$  während der Messung von 20 auf 150 Hz gesteigert wurde (oben).

gender Frequenz (20-150 Hz) vorgegeben. Es ist zu erkennen, dass der q-Strom der Sollwertvorgabe im untersuchten Frequenzbereich (20-150 Hz) sehr genau und ohne zeitliche Verzögerung folgt. Aufgrund dieser am Prüfstand gewonnenen Erkenntnisse wurde darauf verzichtet, die Dynamik von Wechselrichter und PMSM im Modell zu berücksichtigen.

Das Modell des Wechselrichters und des eZMS-Aktors besteht demnach im Prinzip nur aus der Momentenkonstanten  $K_T$ . Abschließend wird nun erläutert, wie diese Konstante bestimmt wurde. Im Datenblatt des verwendeten Torque Motors wird die Momentenkonstante mit  $K_T = 1,545 \text{ Nm/A}$  ( $\pm 10\%$  Fertigungstoleranz) beziffert. Allerdings bezieht sich dieser Wert auf den Fall, dass der E-Motor mit Blockkommutierung betrieben wird. Wird der Motor, wie im hier vorliegenden Fall, stattdessen sinuskommutiert, ändert sich die Momentenkonstante. Die im Datenblatt angegebene Konstante verliert damit ihre Gültigkeit. Die für Sinuskommutierung gültige Momentenkonstante lässt

sich allerdings aus der angegebenen Momentenkonstanten ableiten. Sie ergibt sich zu

$$K_T^{sinus} = \frac{\sqrt{3}}{2} K_T^{block} = \mathbf{1,338} \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \quad (\pm 10\% \text{ Fertigungstoleranz}). \quad (4.37)$$

Dieser Wert wurde im Simulationsmodell berücksichtigt, wobei die Fertigungstoleranz vernachlässigt wurde. Die Herleitung des Zusammenhangs (4.37) ist umfangreich und zudem für das Verständnis des Weiteren nicht maßgeblich. Sie wurde daher in den Anhang B verschoben. In diesem Anhang werden die Sinus- und Blockkommutierung vorgestellt und verglichen. Neben der Momentenkonstanten werden weitere wesentliche Unterschiede der beiden Kommutierungsarten herausgearbeitet.

Mit dem eben eingeführten Modell des eZMS-Aktors, ist die Modellierung des in Abbildung 4.1 (S.69) dargestellten Prüfstandsmodells nahezu abgeschlossen. Was nun noch fehlt, ist zum einen die Vorstellung des eZMS-Reglers und zum anderen die Identifikation der arbeitspunktabhängigen Steifigkeit  $c_1$  und Dämpfung  $d_1$  der eZMS-Bogenfedern (vgl. Abschnitt 4.1). Die Identifikation der Parameter wird im nächsten Abschnitt behandelt, während der eZMS-Regler in Kapitel 5 beschrieben wird.

## 4.5 Identifikation der Steifigkeit und Dämpfung des eZMS-Versuchsträgers

Bei der Modellierung der mechanischen Strecke in Abschnitt 4.1 wurde erläutert, dass die Steifigkeit  $c_1$  und Dämpfung  $d_1$  der Bogenfedern des eZMS-Versuchsträgers sehr stark über dem Betriebsbereich des Verbrennungsmotors variieren. In diesem Abschnitt wird nun beschrieben, wie diese beiden Parameter in Abhängigkeit des Arbeitspunkts des Verbrennungsmotors identifiziert wurden. Für die Identifikation wurde ein erweitertes Kalman-Filter (EKF) entworfen. In 4.5.1 werden daher zunächst die Systemgleichungen des EKFs wiederholt. Anschließend wird in 4.5.2 dargestellt, wie ein EKF zur Parameteridentifikation eingesetzt werden kann. Danach wird in 4.5.3 der Entwurf eines EKFs zur Identifikation der Steifigkeit  $c_1$  und der Dämpfung  $d_1$  vorgestellt. In 4.5.4 werden dann die Ergebnisse der Parameteridentifikation diskutiert.

### 4.5.1 Zustandsschätzung mit erweitertem Kalman-Filter

Das erweiterte Kalman-Filter stellt eine Erweiterung des klassischen Kalman-Filters für lineare Systeme auf den nichtlinearen Fall dar. Es basiert auf einer Linearisierung der nichtlinearen Systemdynamik und ist der in der Praxis am häufigsten eingesetzten Beobachertyp für nichtlineare Systeme [1]. Eine kompakte Einführung in das erweiterte Kalman-Filter in zeitdiskreter Form findet sich bspw. in [52]. Darin wird

erst das herkömmliche Kalman-Filter wiederholt und darauf aufbauend das erweiterte Kalman-Filter eingeführt. Zudem wird auf weiterführende Literatur verwiesen. Das EKF in zeitkontinuierlicher Form wird bspw. in [1] vorgestellt. Diese Formulierung des EKFs wird im Folgenden dargestellt.

Gegeben sei ein nichtlineares System, welches sich durch das Zustandsraummodell

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{z}} &= \mathbf{f}(\mathbf{z}, \mathbf{u}) + \mathbf{w}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{z}) + \boldsymbol{\nu}\end{aligned}\tag{4.38}$$

beschreiben lässt.  $\mathbf{z}$  sei der Systemzustand,  $\mathbf{u}$  der Systemeingang und  $\mathbf{y}$  der Systemausgang bzw. der Messvektor.  $\mathbf{w}$  und  $\boldsymbol{\nu}$  seien zwei mittelwertfreie, normalverteilte, weiße Rauschprozesse die das System stören und unkorreliert sind.  $\mathbf{w}$  wird als Prozessrauschen bezeichnet und  $\boldsymbol{\nu}$  als Messrauschen.

Um den Systemzustand eines solchen Systems mit einem erweiterten Kalman-Filter zu beobachten, setzt man die Schätzgleichung

$$\dot{\hat{\mathbf{z}}} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{z}}, \mathbf{u}) + \mathbf{L}(t)(\mathbf{y} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{z}}))\tag{4.39}$$

an.  $\hat{\mathbf{z}}$  ist hierbei der geschätzte Systemzustand und  $\mathbf{L}(t)$  ist die zeitabhängige Rückführmatrix des erweiterten Kalman-Filters, die durch die Gleichung

$$\mathbf{L}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{C}_{KF}^T(t)\mathbf{R}^{-1}\tag{4.40}$$

bestimmt wird. Die hierfür benötigte Matrix  $\mathbf{P}(t)$  erhält man durch zeitliche Integration der Riccati-Differenzialgleichung

$$\dot{\mathbf{P}}(t) = \mathbf{A}_{KF}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}_{KF}^T(t) + \mathbf{Q} - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}_{KF}^T(t)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}_{KF}(t)\mathbf{P}(t).\tag{4.41}$$

Die Matrix  $\mathbf{Q}$  ist hierin die Kovarianzmatrix des Prozessrauschens  $\mathbf{w}$  und  $\mathbf{R}$  ist die Kovarianzmatrix des Messrauschens  $\boldsymbol{\nu}$ . Die Matrizen  $\mathbf{A}_{KF}$  und  $\mathbf{C}_{KF}$  ergeben sich aus der Linearisierung der Systemdynamik (4.38) um den aktuellen Zustandsschätzwert  $\hat{\mathbf{z}}(t)$ :

$$\mathbf{A}_{KF}(t) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{\hat{\mathbf{z}}(t)}\tag{4.42}$$

$$\mathbf{C}_{KF}(t) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{\hat{\mathbf{z}}(t)}\tag{4.43}$$

Die Gleichungen (4.39)-(4.43) bilden die Systemgleichungen des erweiterten Kalman-Filters, mit denen der Systemzustand des nichtlinearen Systems (4.38) geschätzt werden kann, sofern das System beobachtbar ist. Für eine Einführung in die Beobachtbarkeit nichtlinearer Systeme sei auf [1] Kapitel 6 verwiesen.

Abschließend sollen noch zwei Aspekte des EKF herausgestellt werden, die v. a. für eine praktische Umsetzung relevant sind. Zum einen ist die Stabilität des erweiterten Kalman-Filters i.A. nicht sichergestellt. Sie muss daher im Experiment oder durch Simulationen untersucht werden. Zum anderen sind in der Praxis die Kovarianzmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  häufig unbekannt oder nur schwer bestimmbar. In diesem Fall ist es gängig, dass sie zu Beginn des Entwurfs als Einheitsmatrizen angenommen werden. Erst durch nachträgliche Versuche werden sie dann so abgestimmt, dass das EKF ein befriedigendes Ergebnis liefert [1].

**Bemerkung.** Zur besseren Unterscheidbarkeit zwischen zeitlich konstanten und zeitabhängigen Matrizen, wurden in den Gleichungen (4.39)-(4.43) alle zeitabhängigen Matrizen mit dem Attribut  $(t)$  versehen. Im Weiteren wird allerdings auf die explizite Kennzeichnung der Zeitabhängigkeit einer Matrix verzichtet.

#### 4.5.2 Parameteridentifikation mit erweitertem Kalman-Filter

Neben der reinen Zustandsbeobachtung eignet sich das erweiterte Kalman-Filter auch zur Beobachtung bzw. zur Identifikation von Systemparametern. Hierzu wird im Folgenden das parameterabhängige, nichtlineare System

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}_x(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{w}_x, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}_x(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) + \boldsymbol{\nu}\end{aligned}\tag{4.44}$$

betrachtet.  $\mathbf{x}$  sei der Systemzustand,  $\mathbf{u}$  der Systemeingang und  $\mathbf{y}$  Systemausgang.  $\mathbf{w}_x$  und  $\boldsymbol{\nu}$  seien das Prozess- und das Messrauschen. Im Vektor  $\boldsymbol{\theta}$  seien alle veränderlichen Parameter, von denen das System abhängt, zusammengefasst.

Um den Parametervektor  $\boldsymbol{\theta}$  mit einem erweiterten Kalman-Filter schätzen zu können, muss das System (4.44) um die Dynamik des Parametervektors  $\boldsymbol{\theta}$  erweitert werden. Nimmt man den Parametervektor  $\boldsymbol{\theta}$  als zeitinvariant an, so ergeben sich für das erweiterte System die folgenden Systemgleichungen:

$$\begin{aligned}\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{z}}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{f}_x(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\theta}) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}(\mathbf{z})} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{w}_x \\ \mathbf{w}_\theta \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}} \\ \mathbf{y} &= \underbrace{\mathbf{h}_x(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})}_{\mathbf{h}(\mathbf{z})} + \boldsymbol{\nu}\end{aligned}\tag{4.45}$$

Durch den Term  $\mathbf{w}_\theta$  wird hierbei ein evtl. vorhandenes Rauschen des Parametervektors berücksichtigt. Mit dem erweiterten Zustandsvektor

$$\mathbf{z} := \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \boldsymbol{\theta} \end{bmatrix}\tag{4.46}$$

weist (4.45) eine Systemstruktur auf, die äquivalent ist zu der aus (4.38). Somit kann mit den Gleichungen (4.39)-(4.43) direkt ein erweitertes Kalman-Filter entworfen werden, das gleichzeitig den eigentlichen Systemzustand  $\mathbf{x}$  und den Parametervektor  $\boldsymbol{\theta}$  schätzt bzw. beobachtet.

### 4.5.3 Entwurf eines EKFs zur Identifikation der Steifigkeit $c_1$ und der Dämpfung $d_1$

In Abschnitt 4.1 wurde bereits festgehalten, dass die Steifigkeit und die Dämpfung der Bogenfedern des eZMS-Versuchsträgers ( $c_1$ ,  $d_1$ ) arbeitspunktabhängig sind. In diesem Abschnitt wird beschrieben, wie die beiden Parameter

$$\begin{aligned}c_1 &= c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \\d_1 &= d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})\end{aligned}$$

mit Hilfe eines EKFs abhängig vom Arbeitspunkt  $(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  identifiziert wurden. Dazu wurde, wie in Abbildung 4.14 dargestellt, der interessierende Betriebsbereich des Verbrennungsmotors über der Last und der Drehzahl diskretisiert. An allen blau dargestellten Stützstellen (=stationäre Arbeitspunkte) wurden Messungen mit dem eZMS-Versuchsträger durchgeführt. Mit den so gewonnenen Messdaten wurden anschließend die gesuchten Parameter identifiziert. Um die Identifikation von  $c_1$  und  $d_1$  nicht unnötig zu erschweren, wurden diese Messungen mit ausgeschaltetem eZMS-Aktor (=passiver Betrieb) durchgeführt. Der Stelleingriff  $M_E$  musste so im Entwurf des erweiterten Kalman-Filters nicht berücksichtigt werden. Im Folgenden wird der Entwurf des EKFs beschrieben.

Für den Entwurf eines EKFs zur Schätzung der Parameter  $c_1$  und  $d_1$  wird nach Abschnitt 4.5.2 zunächst ein Referenzmodell der realen Strecke benötigt. Das Referenzmodell muss sich dabei gemäß der Systembeschreibung (4.44) anschreiben lassen. Zudem müssen der Eingang  $\mathbf{u}(t)$  und der Ausgang  $\mathbf{y}(t)$  des Referenzmodells durch Messung bekannt sein, so dass die Schätzgleichung (4.39) des EKFs ausgewertet werden kann. Das in Abbildung 4.2 dargestellte mechanische Gesamtmodell des Prüfstands ist hierfür ungeeignet, da es mit dem Moment  $M_V$  des Verbrennungsmotors einen unbekanntem, d.h. nicht messbaren Eingang besitzt. Für den Entwurf des EKFs wurde daher das in Abbildung 4.15 dargestellte reduzierte mechanische Modell verwendet. Bei diesem Modell wurde der erste Freiheitsgrad, d.h. die Kurbelwelle, vom restlichen Antriebsstrang freigeschnitten. Der restliche Antriebsstrang bildet das reduzierte mechanische Modell. Das neue Eingangsmoment des reduzierten Modells ist das Schnittmoment  $M_p$ . Dieses Schnittmoment entspricht am Prüfstand gerade dem Moment, welches

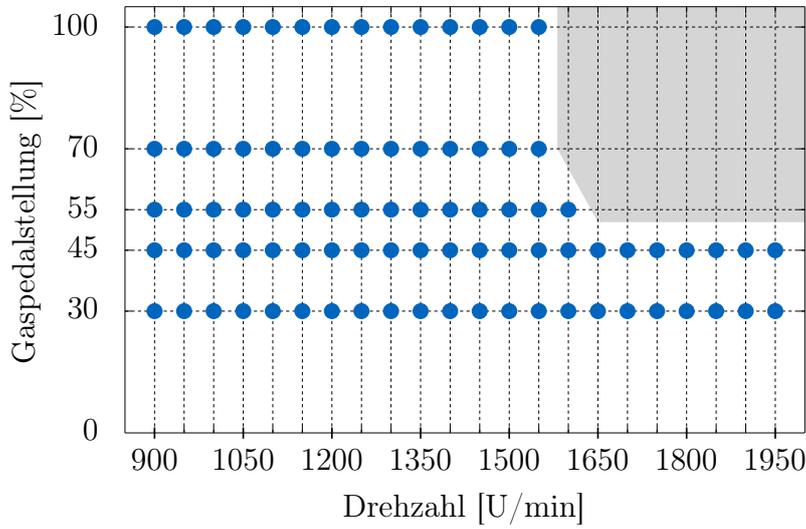


Abbildung 4.14: Stationäre Arbeitspunkte an denen der eZMS-Versuchsträger im passiven Betrieb ( $M_E = 0$ ) vermessen wurde. Der grau dargestellte Bereich konnte zum Zeitpunkt der Messungen prüfstandsbedingt nicht angefahren werden. Hinsichtlich der DU ist dieser Bereich aufgrund der höheren Drehzahlen allerdings auch weniger relevant.

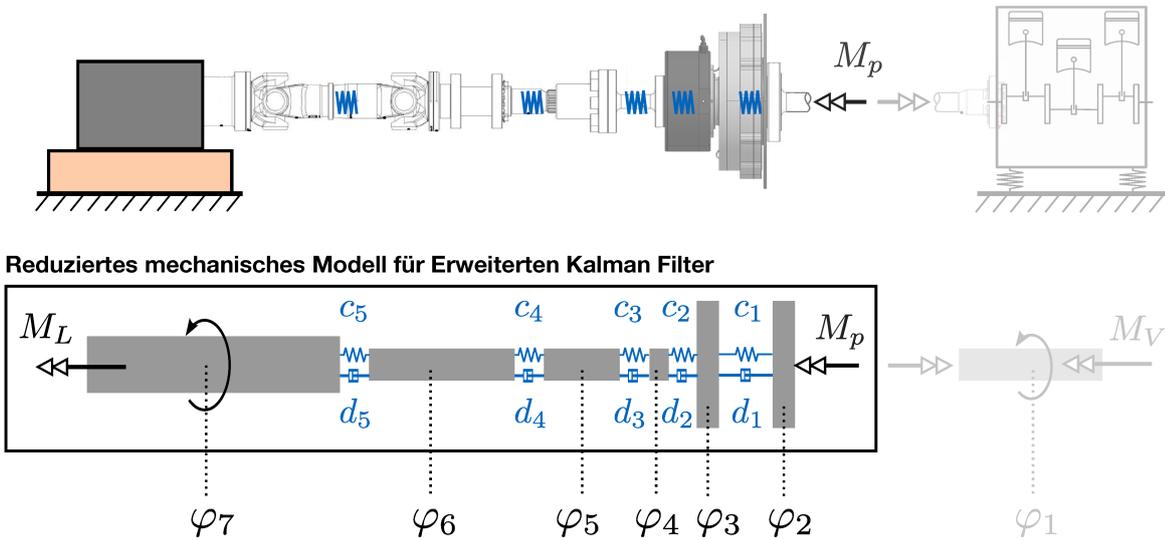


Abbildung 4.15: Darstellung der reduzierten mechanische Strecke. Der neue Systemeingang ist das Schnittmoment der primären Drehmomentmesswelle,  $M_p$ , das am Prüfstand als Messgröße vorliegt.

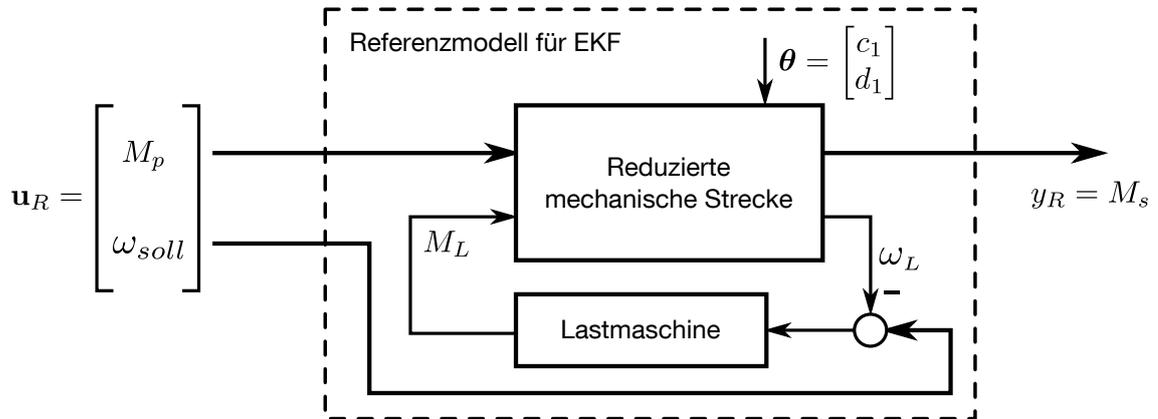


Abbildung 4.16: Blockschaltbild des für den Entwurf des EKF's benutzten Referenzmodells. Die Systemeingänge sind das Schnittmoment  $M_p$  und die Soll Drehzahl  $\omega_{soll}$ . Den Systemausgang bildet das Schnittmoment  $M_s$ . In der Abbildung ist die Abhängigkeit des Modells vom Parametervektor  $\theta$  angedeutet.

durch die primärseitig sitzende Drehmomentmesswelle erfasst wird. Es steht somit als Messgröße zur Verfügung und kann zur Auswertung des EKF's verwendet werden.

Das reduzierte mechanische Modell aus Abbildung 4.15 ist allerdings auch noch nicht für den Entwurf eines EKF's geeignet, da das am Antrieb angreifende Moment der Lastmaschine,  $M_L$ , ebenfalls nicht als Messgröße vorliegt. Dieses Problem kann jedoch behoben werden, in dem das (reduzierte) mechanische Modell wie in Abschnitt 4.2 um die Lastmaschine und den Drehzahlregel erweitert wird. Abbildung 4.16 zeigt das Blockschaltbild des daraus resultierenden Modells. Das unbekannte Lastmoment  $M_L$  taucht nun nicht mehr als Systemeingang, sondern nur noch als interne Modellgröße auf. Die neuen Eingänge dieses Modells sind das Schnittmoment  $M_p$ , sowie die Soll-Drehzahl  $\omega_{soll}$ . Als Ausgang des Modells wird das Schnittmoment  $M_s$  der sekundärseitigen Drehmomentmesswelle gewählt. Da sowohl die Systemeingänge  $M_p$  und  $\omega_{soll}$  als auch der Systemausgang  $M_s$  Größen sind, die am Prüfstand erfasst und aufgezeichnet werden, kann dieses Modell schließlich für den Entwurf eines EKF's verwendet werden. Die Systemgleichungen des Modells lassen sich gemäß

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_R &= \mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_R + \mathbf{B}_R\mathbf{u}_R \\ y_R &= \mathbf{c}_R^T\mathbf{x}_R\end{aligned}\quad (4.47)$$

als lineares, parameterabhängiges Zustandsraummodell anschreiben. Die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}_R$  des System hängt hierbei, wie in der Zustandsdifferentialgleichung angedeutet, vom Parametervektor

$$\boldsymbol{\theta} := \begin{bmatrix} c_1 \\ d_1 \end{bmatrix}\quad (4.48)$$

ab, in dem die beiden zu identifizierenden Parameter zusammengefasst sind. Der Vektor

$$\mathbf{u}_R := \begin{bmatrix} M_p \\ \omega_{soll} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

besteht aus den beiden Systemeingängen und der Ausgang

$$y_R := M_s \quad (4.50)$$

entspricht dem sekundären Schnittmoment.

Um zu verstehen, wie der Zustandsvektor  $\mathbf{x}_R$  und die Systemmatrizen  $\mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta})$ ,  $\mathbf{B}_R$  und  $\mathbf{c}_R^T$  in (4.47) definiert sind, muss man sich folgendes vor Augen führen: Das System in Abbildung 4.16 stellt aufgrund der reduzierten mechanischen Strecke im Grunde ein Submodell des in Abschnitt 4.2 eingeführten Modells – bestehend aus (gesamter) mechanischer Strecke, Lastmaschine und Drehzahlregler – dar. Der Zustandsvektor  $\mathbf{x}_R$  ergibt sich daher gemäß

$$\mathbf{x}_R = \mathbf{V}\mathbf{x} \quad (4.51)$$

durch eine Reduktion des Zustandsvektors  $\mathbf{x}$  aus (4.17). Die Projektionsmatrix

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} 14 \times 16 & \begin{pmatrix} 14 \times 1 & 6 \times 6 \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix} & 14 \times 1 & \begin{pmatrix} 6 \times 8 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \\ & \begin{pmatrix} 8 \times 6 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} & & \begin{pmatrix} 8 \times 8 \\ \mathbf{I} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \quad (4.52)$$

entfernt hierbei die beiden Systemzustände, die im reduzierten Modell nicht mehr auftauchen. Diese sind der Winkel  $\varphi_1$  und die Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_1$  der Kurbelwelle.

Durch schlichte algebraische Operationen lassen sich auch die Systemmatrizen  $\mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta})$ ,  $\mathbf{B}_R$  und  $\mathbf{c}_R^T$  aus dem Originalmodell (4.18) extrahieren. Die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta})$  lässt sich in kompakter Form angeben durch

$$\mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{V}\hat{\mathbf{A}}\mathbf{V}^T + \mathbf{b}_{R,E}\boldsymbol{\theta}^T\tilde{\mathbf{C}} \quad (4.53)$$

$$\text{mit } \mathbf{b}_{R,E} = \mathbf{V}\mathbf{b}_E \quad (\rightarrow \mathbf{b}_E \text{ aus (4.20)}), \quad (4.54)$$

$$\tilde{\mathbf{C}} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & \begin{matrix} 2 \times 4 \\ \mathbf{0} \end{matrix} & 0 & 0 & \begin{matrix} 2 \times 6 \\ \mathbf{0} \end{matrix} \\ 0 & 0 & \begin{matrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{matrix} & 1 & -1 & \begin{matrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{matrix} \end{pmatrix} \quad (4.55)$$

$$\text{und } \hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} \text{ aus (4.19) für } c_0, d_0, c_1, d_1 \stackrel{!}{=} 0. \quad (4.56)$$

Die Matrix  $\hat{\mathbf{A}}$  entspricht hierbei der Matrix  $\mathbf{A}$  aus (4.19), allerdings für den Spezialfall, dass bei der Berechnung die Steifigkeiten  $c_0$  und  $c_1$  sowie die Dämpfungen  $d_0$  und  $d_1$  zu Null gewählt werden. Die Wahl von  $c_0 = d_0 = 0$  ergibt sich einfach aufgrund der

Tatsache, dass an der primären Messwelle freigeschnitten wurde. Die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  werden für die Berechnung von  $\hat{\mathbf{A}}$  zu Null gewählt, da sie durch den Parametervektor  $\boldsymbol{\theta}$  bereits im Term  $\mathbf{b}_{R,E}\boldsymbol{\theta}^T\tilde{\mathbf{C}}$  berücksichtigt sind. Die Eingangsmatrix  $\mathbf{B}_R$  ergibt sich gemäß

$$\mathbf{B}_R = \left( \begin{array}{c|c} 6 \times 1 & \\ \mathbf{0} & \\ \hline 1/J_2 & \mathbf{V}\mathbf{b}_\omega \\ \hline 7 \times 1 & \\ \mathbf{0} & \end{array} \right) \quad (\rightarrow \mathbf{b}_\omega \text{ aus (4.20)}) \quad (4.57)$$

und der Ausgangsvektor  $\mathbf{c}_R^T$  ist definiert durch

$$\mathbf{c}_R^T = \mathbf{c}_1^T \mathbf{V}^T \quad (\rightarrow \mathbf{c}_1^T \text{ aus (4.21)}). \quad (4.58)$$

Für den Entwurf eines EKFs zur Schätzung des Parametervektors muss (4.47) nun noch um die Dynamik des Parametervektors, sowie um das Prozessrauschen  $\mathbf{w}$  und das Messrauschen  $\nu$  erweitert werden (vgl. Abschnitt 4.5.2). Unter der Annahme, dass die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  am stationären Arbeitspunkt konstant sind, ergibt sich das erweiterte System zu

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_R \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{z}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_R(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_R + \mathbf{B}_R\mathbf{u}_R \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}(\mathbf{z})} + \begin{matrix} 16 \times 1 \\ \mathbf{w} \end{matrix} \quad (4.59)$$

$$y = \underbrace{\mathbf{c}_R^T \mathbf{x}_R}_{h(\mathbf{z})} + \begin{matrix} 1 \times 1 \\ \nu \end{matrix}$$

Mit dem erweiterten Zustandsvektor

$$\begin{matrix} 16 \times 1 \\ \mathbf{z} \end{matrix} := \begin{bmatrix} \mathbf{x}_R \\ \boldsymbol{\theta} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

liegt damit nun eine zu (4.45) äquivalente Systembeschreibung vor, für die mit den Gleichungen (4.39)-(4.43) direkt ein erweitertes Kalman-Filter entworfen werden kann. Die Systemgleichungen des EKFs ergeben sich schließlich zu

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{z}}} &= \mathbf{f}(\hat{\mathbf{z}}, \mathbf{u}) + \mathbf{l}(t)(y - h(\hat{\mathbf{z}})) \\ \mathbf{l}(t) &= \mathbf{P}(t)\mathbf{c}_{KF}R^{-1} \\ \dot{\mathbf{P}}(t) &= \mathbf{A}_{KF}(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}_{KF}^T(t) + \mathbf{Q} - \mathbf{P}(t)\mathbf{c}_{KF}R^{-1}\mathbf{c}_{KF}^T\mathbf{P}(t) \\ \mathbf{A}_{KF}(t) &= \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{\hat{\mathbf{z}}(t)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}_R} & \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}_{\hat{\mathbf{z}}(t)} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_R(\hat{\boldsymbol{\theta}}) & \mathbf{b}_{R,E}\hat{\mathbf{x}}_R^T\tilde{\mathbf{C}}^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ \mathbf{c}_{KF}^T &= \left. \frac{\partial h}{\partial \mathbf{z}} \right|_{\hat{\mathbf{z}}(t)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}_R} & \frac{\partial h}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}_{\hat{\mathbf{z}}(t)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_R^T & \mathbf{0} \end{bmatrix} = const. \end{aligned} \quad (4.61)$$

In dieser Form wurde das EKF in MATLAB/SIMULINK implementiert. Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}$  des Prozessrauschens  $\mathbf{w}$  und die (skalare) Varianz  $R$  des Messrauschens  $\nu$  wurden durch händisches ausprobieren dahingehend optimiert, dass der EKF im gesamten untersuchten Betriebsbereich des Verbrennungsmotors (vgl. Abb. 4.14) plausible und zufriedenstellende Ergebnisse liefert. Dadurch konnte die anschließende Identifikation der Parameter  $c_1$  und  $d_1$  für die unterschiedlichen Arbeitspunkte automatisiert werden: In einer Schleife über alle Arbeitspunkte wurden in jeder Iteration vollautomatisch erst die dem jeweiligen Arbeitspunkt zugehörigen Messdaten geladen und anschließend die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  mit dem eingeführten EKF (4.61) bestimmt. Die Ergebnisse dieser Parameteridentifikation werden im nächsten Abschnitt vorgestellt und diskutiert.

#### 4.5.4 Ergebnisse der EKF-basierten Parameteridentifikation

In den Abbildungen 4.17 und 4.18 sind die zeitlichen Verläufe der durch das EKF geschätzten Parameter  $\hat{\theta}_1$  und  $\hat{\theta}_2$  für drei ausgesuchte Arbeitspunkte dargestellt. Zusätzlich sind die jeweils letztendlich identifizierten Parameter  $c_1$  und  $d_1$ , sowie die zeitlichen Verläufe der Einträge von  $\mathbf{P}$  dargestellt. Die Abbildungen zeigen, dass sowohl die Einträge des Parametervektors, als auch die der Matrix  $\mathbf{P}$  konvergieren. Eine qualitativ vergleichbare Konvergenz konnte auch bei allen hier nicht dargestellten Arbeitspunkten beobachtet werden.

Abbildung 4.19 zeigt schließlich die identifizierten Parameter für verschiedene Gaspedalstellungen aufgetragen über der Drehzahl. Für diese Darstellung wurden die identifizierten Parameter  $c_1$  und  $d_1$  über der Drehzahl interpoliert. Identifiziert wurden die Parameter nur an den in Abbildung 4.14 (S.94) dargestellten Stützstellen. Der in Abbildung 4.14 grau dargestellte Betriebsbereich konnte prüfstandsbedingt nicht angefahren werden. Für Arbeitspunkte in diesem Bereich konnten die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  daher nicht identifiziert werden. Aus diesem Grund enden die roten, orangen und grünen Linien in Abbildung 4.19 bereits bei 1550 bzw. 1600 U/min. Da hinsichtlich der Drehungleichförmigkeit jedoch gerade der Bereich unter 1500 U/min relevant ist (vgl. Abschnitt 1.1.3), stellt dies keine wesentliche Einschränkung dar.

Die Verläufe beider identifizierter Parameter weisen über der Last und über der Drehzahl klare Tendenzen auf. Sowohl die Steifigkeit  $c_1$  als auch die Dämpfung  $d_1$  steigen über der Drehzahl an und fallen über der Last ab. Da bei einer Gaspedalstellung von 70% bereits das Volllastmoment des Verbrennungsmotors anliegt, unterscheiden sich die Verläufe für 70% und 100% Gaspedalstellung kaum. Im Falle der Steifigkeit lässt sich der Verlauf über der Last und über der Drehzahl in Anlehnung an [2] plausibilisieren: Mit zunehmender Last wächst die Amplitude der Motoranregung. Dies führt

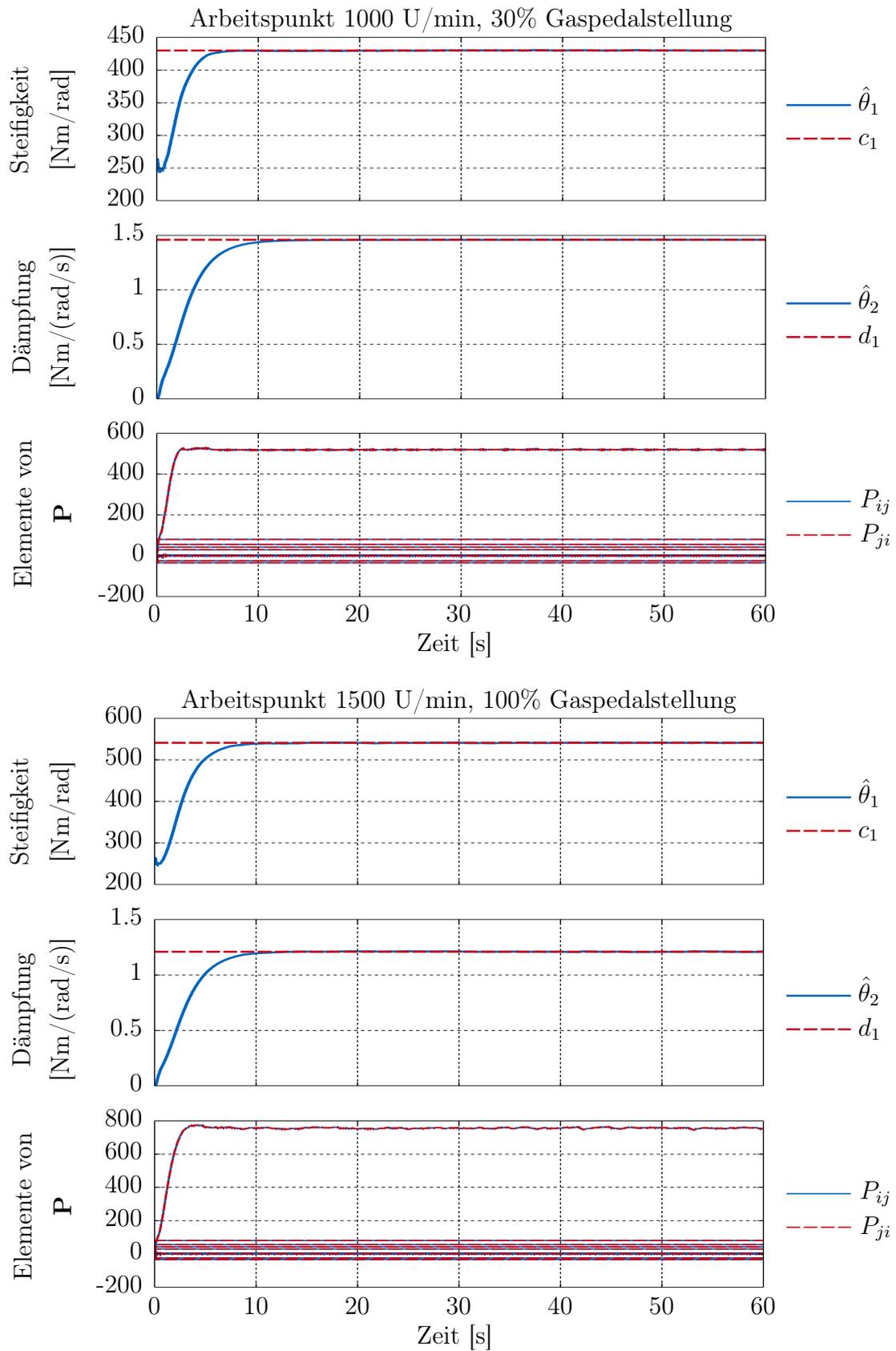


Abbildung 4.17: Konvergenz des EKF's für zwei ausgesuchte Arbeitspunkte.

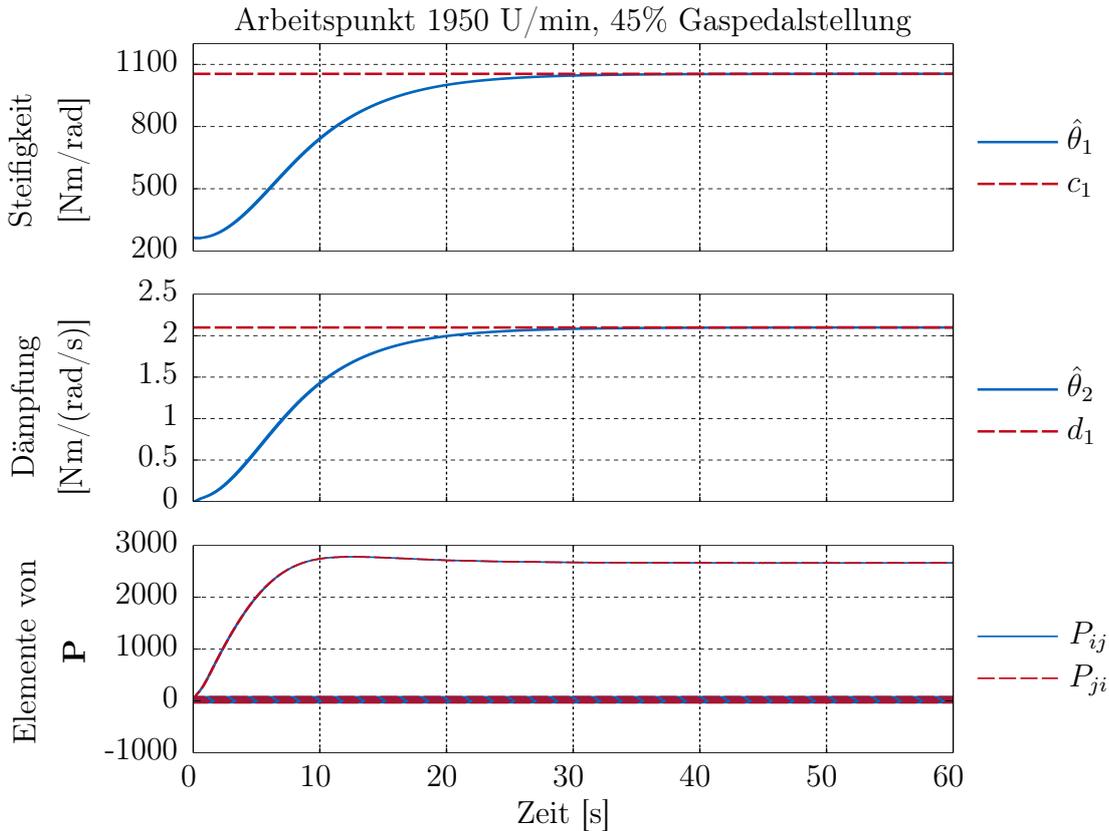


Abbildung 4.18: Konvergenz des EKF für einen weiteren Arbeitspunkt.

dazu, dass die Primär- und die Sekundärseite des eZMS größere Relativbewegungen ausführen. Der Schwingwinkel der Bogenfedern nimmt zu. Je größer der Schwingwinkel ist, desto mehr Windungen der Bogenfeder sind nach [2] effektiv an der Relativbewegung beteiligt. Die nicht beteiligten Windungen überwinden die Haftgrenze nicht und üben daher keine Federkraft aus. Die effektive Gesamtsteifigkeit der Bogenfeder ergibt sich daher aus der Serienschaltung der Steifigkeiten aller aktiven Einzelwindungen. Zusammenfassend lässt sich also sagen: Je höher die Last ist, desto größer ist der Schwingwinkel, desto mehr Windungen sind beteiligt und desto kleiner ist daher die effektive Gesamtsteifigkeit der Bogenfedern. Auf dieselbe Weise lässt sich der (überproportionale) Anstieg der Steifigkeit über der Drehzahl erklären. Mit steigender Drehzahl wächst die Frequenz der Motoranregung. Eine höherfrequente Anregung führt zu kleineren Schwingwinkeln. Folglich sind weniger Federwindungen an der Relativbewegung beteiligt, wodurch sich die Feder effektiv steifer verhält. Das Verhalten der identifizierten Steifigkeit steht damit in Einklang mit den in [2] veröffentlichten Untersuchungen.

Auch die Zunahme der Dämpfung über der Drehzahl lässt sich in Anlehnung an [2]

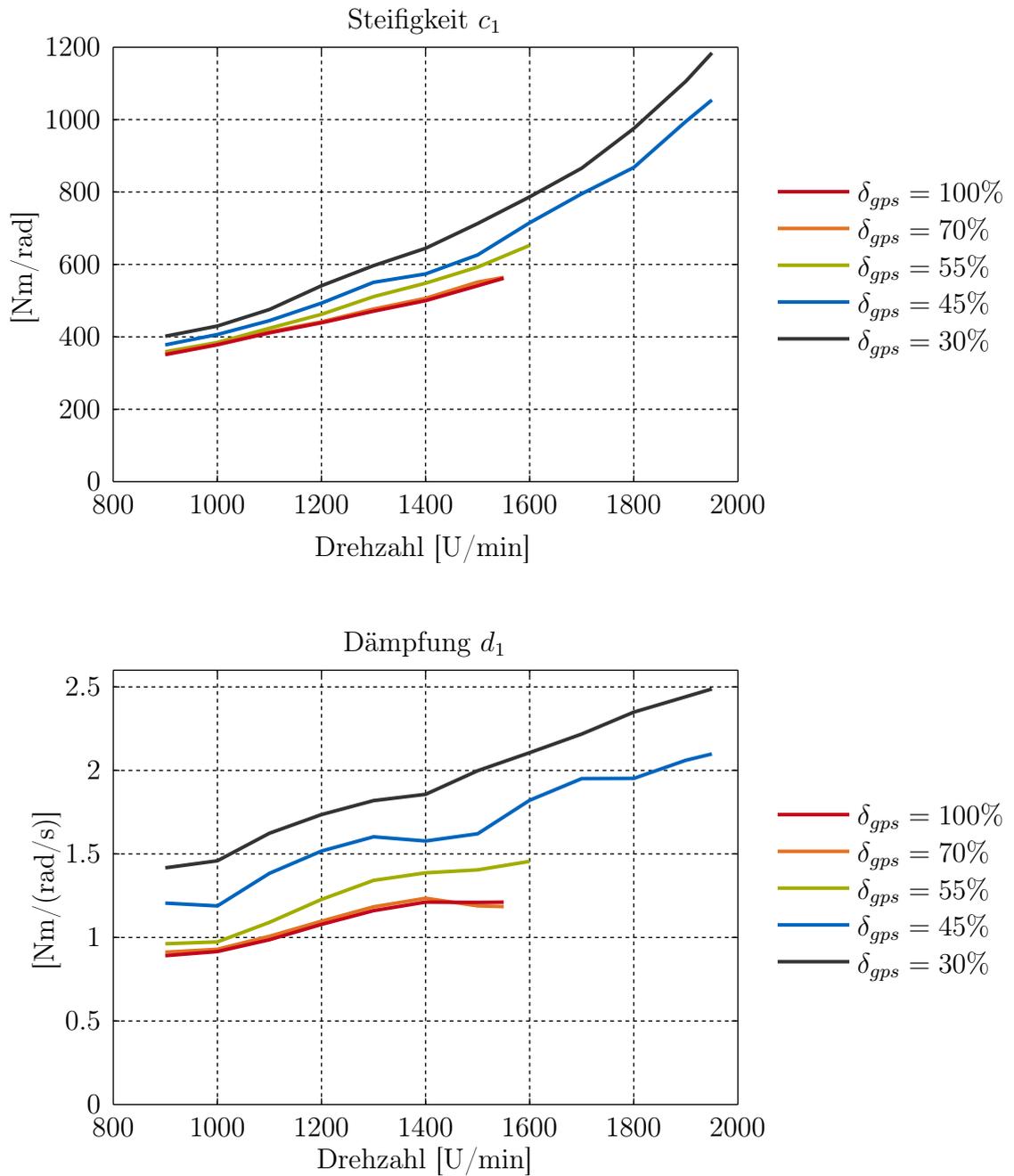


Abbildung 4.19: Mit dem EKF identifizierte Steifigkeit  $c_1$  und Dämpfung  $d_1$  aufgetragen über der Drehzahl für verschiedene Gaspedalstellungen.

erklären: Mit steigender Drehzahl steigt die auf die einzelnen Windungen wirkende Zentrifugalkraft. Die Windungen werden daher mit steigender Drehzahl immer stärker an die außenliegenden Gleitschalen gepresst. Dadurch erhöht sich die Reibung im System, was sich schließlich in einer höheren Dämpferkonstanten  $d_1$  niederschlägt. Der Trend, dass die Dämpfung über der Last abnimmt, ist hingegen weniger leicht zu plausibilisieren. Die in Abschnitt 4.6 vorgestellten Ergebnisse werden allerdings die Sinnhaftigkeit der identifizierten Parameter untermauern. In diesem Abschnitt wird das Prüfstandsgesamtmodell – bestehend aus der mechanischen Strecke samt den identifizierten Parametern  $c_1$  und  $d_1$ , der Lastmaschine und dem identifizierten Modell des Verbrennungsmotors – anhand von Messdaten abgeglichen. Dabei wird sich zeigen, dass sich durch Simulation des Prüfstandsgesamtmodells eine sehr gute Übereinstimmung mit dem real gemessenen Verhalten erzielen lässt.

## 4.6 Validierung des Prüfstandsgesamtmodells

In den bisherigen Abschnitten dieses Kapitels wurde die Modellierung aller Teilsysteme des Prüfstands sowie des eZMS-Versuchsträgers beschrieben. Dies sind die mechanische Strecke samt der identifizierten Parameter  $c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  und  $d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$ , die Lastmaschine, das identifizierte Modell des Verbrennungsmotors, sowie der eZMS-Aktor. Durch Kombination dieser Teilsysteme ergibt sich ein Gesamtmodell, welches das Verhalten des realen Prüfstands am stationären Arbeitspunkt abbildet. Das in MATLAB/SIMULINK implementierte Prüfstandsmodell weist dabei die bereits in Abbildung 4.1 (S.69) vorgestellte Struktur auf. Das Modell wurde während der Inbetriebnahme des Prüfstands für die Feinabstimmung des Drehzahlreglers der Lastmaschine verwendet. Der eigentliche Zweck des Modells ist jedoch die simulative Vorauslegung und der virtuelle Test von Regelungskonzepten für den eZMS-Versuchsträger. Auf diesen Einsatzzweck wird im nächsten Kapitel eingegangen. In diesem Abschnitt wird das aufgebaute Prüfstandsmodell anhand von Messdaten validiert. Die folgende Validierung beschränkt sich auf den passiven Betrieb, d.h. auf den Betrieb mit ausgeschaltetem eZMS-Aktor ( $M_E = 0$ ). Das Verhalten im aktiven Betrieb kann an dieser Stelle noch nicht abgeglichen werden. Hierzu muss erst noch der eZMS-Regler (s. Kap. 5) eingeführt werden.

Um zu bewerten, wie gut das aufgebaute Prüfstandsmodell das Verhalten des realen Prüfstands abbildet, wurden an verschiedenen stationären Arbeitspunkten Simulationen durchgeführt. Dabei wurden genau die Arbeitspunkte simuliert, für die auch am realen System Messungen durchgeführt wurden (vgl. Abb. 4.14, S.94). Ein Arbeitspunkt wird im Modell genau wie am realen Prüfstand durch die Gaspedalstellung  $\delta_{gps}$

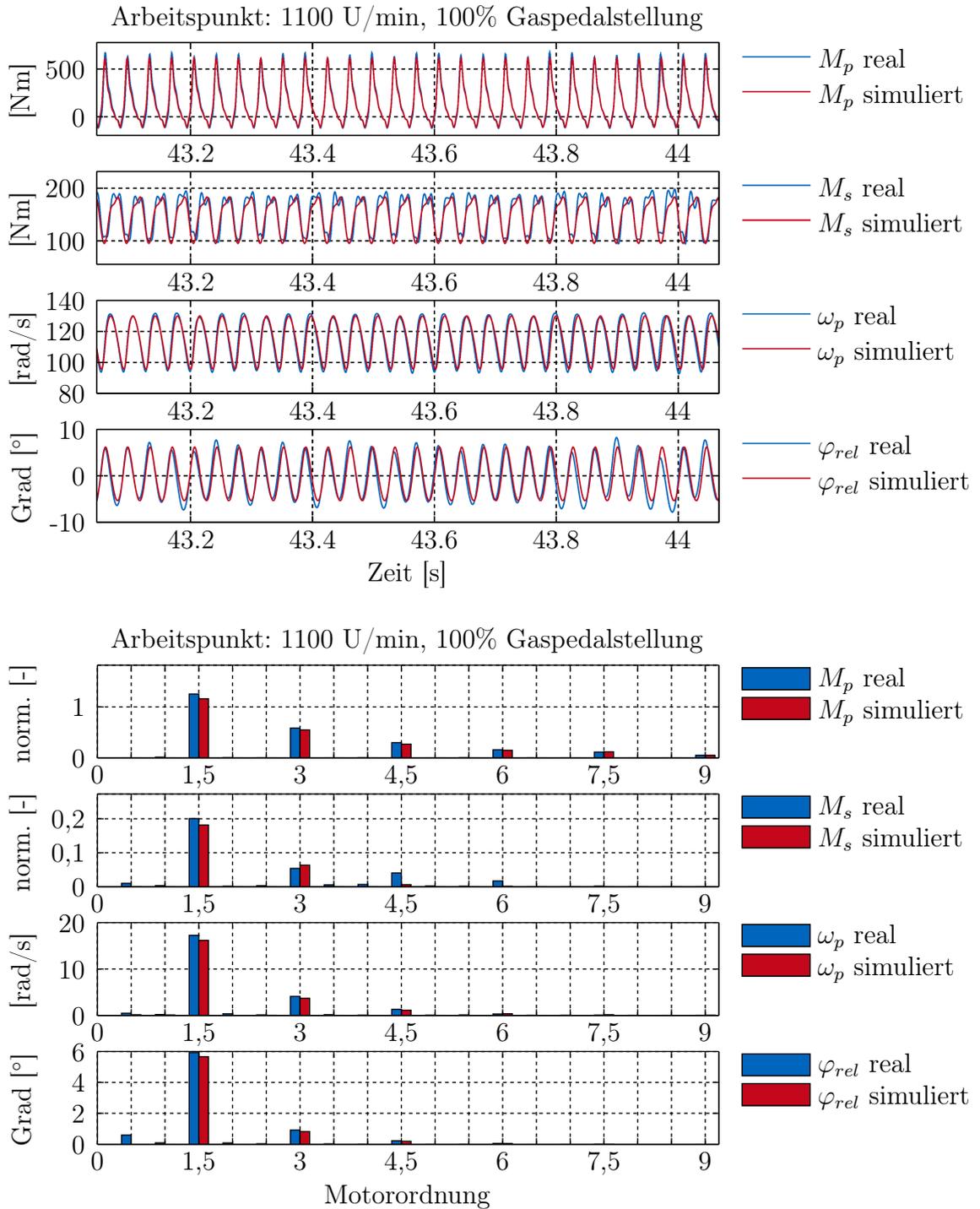


Abbildung 4.20: Gegenüberstellung von Simulations- und Messdaten am stationären Arbeitspunkt: 1100 U/min, 100% Gaspedalstellung. Oben: Zeitsignale. Unten: Ordnungsspektren. Die Messsignale wurden mit einem Butterworth-Filter 10. Ordnung und einer Eckfrequenz von 150 Hz tiefpassgefiltert. Der Relativwinkel  $\varphi_{rel}$  wurde für die Darstellung mittelwertbereinigt. Die Momente  $M_p$  und  $M_s$  wurden im Ordnungsspektrum auf das maximale mittlere Moment des Verbrennungsmotors normiert.

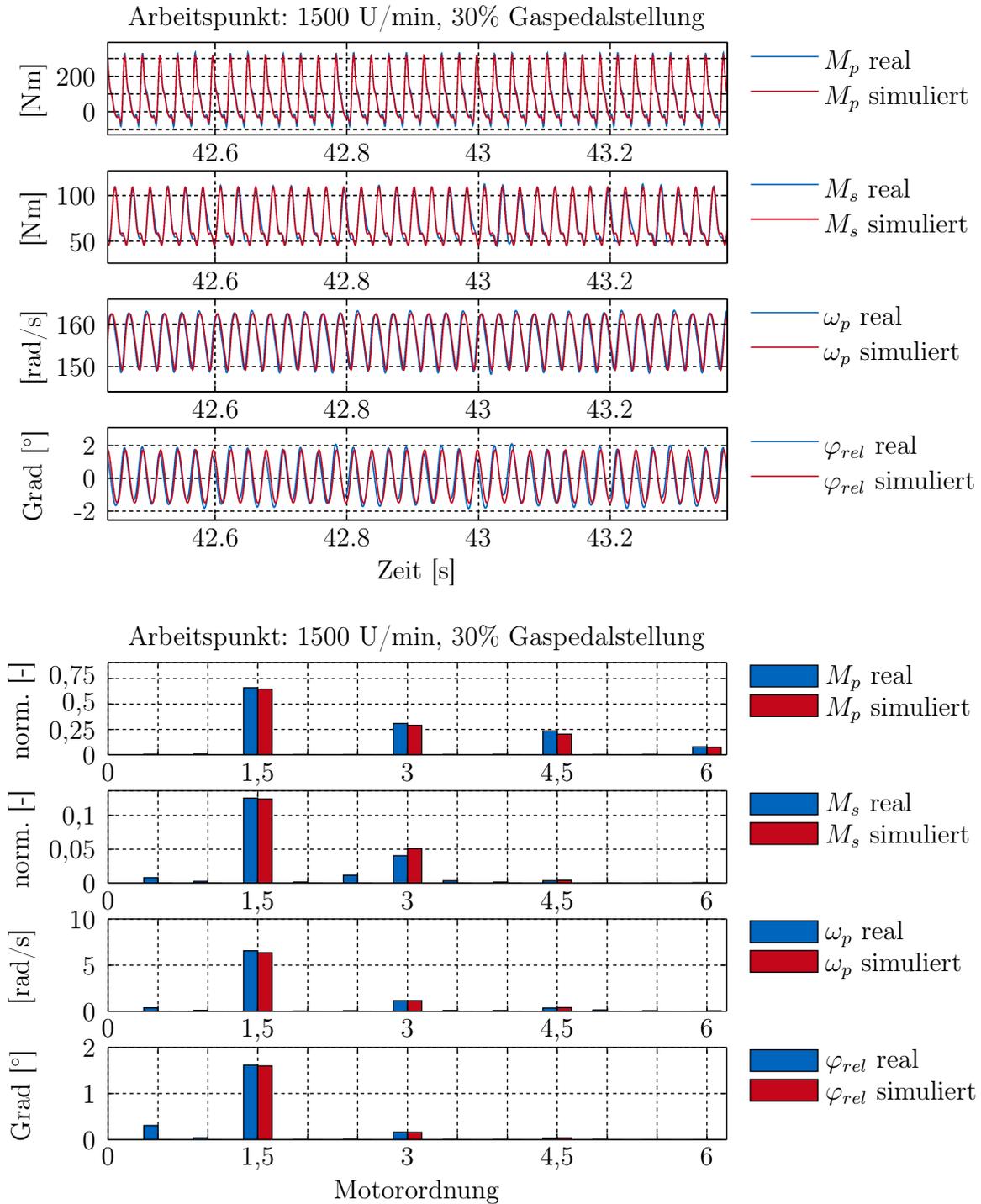


Abbildung 4.21: Gegenüberstellung von Simulations- und Messdaten am stationären Arbeitspunkt: 1500 U/min, 30% Gaspedalstellung. Oben: Zeitsignale. Unten: Ordnungsspektren. Die Messsignale wurden mit einem Butterworth-Filter 10. Ordnung und einer Eckfrequenz von 150 Hz tiefpassgefiltert. Der Relativwinkel  $\varphi_{rel}$  wurde für die Darstellung mittelwertbereinigt. Die Momente  $M_p$  und  $M_s$  wurden im Ordnungsspektrum auf das maximale mittlere Moment des Verbrennungsmotors normiert.

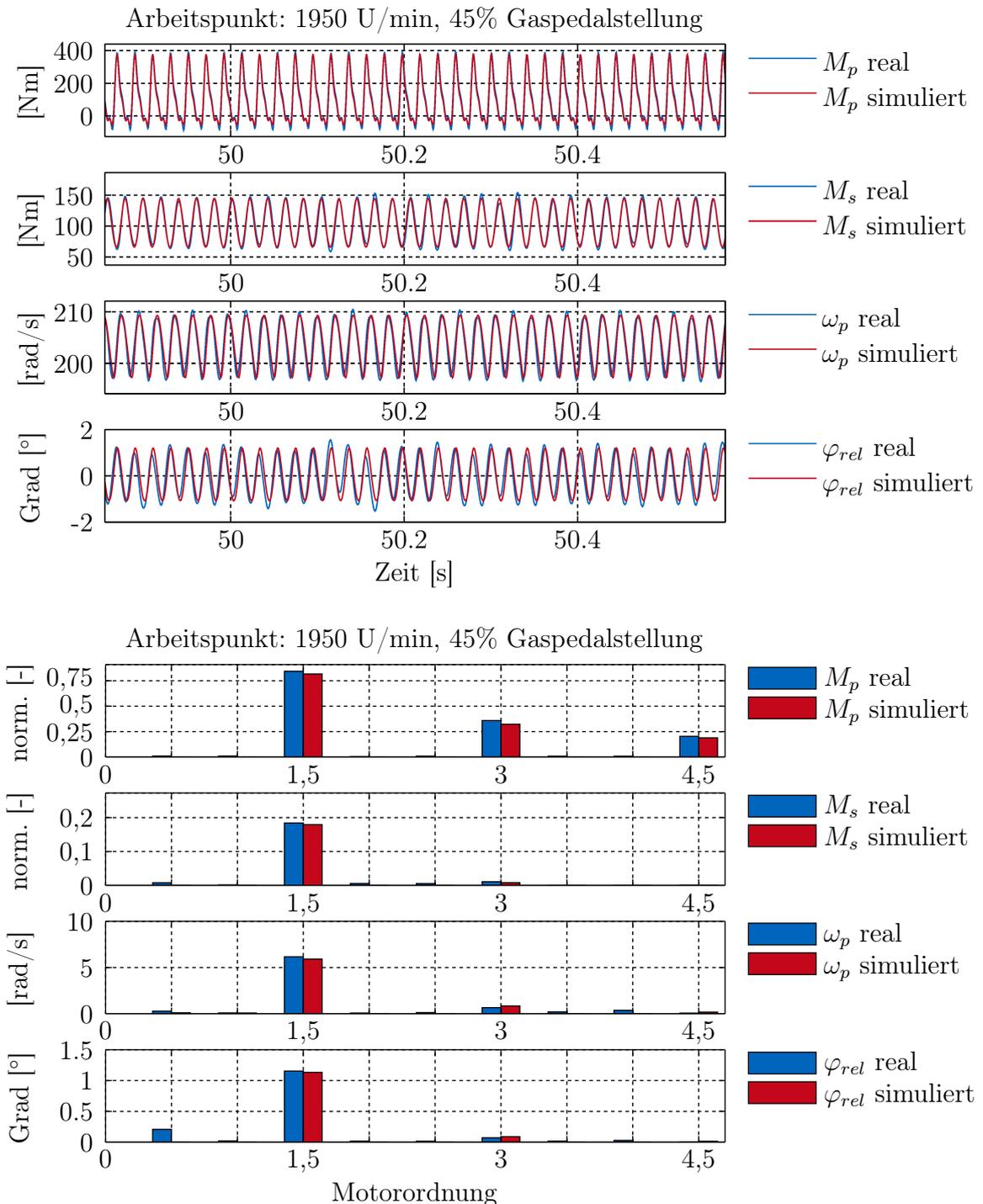


Abbildung 4.22: Gegenüberstellung von Simulations- und Messdaten am stationären Arbeitspunkt: 1950 U/min, 45% Gaspedalstellung. Oben: Zeitsignale. Unten: Ordnungsspektren. Die Messsignale wurden mit einem Butterworth-Filter 10. Ordnung und einer Eckfrequenz von 150 Hz tiefpassgefiltert. Der Relativwinkel  $\varphi_{rel}$  wurde für die Darstellung mittelwertbereinigt. Die Momente  $M_p$  und  $M_s$  wurden im Ordnungsspektrum auf das maximale mittlere Moment des Verbrennungsmotors normiert.

und die Solldrehzahl  $\omega_{soll}$  vorgegeben. Alle Messgrößen des realen Prüfstands wurden auch während den Simulationen aufgezeichnet, um einen vollständigen Abgleich der Mess- und Simulationsdaten zu ermöglichen. Bei der Aufzeichnung der Mess- und Simulationsdaten wurde auf eine einheitliche Abtastzeit (0,7 ms) geachtet. Für die Auswertung wurden die gemessenen und simulierten Signale im Zeit- sowie im Frequenzbereich gegenübergestellt.

Der Vergleich von Messung und Simulation zeigt, dass das Prüfstandsmodell das Verhalten des realen Prüfstands im gesamten untersuchten Betriebsbereich relativ genau darstellen kann. Die Abbildungen 4.20-4.22 zeigen die Ergebnisse des Modellabgleichs beispielhaft für drei ausgesuchte Arbeitspunkte. In der oberen Hälfte jeder Abbildung werden die zeitlichen Verläufe der Mess- und Simulationsdaten gegenübergestellt. In der unteren Hälfte werden jeweils die Ordnungsspektren der Mess- und Simulationsdaten verglichen. Bei den verglichenen Größen handelt es sich um das primär- und sekundärseitig gemessene Schnittmoment,  $M_p$  und  $M_s$ , die primärseitig gemessene Winkelgeschwindigkeit,  $\omega_p = \omega_{KW} = \dot{\varphi}_1$ , sowie den gemessenen Relativwinkel zwischen den beiden Inkrementalgebern,  $\varphi_{rel} = \varphi_6 - \varphi_1$ . In allen drei Abbildungen ist zu erkennen, dass die zeitlichen Verläufe aller verglichenen Größen gut bis sehr gut übereinstimmen. Ähnliches gilt für die Ordnungsspektren der verglichenen Signale. Auch hier lässt sich in allen Diagrammen eine gute bis sehr gute Übereinstimmung der Amplituden feststellen. Eine ähnlich gute Übereinstimmung zwischen Simulations- und Messdaten ergab sich auch bei allen hier nicht explizit dargestellten Arbeitspunkten.

Die Abbildungen 4.23 und 4.24 zeigen das Frequenzspektrum des abtriebsseitig gemessenen Schnittmoments  $M_s$ , aufgetragen für verschiedene Drehzahlen bei jeweils festgehaltener Gaspedalstellung. Abbildung 4.23 liegt eine Gaspedalstellung von  $\delta_{gps} = 30\%$  zugrunde und Abbildung 4.24 eine Gaspedalstellung von  $\delta_{gps} = 70\%$ .

Farblich hervorgehoben sind in beiden Abbildungen die Höhenzüge der 1,5., 3. und 4,5. Motorordnung in denen der Verbrennungsmotor hauptsächlich anregt. In beiden Diagrammen ist deutlich zu erkennen, dass die 3. Motorordnung bei 1350 U/min eine starke Überhöhung aufweist. Die 3. Motorordnung entspricht bei dieser Drehzahl einer Frequenz von

$$f = \frac{1350 \text{ U/min}}{60 \text{ s/min}} \times 3 = 67,5 \text{ Hz.}$$

Die Überhöhung deutet daher auf eine Resonanz des Antriebsstrangs bei ca. 67 Hz hin. Ein weiteres Indiz für diese Resonanz liefert die 4,5. Motorordnung. In beiden Diagrammen weist die 4,5. Motorordnung gleich zu Beginn, d.h. bei 900 U/min eine starke Überhöhung auf. Der Umstand, dass die 4,5. Motorordnung bei dieser Drehzahl

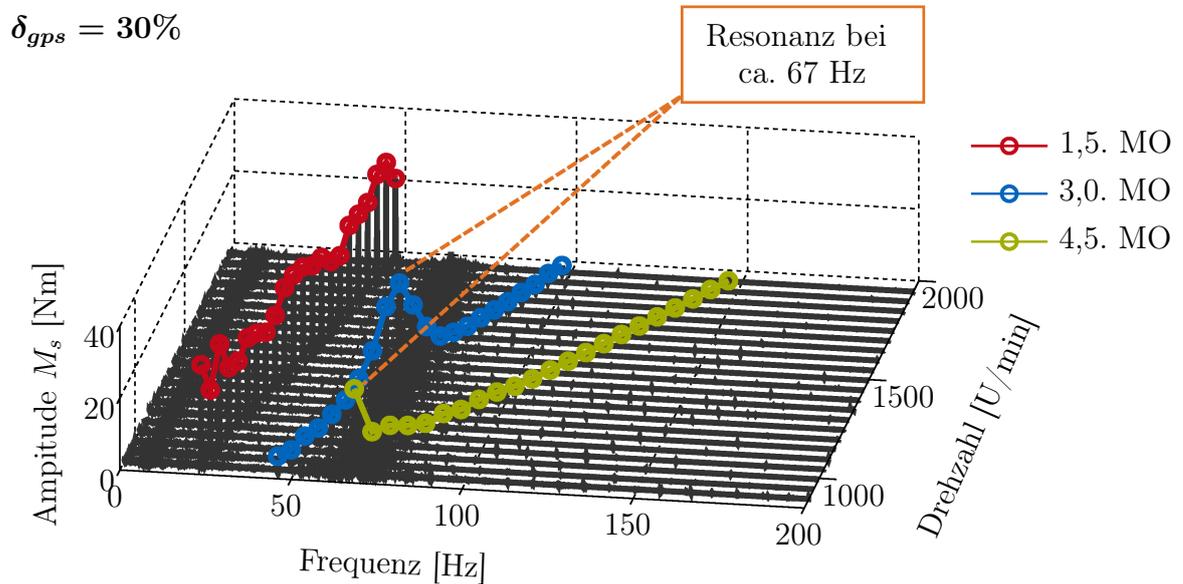


Abbildung 4.23: Wasserfalldiagramm des abtriebsseitig gemessenen Schnittmoments  $M_s$  für 30% Gaspedalstellung. Farblich hervorgehoben sind die Höhenzüge der 1,5., 3. und 4,5. Motorordnung (MO), sowie eine Resonanz bei ca. 67 Hz.

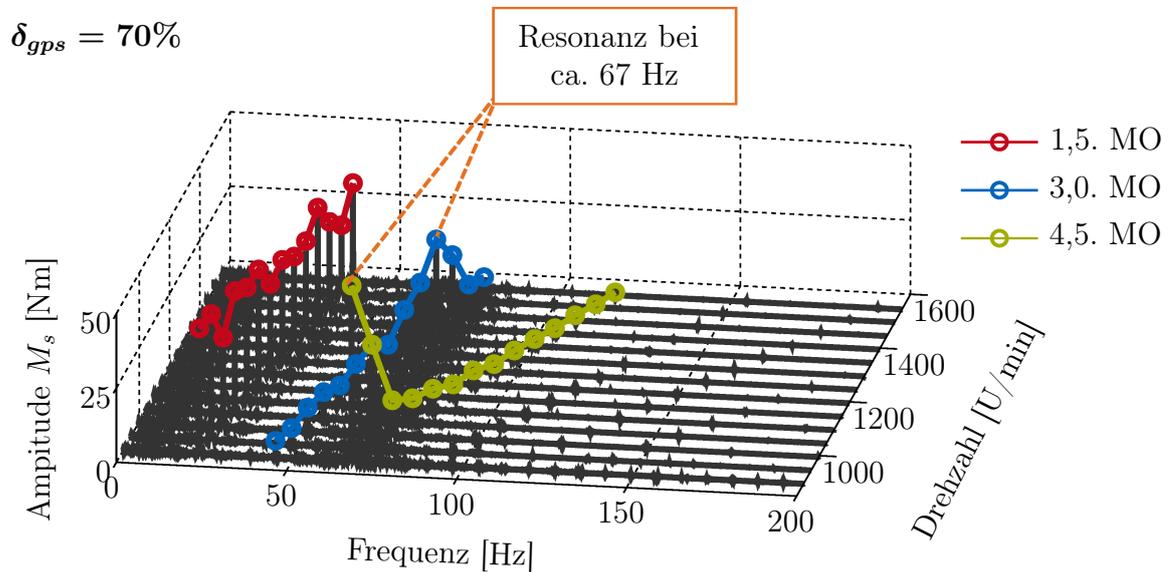


Abbildung 4.24: Wasserfalldiagramm des abtriebsseitig gemessenen Schnittmoments  $M_s$  für 70% Gaspedalstellung. Farblich hervorgehoben sind die Höhenzüge der 1,5., 3. und 4,5. Motorordnung (MO), sowie eine Resonanz bei ca. 67 Hz.

ebenfalls einer Frequenz von

$$f = \frac{900 \text{ U/min}}{60 \text{ s/min}} \times 4,5 = 67,5 \text{ Hz}$$

entspricht, untermauert die Annahme, dass bei 67,5 Hz eine Resonanz vorliegt. Da diese Resonanz sowohl bei 900 U/min als auch bei 1350 U/min zu sehen ist, scheint sie unabhängig von der Drehzahl zu sein. Da sie sowohl für  $\delta_{gps} = 30\%$  als auch für  $\delta_{gps} = 70\%$  sichtbar ist, scheint sie zudem auch unabhängig von der Last zu sein. Zusammenfassend deutet all dies darauf hin, dass der reale Antriebsstrang eine Resonanzfrequenz bei ca. 67 Hz aufweist, die weitestgehend unabhängig vom Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors ist.

Die Frage ist nun, ob diese Resonanz auch im Modell des Prüfstands sichtbar ist? Um dies zu beantworten wird im Folgenden die Übertragungsfunktion

$$G_{V,S}(s) = \frac{M_s(s)}{M_V(s)} = \mathbf{c}_1^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A}(c_1, d_1))^{-1} \mathbf{b}_V$$

betrachtet. Es handelt sich hierbei um die Übertragungsfunktion vom anregenden Moment des Verbrennungsmotors  $M_V$  auf das sekundärseitige Schnittmoment  $M_s$ . Die

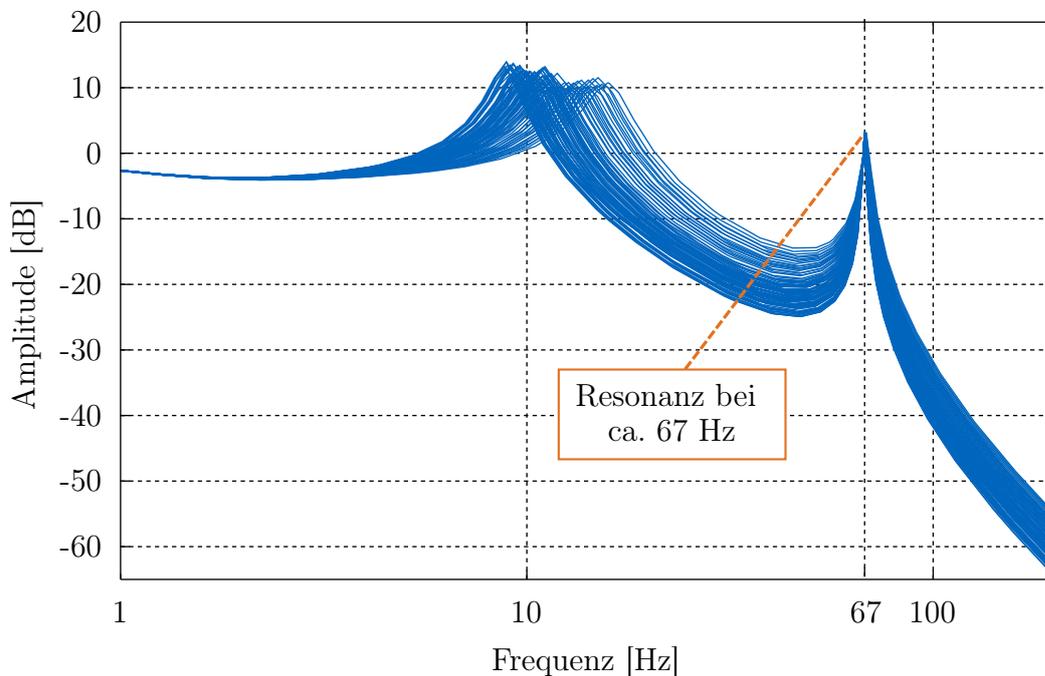


Abbildung 4.25: Amplitudengang der Übertragungsfunktion von  $M_V$  auf  $M_s$ . Dargestellt für verschiedene Arbeitspunkte ( $\delta_{gps}, \omega_{soll}$ ). Die Übertragungsfunktion ist stark abhängig von der eZMS-Steifigkeit  $c_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  und -Dämpfung  $d_1(\delta_{gps}, \omega_{soll})$ . Unabhängig vom Arbeitspunkt ergibt sich eine Resonanz bei ca. 67 Hz.

Matrizen  $\mathbf{c}_1^T$ ,  $\mathbf{A}(c_1, d_1)$  und  $\mathbf{b}_V$  wurden in Abschnitt 4.2 in den Gleichungen (4.21), (4.19) und (4.20) definiert, wobei der Zusatz „ $(c_1, d_1)$ “ bei der Dynamikmatrix  $\mathbf{A}$  verdeutlichen soll, dass die Übertragungsfunktion  $G_{V,S}(s)$  von diesen beiden Parametern und damit vom Arbeitspunkt abhängt. In Abbildung 4.25 ist der Amplitudengang dieser Übertragungsfunktion für verschiedene Arbeitspunkte<sup>5</sup> dargestellt. Der Amplitudengang weist bei allen Arbeitspunkten zwei deutlich ausgeprägte Resonanzen auf. Die niederfrequenter Resonanzstelle zeigt eine deutliche Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Die höherfrequente Resonanz befindet sich hingegen unabhängig vom Arbeitspunkt immer bei ca. 67 Hz. Damit bildet das Prüfstandsmodell auch diesen am realen Prüfstand beobachteten Effekt ab.

**Bemerkung.** *An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Resonanz bei 67 Hz eine Eigenheit des Prüfstands darstellt. Sie kommt zustande, da durch die abtriebsseitige Drehmomentmesswelle eine zusätzliche Weichheit in den Antriebsstrang eingebracht wird. Konzeptbedingt lässt sich dies am Prüfstand nicht vermeiden. In einem Fahrzeugantriebsstrang wäre diese Resonanz jedoch nicht zu sehen (vgl. Abb. 1.4, S.12).*

**Zusammenfassung** Zusammenfassend kann folgendes festgehalten werden: In diesem Kapitel wurde ein Modell des Gesamtprüfstands entwickelt, das am stationären Arbeitspunkt die wesentlichen dynamischen Eigenschaften des Prüfstands sowie des eZMS-Versuchsträgers abbildet. Das Modell eignet sich daher für die modellbasierte Untersuchung eines Reglers für den eZMS-Versuchsträger. Die Entwicklung dieses Reglers wird im nächsten Kapitel beschrieben. Die damit im Experiment erzielten Ergebnisse werden anschließend in Kapitel 6 vorgestellt.

---

<sup>5</sup> Es handelt sich wieder um alle in Abb. 4.14 dargestellten Arbeitspunkte.



## Kapitel 5

# Regelung des eZMS-Versuchsträgers

In diesem Kapitel wird der Entwurf einer Regelung für den eZMS-Versuchsträgers beschrieben. Zunächst erfolgt eine Einordnung der Problemstellung (Abschnitt 5.1) sowie die Formulierung der Ziele des Reglerentwurfs (Abschnitt 5.2). Anschließend werden existierende Regelungsansätze vorgestellt, die nach Einordnung der Problemstellung für die vorliegende Anwendung prinzipiell in Frage kommen (Abschnitt 5.3). Die letztendliche Eignung der verschiedenen Ansätze wird jeweils hinsichtlich der definierten Ziele des Reglerentwurfs diskutiert. Basierend darauf wird der vielversprechendste Ansatz für den eZMS-Versuchsträger ausgewählt. In Abschnitt 5.4 wird dann die problemspezifische Umsetzung dieses Ansatzes beschrieben: Es wird in detaillierter Weise auf den Entwurf und die Auslegung des Reglers eingegangen, der letztlich am Prüfstand implementiert und getestet wurde. Die mit diesem Regler im Experiment erzielten Ergebnisse werden anschließend in Kapitel 6 vorgestellt.

### 5.1 Einordnung der Problemstellung

In den meisten technischen Systemen stellen Vibrationen ein ungewolltes Phänomen dar. Sie stören den Normalbetrieb und verschlechtern dadurch die Betriebseigenschaften des betroffenen Systems. Zudem erhöhen sie die Beanspruchung mechanischer Komponenten, was zu Verschleiß und häufig auch zu Bauteilversagen führt. Daneben stellt die erhöhte Geräusentwicklung, die mit Vibrationen immer einhergeht, ein weitverbreitetes Problem dar. Gerade bei technischen Anwendung, bei denen der Komfort im Vordergrund steht, sind solche Geräusche hinderlich. Die **Aktive Schwingungsdämpfung** – im Englischen „Active Vibration Control“ (AVC) genannt – ist ein Gebiet der Regelungstechnik, welches Methoden zur Kompensation solch unerwünschter Vibrationen bereit stellt. Ein Grundprinzip der Aktiven Schwingungsdämpfung ist, dass in das System integrierte Aktoren dazu verwendet werden, die unerwünschten Schwingungen auszulöschen. In der Vergangenheit wurde Aktive Schwingungsdämpfung bereits für eine Vielzahl unterschiedlicher technischer Systeme erfolgreich umgesetzt. Beispiele hierfür sind aktive Fahrwerke [19], Festplattenlaufwerke [41], sowie

Magnetresonanztomographen (MRT) [40]. Für die Auswahl eines geeigneten Regelungsansatzes muss generell der Charakter der Störung berücksichtigt werden.

**Charakter der Störung** Bei der Aktiven Schwingungsdämpfung kann man zwischen zwei verschiedenen Schwingungsarten unterscheiden:

1. **Resonanzschwingungen** und
2. **erzwungene Schwingungen**.

Diese beiden Schwingungsarten unterscheiden sich im Charakter der anregenden Störung. Der Begriff **Resonanzschwingungen** meint hierbei Vibrationen, die durch eine Anfangsstörung des Systems verursacht werden. Sie treten auf wenn durch eine einmalige, kurzzeitige Störung eine Resonanz des Systems angefacht wird. Hier stellen die für eine Resonanz typischen, großen Schwingamplituden das wesentliche Problem dar. Ein aus dem Automobilbereich stammendes Beispiel für diese Schwingungsart sind sog. Ruckelschwingungen in Fahrzeuginnenrichtung. Diese kommen zustande, wenn durch einen plötzlichen Lastwechsel (z.B. Kick-Down, plötzliches Einkuppeln) die Resonanz des Zweimassenschwungrads angeregt wird. Dadurch kommt es im Antriebsstrang zu großen Schwingungsamplituden, die der Fahrer durch ein Vor- und Zurückrucken des Fahrzeugs wahrnimmt. Bei der aktiven Dämpfung solcher Schwingungen, besteht die Regelungsaufgabe darin, für ein möglichst schnelles Abklingen der einmalig angefachten Schwingung zu sorgen. Regelungsansätze die speziell dieses Problem behandeln, finden sich beispielsweise in [3] und [7].

Eine ganz andere Regelungsaufgabe liegt hingegen vor, wenn die zu kompensierenden Vibrationen nicht durch eine Anfangsstörung, sondern durch eine dauerhafte, periodisch auf das System wirkende Störung verursacht werden. Diese Art von Vibrationen werden hier unter dem Begriff **erzwungene Schwingungen** zusammengefasst. Ein Beispiel hierfür sind Schwingungen, welche durch die Drehungleichförmigkeit eines Verbrennungsmotors verursacht werden. Die Momentenschwankung eines Verbrennungsmotors stellt aus regelungstechnischer Sicht eine periodische und dauerhaft auf den Antriebsstrang wirkende Störung dar. Da in dieser Arbeit die Minderung der Drehungleichförmigkeit im Fokus steht, werden im Weiteren nur Regelungsansätze diskutiert, welche die Kompensation von periodischen Störungen und damit die aktive Dämpfung von erzwungenen Schwingungen zum Ziel haben.

**Periodische Störungen** Eine periodische Störung  $d(x)$  lässt sich i.A. beschreiben durch

$$d(x + P) = d(x), \quad \forall x. \quad (5.1)$$

Die Periode der Störung,  $P$ , kann sich dabei entweder zeitlich oder räumlich ausprägen. Im einen Fall entspricht der Platzhalter  $x$  der Zeit  $t$ , im anderen Fall entspricht  $x$  einer räumlichen Koordinate. Nun ist bekannt, dass sich ein periodisches Signal durch die Fouriertransformation immer in eine Summe sinusförmiger Signale zerlegen lässt. Sinusförmige Störungen stellen daher eine sehr wichtige Klasse periodischer Störungen dar. Eine sinusförmige Störung mit konstanter zeitlicher Periode lässt sich allgemein angegeben durch

$$d(t) = a \sin(\omega_d t) + b \cos(\omega_d t), \quad \omega_d = \text{const.} \quad (5.2)$$

Durch eine Überlagerung mehrerer Störungen dieser Form kann jede beliebige Störung mit zeitlicher Periode dargestellt werden. Man beachte, dass (5.2) mit  $\omega_d = \text{const}$  eine sinusförmige Störung mit konstanter Frequenz darstellt.

Eine sinusförmige Störung mit zeitveränderlicher Frequenz lässt sich i.A. gemäß

$$d(t) = a \sin(\alpha_d(t)) + b \cos(\alpha_d(t)), \quad \dot{\alpha}_d(t) := \omega_d(t). \quad (5.3)$$

beschreiben. Hierbei ist  $\alpha_d(t)$  ein Winkel, der sich durch die zeitliche Integration der zeitveränderlichen Frequenz  $\omega_d(t)$  ergibt. Sofern der Winkel  $\alpha_d(t)$  eine räumliche Ausprägung besitzt, entspricht Gleichung (5.3) einer Störung mit konstanter räumlicher Periode. Dies wird deutlich, wenn man bspw. annimmt, dass  $\omega_d(t)$  der aktuellen Drehzahl eines rotierenden Maschinenteils entspricht. In diesem Fall entspräche  $\alpha_d(t)$  dem aktuellen Verdrehwinkel dieses Maschinenteils, wodurch der räumliche Charakter der Periode zum Ausdruck kommt. Durch eine Überlagerung mehrerer Störungen der Form (5.3) lässt sich jede beliebige Störung mit räumlicher Periode darstellen.

**Anregung eines Verbrennungsmotors** Störungen der Form (5.2) oder (5.3) tauchen in vielen technischen System auf. Beispiele hierfür sind die Unwucht einer umlaufenden Waschmaschinentrommel oder die Exzentrizität eines Compact-Disk-Laufwerks. Auch die Momentenschwankung eines Verbrennungsmotors stellt eine Störung dieser Kategorie dar. Wie in Kapitel 4 (Abschnitt 4.3) beschrieben wurde, lässt sich diese Momentenschwankung durch eine über dem Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}$  entwickelte Fourierreihe angeben (vgl. (4.24), S.79):

$$\widetilde{M}(t) = \widetilde{M}(\varphi_{KW}(t)) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(n_z i_T i \varphi_{KW}) + b_i \cos(n_z i_T i \varphi_{KW}) \quad (5.4)$$

Mit der Definition  $\alpha_{d,i}(t) := n_z i_T i \varphi_{KW}(t)$  lässt sich dies umschreiben zu

$$\widetilde{M}(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(\alpha_{d,i}(t)) + b_i \cos(\alpha_{d,i}(t)). \quad (5.5)$$

Wie der Vergleich mit (5.3) zeigt, entspricht die Momentenschwankung damit einer Überlagerung von  $N$  sinusförmigen Störungen mit zeitveränderlicher Frequenz.

Am stationären Arbeitspunkt lässt sich die Momentenschwankung näherungsweise auch als Überlagerung aus  $N$  sinusförmigen Störungen mit konstanter Frequenz darstellen:

$$\widetilde{M}(t) \approx \widetilde{M}(\Omega_o t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(n_z i_T i \Omega_o t) + b_i \cos(n_z i_T i \Omega_o t) \quad (5.6)$$

Zu diesem Ausdruck gelangt man unter der Annahme, dass die Kurbelwelldrehzahl näherungsweise konstant ist:

$$\dot{\varphi}_{KW}(t) \approx \Omega_o = \text{const.} \quad (5.7)$$

Dies wird aufgrund der Drehungleichförmigkeit des Verbrennungsmotors zwar nie exakt zutreffen, am stationären Arbeitspunkt eines Verbrennungsmotors ist die Annahme jedoch zumindest näherungsweise erfüllt.  $\Omega_o$  entspricht in diesem Fall der konstanten mittleren Drehzahl der Kurbelwelle. Im Allgemeinen ist diese Drehzahl deutlich größer, als die DU-bedingte, überlagerte Drehzahlschwankung. Daher wird der Kurbelwinkel am stationären Arbeitspunkt näherungsweise durch

$$\rightarrow \varphi_{KW}(t) \approx \Omega_o t \quad (5.8)$$

beschrieben. Setzt man dies in die Definition  $\alpha_{d,i}(t) := n_z i_T i \varphi_{KW}(t)$  ein, gelangt man ausgehend von (5.4) zur Näherung (5.6). Mit der Definition  $\omega_{d,i}(t) := \dot{\alpha}_{d,i}(t)$  lässt sich (5.6) außerdem anschreiben als

$$\widetilde{M}(t) \approx \sum_{i=1}^N a_i \sin(\omega_{d,i} t) + b_i \cos(\omega_{d,i} t). \quad (5.9)$$

Damit entspricht die Momentenschwankung (am stationären Arbeitspunkt) näherungsweise einer Überlagerung von  $N$  sinusförmigen Störungen mit konstanter Frequenz (vgl. (5.2)). Die konstanten Störfrequenzen  $\omega_{d,i}$  ergeben sich hierbei zu

$$\omega_{d,i} = n_z i_T i \Omega_o, \quad i = 1, \dots, N. \quad (5.10)$$

## 5.2 Formulierung der Ziele des Reglerentwurfs

In diesem Abschnitt werden die Ziele formuliert, welche beim Entwurf des eZMS-Reglers verfolgt wurden. Über allem steht das übergeordnete Ziel einen **prinzipiellen Funktionsnachweis** mit dem eZMS-Versuchsträger zu ermöglichen. Dieser prinzipielle Funktionsnachweis wurde in Abschnitt 2.2.1 (S.46) definiert und beinhaltet

insbesondere den Nachweis der Wirkung des eZMS-Versuchsträgers am stationären Arbeitspunkt. Um diesen Wirknachweis zu ermöglichen, muss ein Regler entworfen werden, welcher die Drehungleichförmigkeit des Verbrennungsmotors mit Hilfe des eZMS-Aktors kompensiert. Mit Blick auf (5.4) besteht die Aufgabe des Reglers in der Kompensation mehrerer, überlagerter sinusförmiger Störungen mit zeitveränderlicher Frequenz. Dies definiert die **Hauptanforderung** an den zu entwerfenden Regler.

Neben dieser Hauptanforderung erschien es sinnvoll weitere Anforderungen an den Regler zu definieren. Ziel dieser weiteren Anforderungen war es, die Komplexität des angestrebten Funktionsnachweises zu reduzieren, so dass diese Aufgabe auch in der zur Verfügung stehenden Zeit bewältigt werden konnte. Dies erschien nötig, da für die Messungen am Prüfstand nur ein sehr begrenztes Zeitfenster zur Verfügung stehen sollte. In der restlichen Zeit sollte der Prüfstand für den Test weiterer Systeme genutzt werden. Auf Grund der begrenzten Prüfstandszeit musste die Entwicklung des Reglers bereits vor den ersten Messungen mit dem eZMS-Versuchsträger erfolgen. Wesentliche Systemparameter, wie z.B. die sehr stark variierende ZMS-Steifigkeit bzw. -Dämpfung (vgl. Abb. 4.19, S.101), waren zu diesem Zeitpunkt jedoch noch nicht bekannt. Daher erschien es wichtig, dass der Regler eine möglichst geringe Abhängigkeit von a priori unbekanntem Streckenparametern aufweist. Ein modellbasierter Regler erschien daher weniger zielführend als ein nicht-modellbasierter. Außerdem wurde ein Regler angestrebt, der sich durch eine möglichst einfache und transparente Parametrierung auszeichnet, so dass er sich im Experiment leicht einstellen lässt.

## 5.3 Existierende Regelungsansätze

In diesem Abschnitt werden existierende Regelungsansätze vorgestellt, die sich für die Kompensation periodischer Störungen eignen. Da periodische Störungen ein sehr häufig auftretendes Problem darstellen, finden sich in der Literatur viele Ansätze die sich mit der Kompensation solcher Störungen beschäftigen. Auch speziell für die aktive Dämpfung von motorinduzierten Schwingungen existiert schon eine Vielzahl von Regelungsansätzen. In [32] und [6] werden bspw. Regelungsansätze beschrieben, die darauf abzielen, die Vibrationen eines Verbrennungsmotors durch aktive Motorlager zu kompensieren. Dadurch soll die Ausbreitung der Schwingungen in die Karosserie unterbunden werden. An dieser Stelle sei noch einmal darauf hingewiesen, dass die Motorlager einen von zwei wesentlichen Übertragungspfaden darstellen, über die sich die DU des Verbrennungsmotors in die Karosserie fortpflanzt. Dies wurde bereits in der Einleitung erläutert (Abschnitt 1.1.3). In dieser Arbeit liegt der Fokus jedoch auf dem zweiten wesentlichen Übertragungspfad, nämlich der Fortpflanzung der DU über

den Antriebsstrang. Auch für die aktive Dämpfung von DU-bedingten Antriebsstrangschwingungen findet sich in der Literatur bereits eine Reihe von Ansätzen. In [4] wird die aktive Minderung der DU mit einem Kurbelwellen-Starter-Generator untersucht und in [31] wird der Elektro-Motor eines hybriden Antriebsstrangs für dieselbe Aufgabe verwendet.

In den folgenden Unterabschnitten wird ein Überblick gegeben, welche prinzipiellen Regelungsstrategien es zur Kompensation periodischer Störungen gibt. Der Fokus liegt hierbei auf der Kompensation sinusförmiger Störungen mit zeitveränderlicher Frequenz (vgl. (5.4), S.113). Prinzipiell kann zwischen reinen Steuerungsansätzen (ohne Rückführung) und reinen Regelungsansätzen (mit Rückführung) unterschieden werden. Da viele Steuerungsansätze jedoch adaptiv ausgeführt sind, d.h. dass sie über eine Rückführung des Ausgangs adaptiert werden, gibt es zwischen diesen beiden Kategorien einen fließenden Übergang. Im Folgenden wird zunächst auf reine Regelungsstrukturen eingegangen und anschließend auf adaptive Steuerungsansätze.

### 5.3.1 Regelung nach dem Inneres-Modell-Prinzip

Die gängigsten Regelungsansätze zur Kompensation periodischer Störungen arbeiten nach dem *Inneres-Modell-Prinzip*<sup>1</sup> (IMP). Nach diesem ursprünglich in [13] und [12] eingeführten Prinzip muss der Regler ein Modell der Störung enthalten, wenn die Störung durch den Regler kompensiert werden soll. Im Folgenden werden das IMP und darauf aufbauende Regelungsansätze zur Kompensation periodischer Schwingungen vorgestellt. Aus Gründen der Anschaulichkeit wird das IMP für den Eingrößenfall (SISO<sup>2</sup>) erläutert. Im Mehrgrößenfall (MIMO<sup>3</sup>) wird das Prinzip durch die Theorie der sog. *Output Regulation* aufgegriffen. Eine kurze Einführung in die Theorie der *Output Regulation* findet sich beispielsweise in [25] (Abschnitt 2.3.2). Die folgenden Ausführungen orientieren sich teilweise an [26] und wurden zudem durch das sehr anschauliche Vorlesungsskript „Advanced Control System Design“ von Prof. Perry Y. Li (University of Minnesota) inspiriert.

#### 5.3.1.1 Inneres-Modell-Prinzip

Das IMP macht eine Aussage über die Störunterdrückung und die Sollwertfolge eines geschlossenen Regelkreises. In [26] wird dies so formuliert:

---

<sup>1</sup> Häufig auch: *internes Modellprinzip*; Im Englischen: *Internal Model Principle*.

<sup>2</sup> Single-Input-Single-Output

<sup>3</sup> Multi-Input-Multi-Output

**Inneres-Model-Prinzip:**

Der stabile Regelkreis kann nur dann eine Störung vollständig unterdrücken bzw. dem Führungssignal ohne bleibende Regelabweichung folgen, wenn er ein inneres Modell der Störungssignale bzw. der Führungssignale besitzt.

Zunächst einmal bedeutet dies, dass die Störungs- und Führungssignale jeweils durch ein Modell darstellbar sein müssen.

**Führungs- und Störgrößenmodell** Im Weiteren wird angenommen, dass sich diese Signale durch eine homogene lineare Differentialgleichung (DGL) der Form

$$\frac{d^n}{dt^n}d(t) + \gamma_{n-1}\frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}}d(t) + \dots + \gamma_1\frac{d}{dt}d(t) + \gamma_0d(t) = 0 \quad (5.11)$$

beschreiben lassen. Das modellierte Signal  $d(t)$  repräsentiert hierbei entweder die Führungsgröße oder eine Störung und dementsprechend stellt (5.11) entweder ein Führungs- oder ein Störgrößenmodell dar. Mit einer DGL der Form (5.11) lassen sich sehr viele verschiedene Führungs- und Störsignale modellieren. Darunter sind beispielsweise konstante, rampen- oder sinusförmige Signale. Durch Anwenden der Laplace-Transformation lässt sich (5.11) auch im Frequenzbereich anschreiben:

$$\underbrace{(s^n + \gamma_{n-1}s^{n-1} + \dots + \gamma_1s + \gamma_0)}_{N_d(s)}D(s) = f(0, s) \quad (5.12)$$

Hierbei ist  $D(s)$  die Laplace-Transformierte des Signals  $d(t)$  und  $f(0, s)$  ist ein Polynom in  $s$  das nur von den Anfangsbedingungen ( $d(0), \dot{d}(0), \ddot{d}(0), \dots$ ) abhängt.  $N_d(s)$  ist das charakteristische Polynom der DGL (5.11). Bringt man dieses Polynom auf die rechte Seite, erhält man mit

$$D(s) = \frac{f(0, s)}{N_d(s)} \quad (5.13)$$

schließlich eine gebrochen rationale Funktion in  $s$ , welche das modellierte Signal  $d(t)$  im Frequenzbereich beschreibt. Da  $N_d(s)$  im Nenner dieser Funktionen auftaucht, werden die Nullstellen von  $N_d(s)$  auch als Pole des Signalmodells bezeichnet. Im Weiteren wird angenommen, dass alle Pole des Signalmodells einen positiven oder verschwindenden Realteil aufweisen. Damit beschreibt die DGL (5.11) nur konstante und aufklingende Signale sowie Dauerschwingungen. Der Trivialfall abklingender Signale wird nicht betrachtet, da für solche Signale in einem stabilen Regelkreis ohnehin asymptotische Sollwertfolge bzw. Störunterdrückung gegeben ist. Es sei noch angemerkt, dass der Spezialfall aufklingender Signale jedoch eher theoretischer Natur ist. Um eine aufklingende Störung aus- oder eine aufklingende Führungsgröße einzuregeln, müsste die

Stellgröße des Systems für  $t \rightarrow \infty$  ins Unendliche wachsen. In der Praxis würde dies dauerhaft zur Sättigung oder Zerstörung des Systems führen. Eine aufklingende Störung könnte damit nur bis zum Eintreten der Sättigung bzw. Zerstörung des Systems ausgeregelt werden. Entsprechendes gilt für eine aufklingende Führungsgröße.

**Standardregelkreis** Für das Weitere betrachte man den in Abbildung 5.1 dargestellten Standardregelkreis. Die Strecke  $G(s)$  sei gegeben durch das Zählerpolynom  $Z_G(s)$  und das Nennerpolynom  $N_G(s)$ :

$$G(s) = \frac{Z_G(s)}{N_G(s)} \quad (5.14)$$

Der Regler habe die Form

$$R(s) = \frac{Z_R(s)}{\bar{N}_R(s)N_d(s)}, \quad (5.15)$$

wobei  $Z_R(s)$ ,  $\bar{N}_R(s)$  jeweils Polynome in  $s$  darstellen und  $N_d(s)$  das charakteristische Polynom des Signalmodells (5.11). Der Regler enthält somit die Pole Signalmodells. Unter diesen Voraussetzungen lassen sich die folgenden drei Übertragungsfunktionen des geschlossenen Regelkreises angeben:

$$S_o(s) = \frac{\bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s)}{\bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s) + Z_R(s)Z_G(s)} \quad (5.16)$$

$$S_i(s) = \frac{\bar{N}_R(s)N_d(s)Z_G(s)}{\bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s) + Z_R(s)Z_G(s)} \quad (5.17)$$

$$T(s) = \frac{Z_G(s)Z_R(s)}{\bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s) + Z_R(s)Z_G(s)} \quad (5.18)$$

$S_o(s)$  ist hierbei die Übertragungsfunktion von  $d_o(t)$  auf  $y(t)$ ,  $S_i(s)$  die Übertragungsfunktion von  $d_i(t)$  auf  $y(t)$  und  $T(s)$  die Führungsübertragungsfunktion von  $w(t)$  auf  $y(t)$ . Es sei darauf hingewiesen, dass im Zähler der Störübertragungsfunktionen  $S_o(s)$  und  $S_i(s)$  jeweils das charakteristische Polynom des Signalmodells,  $N_d(s)$ , auftaucht. Die Pole des Signalmodells sind somit Nullstellen von  $S_o(s)$  und  $S_i(s)$ . Nun sei weiter angenommen, dass die Polynome  $Z_R(s)$  und  $\bar{N}_R(s)$  des Reglers so gewählt wurden, dass alle Nullstellen des Polynoms

$$N_{GR}(s) = \bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s) + Z_R(s)Z_G(s) \quad (5.19)$$

einen negativen Realteil aufweisen. Der geschlossene Regelkreis ist damit stabil.

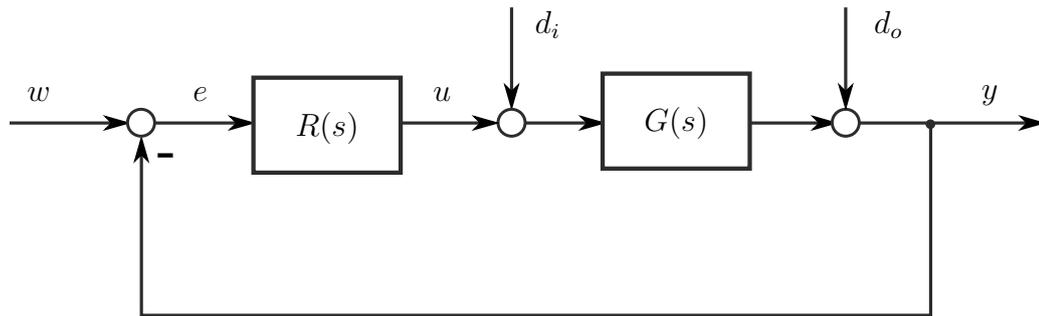


Abbildung 5.1: Standardregelkreis mit Führungsgröße  $w$ , Regelabweichung  $e$ , Stellgröße  $u$  und Systemausgang  $y$ .  $G(s)$  ist die zu regelnde Strecke und  $R(s)$  der hierfür eingesetzte Regler. Am Ein- und Ausgang der Strecke wirken die Störungen  $d_i$  und  $d_o$ .

**Führungs- und Störverhalten** Nun wird betrachtet, wie sich der geschlossene Regelkreis verhält, wenn eine Ausgangsstörung  $d_o(t)$ , eine Eingangsstörung  $d_i(t)$  oder eine Führungsgröße  $w(t)$  auf das System wirkt, die sich gemäß dem in (5.11) definierten Signalmodell beschreiben lässt.

Im Falle der **Ausgangsstörung** ergibt sich aus (5.13) und (5.16):

$$Y(s) = S_o(s)D(s) = \frac{\bar{N}_R(s)N_d(s)N_G(s)}{N_{GR}(s)} \frac{f(0,s)}{N_d(s)} = \frac{\bar{N}_R(s)N_G(s)f(0,s)}{N_{GR}(s)} \quad (5.20)$$

Man beachte, dass sich das charakteristische Polynom des Signalmodells,  $N_d(s)$ , aus diesem gebrochen rationalen Ausdruck heraus gekürzt hat und dass im Nenner nur das Polynom  $N_{GR}(s)$  stehen bleibt. Da angenommen wurde, dass  $N_{GR}(s)$  nur negative Wurzeln hat, konvergiert die inverse Laplace-Transformierte von  $Y(s)$  gegen Null. Die Störung  $d_o(t)$  wird demnach asymptotisch ausgeglichen,  $y(t \rightarrow \infty) = 0$ .

Im Falle einer **Eingangsstörung**  $d_i(t)$  ergibt sich

$$Y(s) = S_i(s)D(s) = \frac{\bar{N}_R(s)Z_G(s)f(0,s)}{N_{GR}(s)}, \quad (5.21)$$

sodass auch hier die Störung asymptotisch ausgeglichen wird,  $y(t \rightarrow \infty) = 0$ .

Abschließend wird der Fall betrachtet, dass sich die **Sollgröße**  $w(t)$  gemäß dem Signalmodell darstellen lässt. Für die Regelabweichung  $e(t) = w(t) - y(t)$  gilt dann im Frequenzbereich

$$E(s) = (1 - T(s))D(s) = S_o(s)D(s). \quad (5.22)$$

Damit klingt die Regelabweichung asymptotisch ab,  $e(t \rightarrow \infty) = 0$ . Das heißt, der Ausgang folgt der Führungsgröße asymptotisch,  $y(t) = w(t)$  für  $t \rightarrow \infty$ .

**Fazit** Ein Regler der Form (5.15) ist damit in der Lage

- 1) eine Eingangs- oder eine Ausgangsstörung ( $d_i(t)$ ,  $d_o(t)$ ) asymptotisch auszuregeln,  $y(t \rightarrow \infty) = 0$ , und
- 2) die Führungsgröße  $w(t)$  asymptotisch einzuregeln,  $y(t) \rightarrow w(t)$ ,

sofern sich die Signale  $d_i(t)$ ,  $d_o(t)$ ,  $w(t)$  durch ein Signalmodell beschreiben lassen, dessen Polstellen gerade den Nullstellen des Polynoms  $N_d(s)$  entsprechen. Der Regler muss somit ein Modell der Störung bzw. der Sollgröße beinhalten. Dies veranschaulicht das Grundprinzip einer Regelung nach dem IMP.

Neben der eben vorgestellten Methode gibt es viele weitere Möglichkeiten einen IMP-Regler auslegen. Im Folgenden wird eine dieser Methoden herausgegriffen und vorgestellt. Dabei handelt es sich um eine spezielle Form der Zustandsregelung, die bereits erfolgreich zur aktiven Dämpfung von motorinduzierten Schwingungen eingesetzt wurde. Für eine Übersicht weiterer Ansätze zur Regelung nach dem IMP sei zudem auf [25] (Abschnitt 2.3.2) verwiesen.

### 5.3.1.2 Zustandsregelung mit Störbeobachter

Gegeben sei eine Strecke (SISO), die durch ein linear-zeitinvariantes Zustandsraummodell der Form

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} (u(t) + d(t)) \\ y(t) &= \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t)\end{aligned}\tag{5.23}$$

beschrieben wird.  $u(t)$  ist der Systemeingang,  $y(t)$  der Ausgang und  $d(t)$  eine auf den Eingang wirkende Störung.  $\mathbf{x}(t)$  ist der Zustandsvektor des Systems. Unter der Annahme, dass die Strecke stabil ist, wäre augenscheinlich

$$u(t) = -d(t)\tag{5.24}$$

das ideale Regelgesetz um die Störung zu kompensieren. Falls die Strecke (5.23) hingegen instabil ist, könnte man das ideale Regelgesetz um eine stabilisierende Zustandsrückführung erweitern:

$$u(t) = -d(t) - \mathbf{r}^T \mathbf{x}(t)\tag{5.25}$$

Der Anschaulichkeit halber wird daher im Weiteren von einer stabilen Strecke ausgegangen, für die (5.24) das ideale Regelgesetz darstellt. Falls die Störung  $d(t)$  nicht bekannt bzw. nicht messbar ist, kann das ideale Regelgesetz (5.24) nicht umgesetzt werden. In diesem Fall kann man versuchen, die Störung mit einem Störbeobachter zu schätzen. Dazu wird nun angenommen, dass sich die Störung durch ein autonomes

Zustandsraummodell der Form

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_d(t) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(t) \\ d(t) &= \mathbf{c}_d^T \mathbf{x}_d(t)\end{aligned}\quad (5.26)$$

darstellen lässt. Ein solches Zustandsraummodell lässt sich immer angeben, wenn die Störung dem im letzten Abschnitt eingeführten Signalmodell (5.13) genügt. Dies wird deutlich, wenn man das Störmodell (5.26) durch die Laplace-Transformation in den Frequenzbereich überführt:

$$D(s) = \mathbf{c}_d^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)^{-1} \mathbf{x}_d(0) = \frac{\mathbf{c}_d^T \text{Adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) \mathbf{x}_d(0)}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)} \triangleq \frac{f(0, s)}{N_d(s)} \quad (5.27)$$

Die Matrix  $\text{Adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)$  ist hierbei die Adjunkte der Matrix  $(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)$  und  $\mathbf{x}_d(0)$  ist der Anfangszustand der Störung. Mit den Definitionen

$$f(0, s) := \mathbf{c}_d^T \text{Adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) \mathbf{x}_d(0) \quad (5.28)$$

$$N_d(s) := \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) \quad (5.29)$$

weist  $D(s)$  dieselbe Struktur auf, wie das Signalmodell (5.13). Es sei darauf hingewiesen, dass das charakteristische Polynom der Störung,  $N_d(s)$ , in diesem Fall durch die Determinante  $\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)$  beschrieben wird. Die Eigenwerte der Matrix  $\mathbf{A}_d$  entsprechen somit den Polen des Störmodells.

Nun wird die Strecke um das Störmodell erweitert:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{b}\mathbf{c}_d^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}_d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u(t) \quad (5.30)$$

Für dieses erweiterte System wird nun ein Beobachter entworfen

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{b}\mathbf{c}_d^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{l}_1 \\ \mathbf{l}_2 \end{bmatrix} (y(t) - \mathbf{c}^T \hat{\mathbf{x}}(t)), \quad (5.31)$$

welcher die Strecken- und die Störzustände schätzt. Mit der geschätzten Störung kann dann das Regelgesetz (5.24) ausgewertet werden:

$$u(t) = -\hat{d}(t) = - \begin{bmatrix} \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_d^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Setzt man dieses Regelgesetz in den Beobachter (5.31) ein, erhält man schließlich den folgenden beobachterbasierten Zustandsregler:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{l}_1 \mathbf{c}^T & \mathbf{0} \\ -\mathbf{l}_2 \mathbf{c}^T & \mathbf{A}_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{l}_1 \\ \mathbf{l}_2 \end{bmatrix} y(t) \\ u(t) &= - \begin{bmatrix} \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_d^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.33)$$

Die Beobachtbarkeit der Streckenzustände wurde an dieser Stelle vorausgesetzt. Sofern sich die Störung  $d(t)$  auf den Ausgang  $y(t)$  auswirkt, kann auch von der Beobachtbarkeit der Störzustände ausgegangen werden. In diesem Fall lässt sich der Beobachter durch die Wahl der Beobacherverstärkung  $\mathbf{l} = [\mathbf{l}_1^T, \mathbf{l}_2^T]^T$  so einstellen, dass die geschätzte Störung asymptotisch gegen die wahre strebt,  $\hat{d}(t) \rightarrow d(t)$ . Der Einfluss der Störung wird somit durch den Zustandsregler asymptotisch ausgeglichen,  $y(t \rightarrow \infty) = 0$ .

**Analogie zu IMP-Regelung** Plausibilisieren lässt sich dieses Verhalten durch die folgende Analogie zum *Inneres-Modell-Prinzip*. Hierzu wird die Übertragungsfunktion des entworfenen Reglers (5.33) im Frequenzbereich angeschrieben:

$$\begin{aligned} R(s) &= -\frac{U(s)}{Y(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_d^T \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{c}}^T} \underbrace{\begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{l}_1 \mathbf{c}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{l}_2 \mathbf{c}^T & s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d \end{bmatrix}^{-1}}_{\bar{\mathbf{A}}(s)^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{l}_1 \\ \mathbf{l}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{l}} \\ &= \frac{\bar{\mathbf{c}}^T \text{Adj}(\bar{\mathbf{A}}(s)) \mathbf{l}}{\det(\bar{\mathbf{A}}(s))} \end{aligned}$$

Der Ausdruck  $\text{Adj}(\bar{\mathbf{A}}(s))$  ist hierbei die Adjunkte der Matrix  $\bar{\mathbf{A}}(s)$ . Da  $\bar{\mathbf{A}}(s)$  eine Blockdreiecksmatrix darstellt, lässt sich der Ausdruck für  $R(s)$  weiter vereinfachen:

$$R(s) = \frac{\bar{\mathbf{c}}^T \text{Adj}(\bar{\mathbf{A}}(s)) \mathbf{l}}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{l}_1 \mathbf{c}^T) \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)} \quad (5.34)$$

Man beachte, dass im Nenner dieses Ausdrucks der Term  $\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)$  und damit das charakteristische Polynom des Störmodells auftritt. Damit sind die Eigenwerte des Störmodells gleichzeitig auch Pole des Reglers. Nach Abschnitt 5.3.1.1 stellt (5.33) somit einen IMP-Regler dar.

### 5.3.1.3 Störgrößenbeobachter zur Kompensation periodischer Störungen

Nach dem eben eingeführten Prinzip lassen sich auch periodische Störungen kompensieren. Dafür wird allerdings ein Modell der periodischen Störung benötigt. Ein solches Modell wird im Folgenden hergeleitet. Wir betrachten dazu zunächst den Spezialfall einer sinusförmigen Störung. Eine sinusförmige Störung  $d_i(t)$  lässt sich i.A. durch ein Zustandsraummodell der Form

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{d,i}(t) &= \mathbf{A}_{d,i}(t) \mathbf{x}_{d,i}(t) \\ d_i(t) &= \mathbf{c}_{d,i}^T \mathbf{x}_{d,i}(t) \end{aligned} \quad (5.35)$$

mit den Matrizen

$$\mathbf{A}_{d,i}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{d,i}(t) \\ -\omega_{d,i}(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{d,i}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

beschreiben [17]. Dieses Modell beschreibt eine sinusförmige Störung mit zeitveränderlicher Frequenz  $\omega_{d,i}(t)$  und damit eine Störung der Form (5.3) (S.113). Für  $\omega_{d,i} = \text{const}$  ergibt sich daraus der Spezialfall einer sinusförmigen Störung mit konstanter Frequenz (vgl. (5.2), S.113). Der Anfangszustand  $\mathbf{x}_{d,i}(t=0)$  legt i.A. die Amplitude und die Phase des Sinus fest.

Wie kommt man nun vom Modell einer sinusförmigen Störung zu einem Modell für eine beliebige periodische Störung? Die Antwort darauf wird klar, wenn man sich folgende Tatsache vor Augen führt: Ein periodisches Signal lässt sich durch die Fouriertransformation immer in eine Summe von sinusförmigen Signalen zerlegen. Im Umkehrschluss heißt dies, dass eine periodische Störung immer auch als Überlagerung mehrerer Störungen der Form ((5.35), (5.36)) dargestellt werden kann. Für den Fall, dass sich eine periodische Störung  $d(t)$  aus  $N$  solcher sinusförmiger Störungen zusammensetzt, ergibt sich mit den Matrizen

$$\mathbf{A}_d(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{d,1}(t) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{A}_{d,N}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_d^T = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{d,1}^T & \cdots & \mathbf{c}_{d,N}^T \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

schließlich ein Modell, welches die periodische Störung beschreibt. Das Modell besitzt die in (5.26) definierte Struktur. Für dieses Störmodell kann nun ein IMP-Regler entworfen werden. Dabei werden im Folgenden der zeitinvariante und der zeitvariante Fall unterschieden.

**Zeitinvarianter Fall** Falls die Störfrequenzen  $\omega_{d,1}, \dots, \omega_{d,N}$  zeitlich konstant sind, ist die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}_d$  des Störmodells zeitinvariant. Für diesen Fall kann mit der im letzten Abschnitt beschriebenen Vorgehensweise ein beobachterbasierter Zustandsregler entworfen werden, welcher die Störung asymptotisch ausregelt.

**Zeitvarianter Fall** Sind die Störfrequenzen  $\omega_{d,1}(t), \dots, \omega_{d,N}(t)$  hingegen nicht konstant, ist der vorgestellte zeitinvariante Reglerentwurf nicht sinnvoll. Eine solche Problemstellung liegt bspw. vor, wenn die Störung von einem Verbrennungsmotor verursacht wird. Die Anregungsfrequenzen eines Verbrennungsmotor hängen von der Zündfrequenz und damit von der aktuellen Drehzahl ab. Sie sind somit zeitvariant. In [6] wird daher für die Aktive Schwingungsdämpfung an einem Motorlager ein erweiterter Ansatz vorgestellt: Die Autoren schlagen einen Störbeobachter vor, der strukturell

nahezu dem eingeführten Beobachter (5.31) entspricht. Um dem zeitveränderlichen Charakter der Störung gerecht zu werden, wird der Beobachter in [6] jedoch schaltend ausgeführt. Dieser Ansatz wird nun kurz vorgestellt. Es sei allerdings darauf hingewiesen, dass der Beobachter in [6] in zeitdiskreter Form angegeben wird. Aus Gründen der Konsistenz wird der Ansatz hier in zeitkontinuierlicher Form geschildert.

Für das Folgende wird angenommen, dass die einzelnen Störfrequenzen gemäß

$$\omega_{d,i}(t) = i\omega_o(t), \quad i = 1, \dots, N \quad (5.38)$$

ganze Vielfache einer zeitveränderlichen Grundfrequenz  $\omega_o(t)$  darstellen. Die Frequenz  $\omega_o(t)$  entspricht hierbei der Grundharmonischen der Anregung. Im Fahrzeug wäre dies die aktuelle Zündfrequenz des Motors. Unter dieser Annahme lässt sich die Dynamikmatrix des Störmodells (5.37) als Funktion der Grundfrequenz angeben,  $\mathbf{A}_d = \mathbf{A}_d(\omega_o(t))$ . Das erweiterte System aus Strecke und Störmodell ergibt sich in diesem Fall zu (vgl. (5.30)):

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{bc}_d^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_d(\omega_o(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}_d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u(t) \quad (5.39)$$

Hierbei wurde die Matrix  $\mathbf{A}_d(\omega_o(t))$  farblich hervorgehoben um die Zeitabhängigkeit der erweiterten Strecke zu verdeutlichen. In [6] wird nun für diese erweiterte Strecke ein Beobachter der Form

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{bc}_d^T \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_d(\omega_o(t)) \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_o(\omega_o(t))} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_d(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_o} u(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{l}_1 \\ \mathbf{l}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{I}} (y(t) - \mathbf{c}^T \hat{\mathbf{x}}(t)), \quad (5.40)$$

angesetzt. Strukturell ist dieser Beobachter identisch zu dem zeitinvarianten Beobachter (5.31). Die farbliche Hervorhebung verdeutlicht jedoch, dass der Beobachter nun von der zeitveränderlichen Frequenz  $\omega_o(t)$  abhängt. Mit einer konstanten Beobachterverstärkung  $\mathbf{I}$  kann daher i.A. nicht sichergestellt werden, dass der Beobachter für alle möglichen Verläufe von  $\omega_o(t)$  stabil ist.

Um der Zeitabhängigkeit der Strecke gerecht zu werden, wird der Beobachter in [6] daher schaltend ausgeführt. Die Autoren gehen hierbei davon aus, dass sich die Frequenz  $\omega_o(t)$  nur langsam ändert – dies ist gleichbedeutend mit der Annahme, dass sich die Drehzahl des Verbrennungsmotors nur langsam ändert – und schlagen daher den folgenden Entwurf vor: Für verschiedene, festgehaltene Frequenzen  $\omega_o = const$  wird jeweils ein stabilisierende Beobachtermatrix  $\mathbf{I}$  berechnet. Im Betrieb wird dann abhängig von der aktuellen Frequenz  $\omega_o(t)$  zwischen den verschiedenen Beobachterverstärkungen geschaltet. Aus dem geschätzten Zustand wird anschließend mit dem Regelgesetz

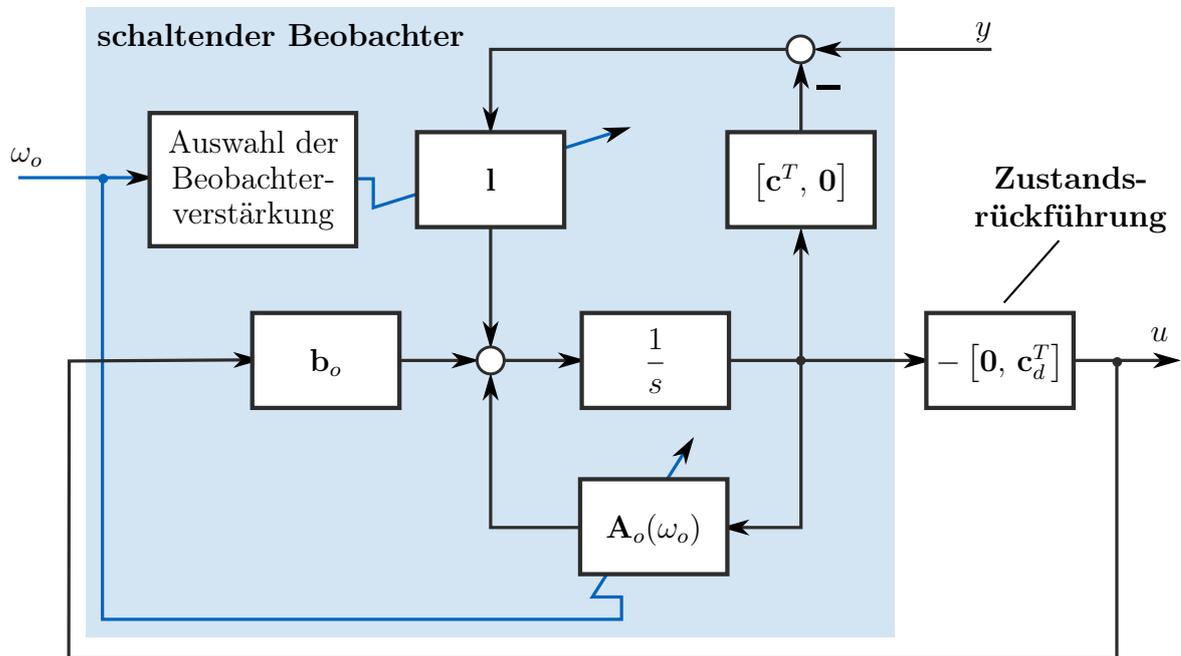


Abbildung 5.2: Zustandsrückführung mit schaltendem Störbeobachter nach [6].

(5.32) die Stellgröße berechnet. Die Struktur dieses schaltenden Beobachters und der darauf basierenden Zustandsregelung sind in Abbildung 5.2 veranschaulicht.

**Diskussion des Ansatzes** Obwohl die Stabilität des in [6] vorgeschlagenen Ansatzes formal nicht gezeigt wird, weisen die Autoren anhand von Simulationen und Fahrzeugmessungen eine deutliche Reduktion der motorinduzierten Schwingungen nach. Selbst bei veränderlicher Drehzahl wird im Fahrzeug eine deutliche Verringerung der Geräuschkulisse erzielt. Der Ansatz erscheint daher auch für das eZMS interessant. Ein Nachteil, den der Ansatz jedoch mit sich bringt, ist die starke Modellabhängigkeit. Um den vorgeschlagenen Beobachter zu implementieren wird ein zeitinvariantes Modell der Strecke benötigt. Wie bereits geschildert (vgl. Abschnitt 4.5), variieren die Steifigkeit und die Dämpfung des eZMS-Versuchsträgers jedoch stark über dem Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors. Der mechanische Aufbau des eZMS kann daher nur am stationären Arbeitspunkt zeitinvariant beschrieben werden. Für Versuche am stationären Arbeitspunkt wäre eine Umsetzung des hier vorgeschlagenen Regelungsansatzes daher prinzipiell möglich. Erschwerend hinzu kommt jedoch, dass die Steifigkeit und Dämpfung des Versuchsträgers a priori nicht bekannt waren, sondern erst basierend auf Messdaten identifiziert werden mussten. Für den eZMS-Versuchsträger sollte daher ein Regler entwickelt werden, der eine möglichst geringe Abhängigkeit von a priori unbekanntem Modellparametern aufweist. Der in [6] vorgeschlagene modellba-

sierte Ansatz wurde daher nicht implementiert.

### 5.3.2 Adaptive Steuerungsansätze

In Abgrenzung zu den bisher diskutierten Regelungsansätzen werden nun adaptive Steuerungsansätze zur Kompensation periodischer Störungen vorgestellt. Hierfür sei zunächst noch einmal der grundlegende Unterschied zwischen einer Steuerung und einer Regelung herausgestellt: Eine reine Steuerung weist anders als eine Regelung keine Rückführschleife auf und hat dadurch den Vorteil, dass sie ein stabiles System nicht destabilisieren kann. Im Vergleich zur Regelung ist die Performance einer Steuerung allerdings weniger robust, da eine reine Steuerung nicht in der Lage ist, nicht modellierte Störungen oder Streckenungenauigkeiten zu kompensieren. Um diesen Nachteil abzuschwächen, werden die meisten Steuerungsansätze zur Kompensation periodischer Störungen adaptiv ausgeführt. Solche Ansätze werden dann auch als adaptive Störgrößenaufschaltungen (ASGAs) bezeichnet. Die Adaption erfolgt hierbei in Abhängigkeit des rückgeführten Systemausgangs. Durch die Rückführung stellt eine ASGA keine reine Steuerung mehr dar. Dies äußert sich u.a. dadurch, dass eine ASGA, anders als eine reine Steuerung, zu einer Destabilisierung des Systems führen kann. Wie bereits erwähnt wurde, verschwimmt hier die Grenze zwischen Steuerung und Regelung. Besonders deutlich wird dies bei der Klasse von ASGAs, die in Abschnitt 5.3.2.2 vorgestellt wird. Im Folgenden wird zwischen zwei Klassen von ASGAs unterschieden: Zunächst werden ASGAs betrachtet, bei denen die Störung gemessen werden muss und danach ASGAs, die ohne eine Messung der Störung auskommen.

#### 5.3.2.1 Adaptive Störgrößenaufschaltung mit Messung der Störung

Nach [50] stellen adaptive Störgrößenaufschaltungen einen sehr häufig eingesetzten Ansatz zur Kompensation von Schwingungen dar. Viele dieser ASGAs basieren dabei auf einer Messung der Störung. Die prinzipielle Struktur dieser Klasse von ASGAs ist in Abbildung 5.3 dargestellt. Die Störung  $d(t)$  wird hierbei über die primäre Strecke  $P(s)$  übertragen und führt an deren Ausgang zu unerwünschten Schwingungen. Um diese Schwingungen zu kompensieren, wird die Störung gemessen und über einen zweiten Übertragungspfad negiert aufgeschaltet. Der zweite Übertragungspfad besteht aus einem Filter  $W(s)$  und der sekundären Strecke  $S(s)$ . Die sekundäre Strecke  $S(s)$  entspricht hierbei der Übertragungsfunktion von der Stellgröße  $u(t)$  auf das auszulöschende Signal  $y(t)$ . In  $S(s)$  kann bspw. die Dynamik des Aktors berücksichtigt werden. Damit es zu einer Kompensation der Störung kommt, muss das Filter  $W(s)$  geeignet gewählt werden. Aus dem Blockschaltbild wird klar, dass es genau dann zu einer

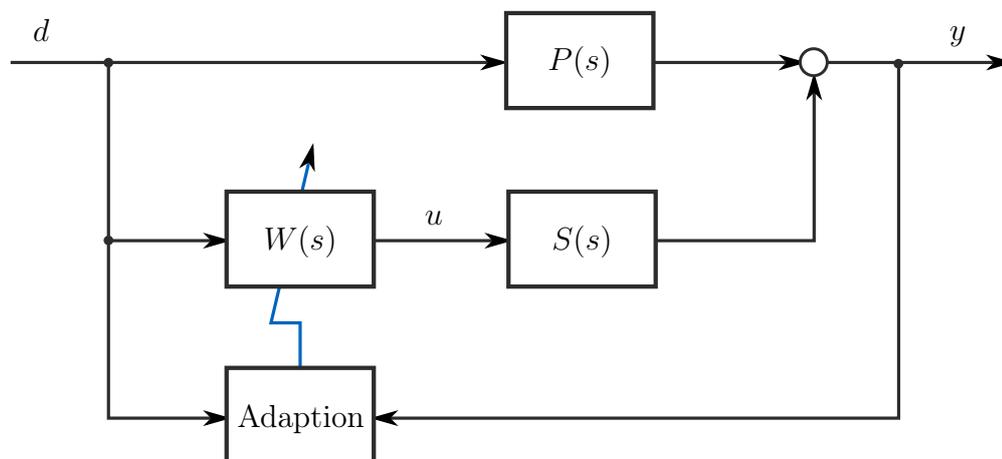


Abbildung 5.3: ASGA mit primärer Strecke  $P(s)$ , sekundärer Strecke  $S(s)$  und der Störgrößenfilter  $W(s)$ .  $d$ ,  $u$  und  $y$  sind die Störung, die Stellgröße und der Ausgang des Systems.

Kompensation der Störung kommt, wenn der untere Übertragungspfad der negativen primären Strecke entspricht:

$$W(s)S(s) \stackrel{!}{=} -P(s) \quad (5.41)$$

Ist dies erfüllt wird die Störung  $d$  für alle Zeiten vom Ausgang  $y$  ferngehalten. Aus (5.41) ergibt sich direkt eine Forderung an das ideale Filter  $W(s)$ :

$$W(s) = -P(s)S(s)^{-1} \quad (5.42)$$

Man spricht hierbei vom „idealen“ Filter, da sich dieses Filter unter Umständen nicht realisieren lässt. Zum einen muss für die Umsetzung dieses Filters die sekundäre Strecke  $S(s)$  invertiert werden. Falls  $S(s)$  nicht-minimalphasig ist, d.h. falls  $S(s)$  Nullstellen in der rechten komplexen Halbebene aufweist, ist die Inverse  $S(s)^{-1}$  instabil. Folglich wäre dann auch das resultierende Filter  $W(s)$  instabil und damit nicht umsetzbar. Eine weitere Bedingung für die Realisierbarkeit von  $W(s)$  ist, dass der Zählergrad von  $W(s)$  natürlich nicht größer sein darf als der Nennergrad. Übertragungsfunktionen die diese Forderung nicht erfüllen sind i.A. technisch nicht realisierbar. Dies bedeutet, dass der relative Grad<sup>4</sup> von  $P(s)$  nicht kleiner sein darf, als der relative Grad von  $S(s)$ . Diese Forderung lässt sich sehr anschaulich interpretieren, wenn man bedenkt, dass der relative Grad ein Maß für die zeitliche Verzögerung einer Strecke darstellt: Weist die Strecke  $P(s)$  einen kleineren relativen Grad und damit eine kleinere Verzögerung auf als die Strecke  $S(s)$ , müsste das Filter  $W(s)$  theoretisch Zeit aufholen. Das ideale

<sup>4</sup> relativer Grad = Nennergrad - Zählergrad; häufig auch Differenzgrad genannt

Filter (5.42) wäre in diesem Fall nicht-kausal und folglich nicht realisierbar. Es sei angemerkt, dass dieses Problem bei periodischen Störungen behoben werden könnte, in dem man das ideale Filter um ein verzögerndes Glied, wie bspw. eine Totzeit  $T$ , erweitert:

$$\hat{W}(s) = W(s)e^{-Ts} \quad (5.43)$$

Wählt man die Totzeit  $T$  groß genug, lässt sich auf diese Weise immer ein kausales und damit realisierbares Filter  $\hat{W}(s)$  erzeugen. Stellt die Totzeit zudem ein Vielfaches der Periode des Störsignals dar, lässt sich auch mit diesem Filter die Störung kompensieren.

Eine weitere Restriktion der idealen Störgrößenaufschaltung (5.42) ist, dass sie sehr sensitiv bezüglich Modellgenauigkeit ist. Dies wird klar, wenn man sich folgende Tatsache vor Augen führt: Um die Schwingung am Ausgang  $y(t)$  im Vergleich zum ungedämpften Fall um 20 dB zu reduzieren, muss die Amplitude der über den sekundären Pfad erzeugten Kompensationsschwingung auf 1 dB genau sein [24]. Die Phase der Kompensationsschwingung muss zudem eine Genauigkeit von  $5^\circ$  aufweisen. Die beiden Strecken  $P(s)$  und  $S(s)$  müssen daher sehr genau bekannt sein und dürfen sich zudem über der Zeit nicht verändern. Auf Grund dieser Tatsache und der zuvor genannten Einschränkungen ist eine zeitinvariante Störgrößenaufschaltung der Form (5.42) für den Einsatz im Fahrzeug nicht geeignet [32].

Häufig wird die Störgrößenaufschaltung daher adaptiv ausgeführt (vgl. Abb. 5.3). Dabei werden die Parameter des Filters  $W(s)$  in Abhängigkeit der gemessenen Störung  $d(t)$  und des rückgeführten Ausgangs  $y(t)$  der Art adaptiert, dass sich eine möglichst gute Störunterdrückung einstellt. Der wohl gängigste Algorithmus zur Adaption der Filterparameter ist unter dem Namen *Filtered-x-LMS* (FxLMS) bekannt. Dieser Algorithmus wird ausführlich in [23] beschrieben. Durch die Adaption stellen Modellungenauigkeiten oder ein zeitliche Veränderung der Strecken  $P(s)$  und  $S(s)$  kein Problem mehr dar. Zudem ist man bei Wahl der Struktur des Filters  $W(s)$  etwas freier, wodurch das Problem der Realisierbarkeit dieses Filters umgangen werden kann. Abschließend sei angemerkt, dass die Struktur in Abbildung 5.3 trotz der Rückführung des Ausgangs  $y(t)$  als adaptive Steuerung und nicht als Regelung verstanden wird [50]. Begründet wird dies dadurch, dass das rückgeführte Signal  $y(t)$  sich nicht direkt auf die Stellgröße auswirkt, sondern nur benutzt wird, um die Filterparameter einzustellen.

**Diskussion** Als Vorteil von ASGAs ist generell zu nennen, dass sie oft recht einfach zu implementieren und zudem recht robust gegen Modellungenauigkeiten sind. Nach [6] stellen ASGAs den am häufigsten vorkommenden Ansatz der Aktiven Schwingungsdämpfung dar. Die Autoren geben hierfür eine Vielzahl von Quellen an, in denen ASGAs bereits erfolgreich eingesetzt wurden. Als potentieller Nachteil der hier

vorgestellten Klasse von ASGAs ist jedoch zu nennen, dass sich ihr Verhalten i.A. nicht unabhängig von den Eingangssignalen  $(d(t), y(t))$  beurteilen lässt. Dadurch ist es schwierig, bereits offline eine Aussage über die Stabilität und die Konvergenzgeschwindigkeit der Adaption zu treffen. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Störung  $d(t)$  gemessen werden muss, wofür i.A. ein zusätzlicher, Kosten verursachender Sensor benötigt wird. In der Automobilindustrie werden daher nicht-adaptive Regelungsansätze bevorzugt, bei denen sich die Stabilität unabhängig von den Eingangssignalen bewerten lässt und bei denen zudem auf die Messung der Störung verzichtet werden kann [6]. Im nächsten Abschnitt wird jedoch eine weitere Klasse von ASGAs vorgestellt, welche die hier genannten Nachteile nicht aufweist, die genannten Vorteile allerdings dennoch mit sich bringt.

### 5.3.2.2 Adaptive Störgrößenaufschaltung ohne Messung der Störung

In diesem Abschnitt wird eine weitere Klasse von ASGAs vorgestellt, die speziell für periodische Störungen eingesetzt werden kann, dabei aber ohne eine Messung der Störung auskommt. Diese Klasse wird im Folgenden etwas detaillierter vorgestellt, da ein Vertreter daraus schließlich für den eZMS-Versuchsträger implementiert wurde. Durch die ausführliche Darstellung soll zum einen die Wahl der schließlich am Prüfstand umgesetzten ASGA motiviert werden. Zum anderen sollen alle relevanten Grundlagen vermittelt werden, die für eine problemspezifische Umsetzung der ASGA am Prüfstand wichtig waren. Die problemspezifische Umsetzung wird anschließend in Abschnitt 5.4 beschrieben.

**Annahmen** Gegeben sei eine stabile, linear-zeitinvariante Strecke  $G(s)$ , deren Zustandsraumdarstellung gegeben ist durch

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}(u(t) + d(t)) \\ y(t) &= \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t)\end{aligned}\tag{5.44}$$

Wie in der Zustandsdifferentialgleichung zu erkennen, wirke eine Störung  $d(t)$  additiv auf den Systemeingang  $u(t)$ . Im Weiteren wird angenommen, dass  $d(t)$  eine sinusförmige Störung mit zeitveränderlicher Frequenz  $\omega_d(t)$  darstellt (vgl. (5.3)):

$$d(t) = a \sin(\alpha_d(t)) + b \cos(\alpha_d(t)), \quad \dot{\alpha}_d(t) := \omega_d(t).\tag{5.45}$$

Schließlich wird noch angenommen, dass entweder der Winkel  $\alpha_d(t)$  direkt gemessen wird oder zumindest die Frequenz  $\omega_d(t)$ , wobei in letzterem Fall  $\alpha_d(t)$  durch Integration von  $\omega_d(t)$  bestimmt werden kann.

**Ideales Stellgesetz zur Kompensation der Störung** Um dem Charakter der Störung gerecht zu werden, bietet sich intuitiv ein Stellgesetz der Form

$$u(t) = \theta_2 \sin(\alpha_d(t)) + \theta_1 \cos(\alpha_d(t)) \quad (5.46)$$

an. Da dieses Stellgesetz nur von den Parametern  $(\theta_1, \theta_2)$  sowie vom Winkel  $\alpha_d(t)$  abhängt, stellt es zunächst keine Regelung sondern eine Steuerung dar. Mit der Wahl von

$$\theta_2 = -a, \quad \theta_1 = -b \quad (5.47)$$

würde dieses Stellgesetz zu einer vollständigen Kompensation der Eingangsstörung  $d(t)$  führen. Mit dieser Parameterwahl wäre (5.46) dementsprechend die ideale Störgrößenaufschaltung für eine Störung der Form (5.45). Für eine Umsetzung der idealen Störgrößenaufschaltung müssten allerdings die Parameter  $a$  und  $b$  bekannt sein. Da hier jedoch davon ausgegangen wird, dass die Störung nicht gemessen wird, sind diese beiden Parameter unbekannt und daher ist die ideale Störgrößenaufschaltung ((5.46),(5.47)) nicht umsetzbar. Zur Lösung dieses Problems bietet es sich nun an, die Störgrößenaufschaltung (5.46) adaptiv auszuführen. Die Problemstellung liegt dann darin, dass ein geeigneter Adaptionsalgorithmus gefunden werden muss, welcher die Parameter des Regelgesetzes gegen die optimalen Parameter (5.47) konvergieren lässt. In [17] werden für diese Aufgabe drei verschiedene Adaptionsalgorithmen vorgeschlagen. Einer dieser Algorithmen ist das sog. *Pseudo-Gradienten-Verfahren*<sup>5</sup>. Da dieser Algorithmus ein paar sehr nützliche Eigenschaften mit sich bringt, wird er nun herausgegriffen und im Folgenden vorgestellt.

**Pseudo-Gradienten-Verfahren** Mit den Definitionen

$$\mathbf{w}(t) := \begin{bmatrix} \cos(\alpha_d(t)) \\ \sin(\alpha_d(t)) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}(t) := \begin{bmatrix} \theta_1(t) \\ \theta_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

lautet das relativ einfache Adaptionsgesetz des *Pseudo-Gradienten-Verfahrens*:

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}(t) = -g \mathbf{w}(t) y(t) \quad (5.49)$$

Hierbei ist  $g$  eine skalare Adaptionsverstärkung und  $y(t)$  der rückgeführte Ausgang der Strecke. Der Grund weswegen dieses Adaptionsgesetz als *Pseudo-Gradienten-Verfahren* bezeichnet wird, ist der, dass es für den Spezialfall  $G(s) \stackrel{!}{=} 1$  ein Gradienten-Verfahren darstellen würde [17]. Kombiniert man das Adaptionsgesetz (5.49) mit dem Stellgesetz (5.46) erhält man schließlich eine ASGA, welche die in Abbildung 5.4 dargestellte

---

<sup>5</sup> im Englischen: pseudo-gradient-algorithm

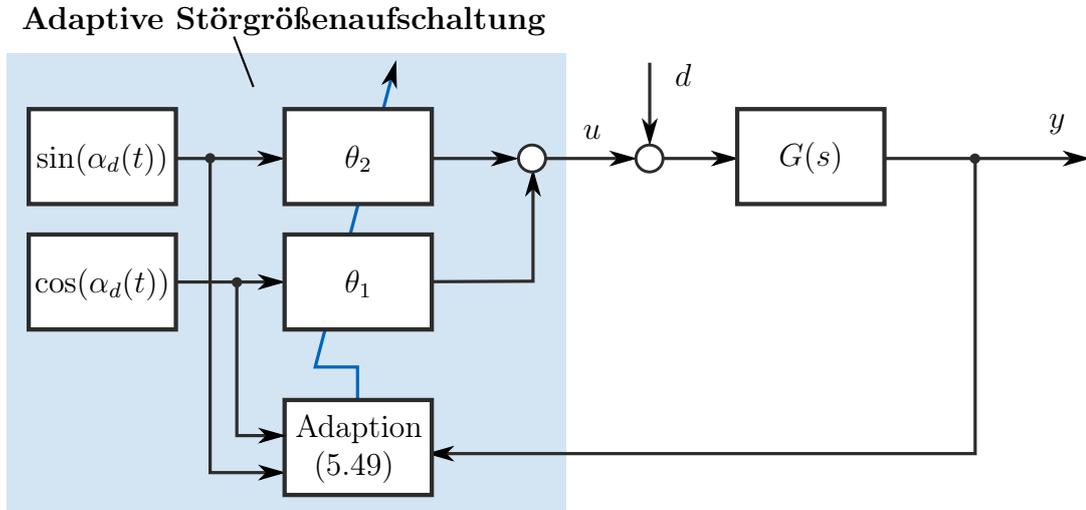


Abbildung 5.4: ASGA ohne Messung der Störung.  $G(s)$  ist die Strecke,  $d$  die Störung,  $u$  die Stellgröße und  $y$  der Streckenausgang.

Struktur aufweist. Es lässt sich zeigen, dass das in Abbildung 5.4 dargestellte Gesamtsystem stabil ist und dass die Parameter  $\theta_1$  und  $\theta_2$  gegen die optimalen Parameter  $-b$  bzw.  $-a$  konvergieren, sofern die Adaptionsverstärkung  $g$  positiv gewählt wird und die Strecke  $G(s)$  gleichzeitig die Eigenschaft *strictly-positive-real* (SPR) aufweist [17]. Für eine mathematische Definition der SPR-Forderung sei auf [42] (Abschnitt 2.6.2) verwiesen. In einfachen Worten bedeutet diese Forderung, dass die Strecke stabil und der Realteil von  $G(j\omega)$  immer größer Null sein muss. Da die Bedingung an den Realteil sehr restriktiv ist, wird die SPR-Forderung allerdings nur von sehr wenig realen Systemen erfüllt. Daher kann das genannte Stabilitätskriterium meist nicht angewandt werden. Im Folgenden wird jedoch gezeigt, dass sich die ASGA ((5.46),(5.49)) äquivalent durch einen linear-zeitvarianten Regler beschreiben lässt, der nach dem *Inneres-Modell-Prinzip* aufgebaut ist. Durch diese ursprünglich in [17] vorgestellte Äquivalenz lässt sich die Stabilität der ASGA selbst bei Strecken beurteilen, welche die SPR-Bedingung nicht erfüllen.

**Äquivalenz zu einem linear-zeitvarianten IMP-Regler** In [17] wird gezeigt, dass sich die ASGA

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{\theta}}(t) &= -g \mathbf{w}(t) y(t) \\ u(t) &= \mathbf{w}(t)^T \boldsymbol{\theta}(t)\end{aligned}\tag{5.50}$$

mit  $\mathbf{w}(t)$  und  $\boldsymbol{\theta}(t)$  gemäß (5.48) äquivalent durch einen linear-zeitvarianten Regler mit der Zustandsdarstellung

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_R(t) &= \mathbf{A}_d(t)\mathbf{x}_R(t) - \mathbf{b}_d y(t) \\ u(t) &= \mathbf{c}_d^T \mathbf{x}_R(t)\end{aligned}\quad (5.51)$$

beschreiben lässt. Die Systemmatrizen des Reglers sind dabei gegeben durch

$$\mathbf{A}_d(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_d(t) \\ -\omega_d(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_d^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.52)$$

Diese Aussage bedeutet, dass das Übertragungsverhalten von  $y(t)$  auf  $u(t)$  durch (5.50) und (5.51) äquivalent beschrieben wird.

**Beweis:** Für den Beweis dieser Aussage wird die lineare Abbildung  $\mathbf{x}_R(t) = \mathbf{R}(t)\boldsymbol{\theta}(t)$  mit der Transformationsmatrix

$$\mathbf{R}(t) = \begin{bmatrix} \sin(\alpha_d(t)) & -\cos(\alpha_d(t)) \\ \cos(\alpha_d(t)) & \sin(\alpha_d(t)) \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

eingeführt. Da  $\mathbf{R}(t)$  für beliebige  $\alpha_d(t)$  regulär ist, ist diese lineare Abbildung zu jedem Zeitpunkt umkehrbar,  $\boldsymbol{\theta}(t) = \mathbf{R}(t)^{-1}\mathbf{x}_R(t)$ . Die Inverse von  $\mathbf{R}(t)$  ist hierbei gegeben durch  $\mathbf{R}(t)^{-1} = \mathbf{R}(t)^T$ . Mit

$$\dot{\mathbf{R}}(t) = \frac{d}{dt}\mathbf{R}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_d(t)) & \sin(\alpha_d(t)) \\ -\sin(\alpha_d(t)) & \cos(\alpha_d(t)) \end{bmatrix} \omega_d(t) \quad (5.54)$$

folgt für die Ableitung des Zustands  $\mathbf{x}_R(t)$

$$\dot{\mathbf{x}}_R(t) = \frac{d}{dt}(\mathbf{R}(t)\boldsymbol{\theta}(t)) = \dot{\mathbf{R}}(t)\boldsymbol{\theta}(t) + \mathbf{R}(t)\dot{\boldsymbol{\theta}}(t). \quad (5.55)$$

Mit (5.50) folgt daraus weiter

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_R(t) &= \dot{\mathbf{R}}(t)\mathbf{R}(t)^{-1}\mathbf{x}_R(t) + \mathbf{R}(t)(-g\mathbf{w}(t)y(t)) \\ u(t) &= \mathbf{w}(t)^T\boldsymbol{\theta}(t) = \mathbf{w}(t)^T\mathbf{R}(t)^{-1}\mathbf{x}_R(t).\end{aligned}\quad (5.56)$$

Von der Richtigkeit der obigen Aussage kann man sich schließlich überzeugen, indem man die folgenden Identitäten überprüft:

$$\dot{\mathbf{R}}(t)\mathbf{R}(t)^{-1} = \mathbf{A}_d(t), \quad g\mathbf{R}(t)\mathbf{w}(t) = \mathbf{b}_d, \quad \mathbf{w}(t)^T\mathbf{R}(t)^{-1} = \mathbf{c}_d^T,$$

*q. e. d.*

Man beachte, dass sich mit den Matrizen  $\mathbf{A}_d(t)$  und  $\mathbf{c}_d^T$  des Reglers gemäß (5.36) ein Zustandsraummodell der Störung  $d(t)$  angegeben lässt. Der Regler (5.51) enthält demnach ein Modell der Störung und stellt somit einen IMP-Regler dar.

**Nutzen der Äquivalenz** Die vorgestellte Äquivalenz ist in vielerlei Hinsicht hilfreich. Da die ASGA (5.50) und der IMP-Regler (5.51) zum gleichen Regelverhalten führen, kann man bspw. abhängig von der konkreten Problemstellung diejenige Variante einsetzen, welche einfacher zu implementieren ist. Wird z.B. der Winkel  $\alpha_d(t)$  direkt gemessen, bietet sich die ASGA (5.50) an, da hier der Winkel direkt eingeht. Für eine Umsetzung des IMP-Reglers müsste hingegen der gemessene Winkel  $\alpha_d(t)$  erst numerisch abgeleitet werden, da für den Regler die Frequenz  $\omega_d(t) = \dot{\alpha}_d(t)$  benötigt wird. Ein weiterer Nutzen der Äquivalenz ergibt sich im Hinblick auf den Stabilitätsnachweis: Zur Beurteilung der Stabilität reicht es aus, die Stabilität der IMP-Regelung zu untersuchen. Da der IMP-Regler linear-zeitvariant ist, kann man hierzu gängige Methoden der linear-zeitvarianten Regelungstheorie verwenden. Für den IMP-Regler (5.51) lässt sich Stabilität daher in vielen Fällen leichter nachweisen, als für die äquivalente, nichtlineare Störgrößenaufschaltung (5.50). Gleichwohl gilt die Stabilität, sofern sie sich für den IMP-Regler nachweisen lässt, aufgrund der Äquivalenz dann auch für die ASGA. Auf diese Weise lässt sich die Stabilität der ASGA auch für Strecken nachweisen, welche die oben genannte SPR-Bedingung nicht erfüllen.

**Nachweis der Stabilität des IMP-Reglers** In [17] wird eine Vorgehensweise vorgestellt, durch welche sich für den linear-zeitvarianten IMP-Regler (5.51) Stabilität und asymptotische Störunterdrückung nachweisen lässt. Hierzu müssen allerdings ein paar wesentliche Randbedingungen erfüllt sein: Zum einen muss die Störfrequenz  $\omega_d(t)$  unabhängig von der Strecke sein, d.h.  $\omega_d(t)$  darf bpsw. kein Streckenzustand sein. Zum anderen müssen der maximal und der minimal mögliche Wert von  $\omega_d(t)$  bekannt sein. Sind diese Bedingungen erfüllt, lässt sich durch die Lösung zweier linearer Matrixungleichungen (Linear Matrix Inequality, LMI) sowohl Stabilität als auch asymptotische Störunterdrückung nachweisen. Interessanter Weise gelingt dies dann unabhängig davon, wie schnell sich  $\omega_d(t)$  in den angenommenen Schranken ändert. An dieser Stelle wird auf eine detailliertere Vorstellung des in [17] vorgeschlagenen Stabilitätsbeweises verzichtet, da er im Falle des eZMS nicht anwendbar wäre. Der Grund hierfür liegt darin, dass die Störfrequenzen eines Verbrennungsmotors linear von der Kurbelwelledrehzahl und damit von einem Systemzustand abhängen (vgl. (5.4), S.113). Damit ist eine der geforderten Randbedingungen des Stabilitätsbeweises verletzt. Im Folgenden wird stattdessen dargestellt, wie die ASGA (5.50) erweitert werden kann, falls gleichzeitig mehrere sinusförmige Störungen kompensiert werden sollen.

**Kompensation mehrerer sinusförmiger Störungen** Wenn statt einer einzelnen gleichzeitig  $N$  sinusförmige Störungen auf das System wirken,

$$\begin{aligned}
d_i(t) &= a_i \sin(\alpha_{d,i}(t)) + b_i \cos(\alpha_{d,i}(t)), \quad i \in [1, \dots, N] \\
d(t) &= \sum_{i=1}^N d_i(t),
\end{aligned} \tag{5.57}$$

so kann die eingeführte ASGA ohne viel Aufwand erweitert werden. Hierzu wird einfach für jede Einzelstörung  $d_i(t)$  eine ASGA der Form (5.50) angesetzt:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\boldsymbol{\theta}}_i(t) = -g_i \mathbf{w}_i(t) y(t) \\ u_i(t) = \mathbf{w}_i(t)^T \boldsymbol{\theta}_i(t) \end{array} \right\} \left| \mathbf{w}_i(t) := \begin{bmatrix} \cos(\alpha_{d,i}(t)) \\ \sin(\alpha_{d,i}(t)) \end{bmatrix} \right. \quad i \in [1, \dots, N] \tag{5.58}$$

Anschließend werden die Stellgrößen  $u_i(t)$  der einzelnen ASGAs einfach aufaddiert:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{w}_i(t)^T \boldsymbol{\theta}_i(t) \tag{5.59}$$

Auch für die erweiterte ASGA ((5.58),(5.59)) lässt sich ein äquivalenter IMP-Regler angeben. Hierzu lässt sich zunächst für jede einzelne ASGA aus (5.58) ein äquivalenter IMP-Regler angeben (vgl. (5.51)):

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}_{R,i}(t) = \mathbf{A}_{d,i}(t) \mathbf{x}_{R,i}(t) - \mathbf{b}_{d,i} y(t) \\ u_i(t) = \mathbf{c}_{d,i}^T \mathbf{x}_{R,i}(t) \end{array} \right\} \quad i \in [1, \dots, N] \tag{5.60}$$

Die Systemmatrizen dieser  $N$  Regler sind gegeben durch

$$\mathbf{A}_{d,i}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{d,i}(t) \\ -\omega_{d,i}(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{d,i} = \begin{bmatrix} 0 \\ g_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{d,i}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.61}$$

mit

$$\omega_{d,i}(t) := \dot{\alpha}_{d,i}(t) \tag{5.62}$$

Fasst man die  $N$  Zustandsvektoren  $\mathbf{x}_{R,i}$  in einem erweiterten Zustandsvektor  $\mathbf{x}_R$  zusammen,  $\mathbf{x}_R := [\mathbf{x}_{R,1}^T, \dots, \mathbf{x}_{R,N}^T]^T$ , lässt sich schließlich der zu ((5.58),(5.59)) äquivalente IMP-Regler angeben zu

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}_R(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{d,1}(t) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{A}_{d,N}(t) \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(t) - \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{d,1} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{d,N} \end{bmatrix} y(t), \\
u(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{d,1}^T & \dots & \mathbf{c}_{d,N}^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_R.
\end{aligned} \tag{5.63}$$

Wie sich an der Dynamikmatrix zeigt, ist auch dieser Regler linear-zeitvariant.

**Sonderfall: Sinusförmige Störung mit konstanter Frequenz** Für den Sonderfall einer einzelnen sinusförmigen Störung mit konstanter Frequenz,

$$d(t) = a \sin(\omega_d t) + b \cos(\omega_d t), \quad \omega_d = \text{const.}, \quad (5.64)$$

wurde die ASGA (5.50) bereits in [5] vorgestellt und ausgiebig diskutiert. In diesem Fall lässt sie sich anschreiben als

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\theta}}(t) &= -g \begin{bmatrix} \cos(\omega_d t) \\ \sin(\omega_d t) \end{bmatrix} y(t) \\ u(t) &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_d t) & \sin(\omega_d t) \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(t). \end{aligned} \quad (5.65)$$

Der äquivalente IMP-Regler ergibt sich in diesem Sonderfall zu

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_R(t) &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_d \\ -\omega_d & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix} y(t), \\ u(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(t). \end{aligned} \quad (5.66)$$

Im Vergleich zu (5.51) ist dieser Regler linear-zeitinvariant. Daher kann er alternativ durch die lineare Übertragungsfunktion

$$R(s) = -\frac{U(s)}{Y(s)} = \frac{g s}{s^2 + \omega_d^2} \quad (5.67)$$

dargestellt werden. Man beachte, dass im Nenner des Reglers mit  $s^2 + \omega_d^2$  das charakteristische Polynom des Störmodells auftaucht. Daran ist sehr schön zu erkennen, dass (5.66) einen Regler nach dem *Inneres-Modell-Prinzip* darstellt (vgl. Abschnitt 5.3.1.1). Aufgrund der Tatsache, dass der äquivalente IMP-Regler linear-zeitinvariant ist, kann die Stabilität der ASGA in diesem Sonderfall sehr leicht beurteilt werden. Hierzu muss man einfach überprüfen, ob alle Pole des durch (5.67) geschlossenen Regelkreises in der linken komplexen Halbebene liegen. Da die Lage der Pole i.A. durch die Wahl der Adaptionsverstärkung  $g$  beeinflusst werden kann, resultiert hieraus eine einfache und transparente Möglichkeit zur Auslegung der Adaptionsverstärkung.

Ein Sonderfall ergibt sich jedoch, wenn die Störfrequenz  $\omega_d$  gerade mit einer Resonanzfrequenz der Strecke  $G(s)$  zusammenfällt. In diesem Fall kann keine Adaptionsverstärkung  $g \neq 0$  gefunden werden, für die der geschlossene Regelkreis stabil wäre. Somit können mit einer ASGA der Form (5.65) keine Störungen kompensiert werden, die eine Resonanz der Strecke anregen. Da es bei Anregung einer Resonanz typischerweise zu großen Schwingungsamplituden kommt, wäre jedoch gerade in einem solchen Fall die Kompensation der Störung wünschenswert. In [41] wurde daher eine Modifikation der

ASGA (5.65) vorgeschlagen, durch welche dieses Problem behoben werden kann. Diese Modifikation besteht im Wesentlichen aus einer künstlichen Phasenverschiebung  $\Phi$  in der Adaptionsvorschrift des Parametervektors  $\boldsymbol{\theta}(t)$ :

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}(t) = -g \begin{bmatrix} \cos(\omega_d t + \Phi) \\ \sin(\omega_d t + \Phi) \end{bmatrix} y(t) \quad (5.68)$$

Das Stellgesetz wird dabei nicht verändert:

$$u(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_d t) & \sin(\omega_d t) \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(t). \quad (5.69)$$

In [41] wird weiter vorgeschlagen, die Phasenverschiebung entsprechend

$$\Phi \stackrel{!}{=} \angle G(j\omega_d) \quad (5.70)$$

zu wählen. Damit entspricht  $\Phi$  der Phase des Frequenzgangs  $G(j\omega)$  ausgewertet an der Störfrequenz  $\omega = \omega_d$ . Durch diese Wahl der Phasenverschiebung lässt sich die ASGA der Art stabilisieren, dass damit dann auch Störungen an einer Resonanzfrequenz kompensiert werden können. Auch in diesem Fall lässt sich die Stabilität wieder sehr einfach anhand eines äquivalenten IMP-Reglers untersuchen. Der IMP-Regler ergibt sich in diesem Fall zu

$$R(s) = -\frac{U(s)}{Y(s)} = g \frac{\cos(\Phi) s + \sin(\Phi)\omega_d}{s^2 + \omega_d^2} \quad (5.71)$$

und ist damit ebenfalls linear-zeitinvariant.

**Diskussion** Die in diesem Abschnitt vorgestellte Klasse von ASGAs kann zur Kompensation sinusförmiger Störungen mit zeitveränderlicher Frequenz eingesetzt werden. Eine Messung der Störung ist dabei nicht nötig. Die vorgestellten ASGAs, im Speziellen (5.50) und (5.65), zeichnen sich durch eine einfache Struktur und transparente Parametrierung aus. Ein Modell der Strecke wird für eine Implementierung nicht benötigt. Der einzige freie bzw. festzulegende Parameter ist die Adaptionsverstärkung  $g$ . Des Weiteren wurde gezeigt, dass sich die vorgestellten ASGAs äquivalent durch einen linearen IMP-Regler beschreiben lassen. Im Allgemeinen ist dieser lineare Regler zeitvariant. Die vorgestellte Äquivalenz erlaubt es, die Stabilität der ASGA anhand des äquivalenten IMP-Regelkreises zu beurteilen. Da der äquivalente IMP-Regler linear ist, lässt sich Stabilität für den IMP-Regelkreis einfacher nachweisen. Besonders einfach ist der Stabilitätsnachweis für den Sonderfall sinusförmiger Störungen mit konstanter Frequenz. In diesem Fall ist der äquivalente IMP-Regler linear-zeitinvariant und die Stabilität kann einfach anhand der Pole des geschlossenen Regelkreises bewertet

werden. Falls die Störung sich aus mehreren, überlagerten Sinusfunktionen mit unterschiedlichen Frequenzen zusammensetzt (allgemeine periodische Störung), können die ASGAs (5.50) und (5.65) sehr einfach erweitert werden, so dass auch in diesem Fall die Störung kompensiert werden kann. Auch im erweiterten Fall findet sich ein äquivalenter IMP-Regler mit dem sich die Stabilität beurteilen lässt. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die hier vorgestellte Klasse von ASGAs alle Eigenschaften mit bringt, die für die Regelung des eZMS-Versuchsträgers in Abschnitt 5.2 gefordert wurden. Daher wurde eine ASGA der Form ((5.58),(5.59)) für den eZMS-Versuchsträger umgesetzt. Der Entwurf dieser ASGA wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

## 5.4 Entwurf und Auslegung des eZMS-Reglers

In diesem Abschnitt wird der Entwurf und die Auslegung des Reglers beschrieben, der letztlich für den eZMS-Versuchsträger implementiert und am Prüfstand getestet wurde. Zunächst wird auf den Entwurf der Regelungsstruktur eingegangen und anschließend auf die Auslegung der Regelungsparameter. Der im Folgenden vorgestellte Regler wurde im Rahmen einer studentischen Arbeit untersucht und dokumentiert [8]. Die Darstellung der Zusammenhänge erfolgt hier jedoch in etwas veränderter Form.

### 5.4.1 Entwurf einer adaptiven Störgrößenaufschaltung

Im nun Folgenden wird, basierend auf den Erkenntnissen aus 5.3.2.2, eine ASGA zur Regelung des eZMS-Versuchsträgers entworfen. Das Ziel ist es, die DU des am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotors mit dem eZMS-Versuchsträger zu kompensieren bzw. vom Abtrieb fernzuhalten.

**Modell der Strecke** Der Aufbau des eZMS-Versuchsträgers und der des Prüfstands wurden in Kapitel 2 bzw. 3 geschildert. In Kapitel 4 wurde der komplette Prüfstand inklusive Verbrennungsmotor, Antriebsstrang, Lastmaschine und eZMS-Versuchsträger modelliert. In Abschnitt 4.1 wurde dabei zunächst ein Modell des Antriebsstrangs (mechanische Strecke) hergeleitet. Der Antriebsstrang ist in Abbildung 4.2 (S.71) dargestellt. In Abschnitt 4.2 wurde das Modell des Antriebsstrangs um die abtriebsseitig sitzende Lastmaschine und den darauf implementierten Drehzahlregler erweitert. In Abbildung 4.4 (S.76) ist ein Blockschaltbild dieses erweiterten Modells dargestellt. Die Dynamik dieses Modells lässt sich nach (4.18) (S.77) durch eine Zustands-DGL der Form

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(c_1, d_1)\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_V M_V(t) + \mathbf{b}_E M_E(t) + \mathbf{b}_\omega \omega_{soll}(t) \quad (5.72)$$

beschreiben, wobei der Zustandsvektor  $\mathbf{x}(t)$  in (4.17) definiert wurde. Diese Zustands-DGL wird im Weiteren als **Modell der Strecke** bezeichnet.  $M_V$ ,  $M_E$  und  $\omega_{soll}$  sind hierbei das Moment des Verbrennungsmotors, das Moment des eZMS-Aktors und die vorgegebene Solldrehzahl. Wie in (5.72) angedeutet, hängt die Dynamikmatrix der Strecke von den beiden Parametern  $c_1$  und  $d_1$  ab,  $\mathbf{A} = \mathbf{A}(c_1, d_1)$ . Die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  entsprechen hierbei der Steifigkeit bzw. Dämpfung der Bogenfedern des eZMS-Versuchsträgers. Wie in Abschnitt 4.5 gezeigt wurde, sind diese beiden Parameter nicht konstant, sondern variieren stark abhängig vom Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors. An dieser Stelle sei daran erinnert, dass der Arbeitspunkt am Prüfstand über die Gaspedalstellung  $\delta_{gps}$  und die Solldrehzahl  $\omega_{soll}$  vorgegeben wird. An einem stationären Arbeitspunkt, d.h. bei festgehaltenem  $\delta_{gps}$  und  $\omega_{soll}$ , können die Parameter  $c_1$  und  $d_1$  jedoch als konstant angenommen werden. Auch dies wurde in 4.5 gezeigt. Da hier nur stationäre Arbeitspunkte betrachtet werden sollen, wird dementsprechend die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}(c_1, d_1)$  für das Weitere als konstant angenommen. Auf eine Kennzeichnung der Parameterabhängigkeit der Matrix  $\mathbf{A}$  wird daher von nun an verzichtet. Es sei jedoch noch einmal ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die Matrix  $\mathbf{A}$  von Arbeitspunkt zu Arbeitspunkt variiert. Abschließend werden nun noch zwei Ausgänge der Strecke (5.72) angegeben, die für das Weitere benötigt werden: Zum einen ist dies das abtriebsseitig gemessene Schnittmoment

$$M_s(t) = \mathbf{c}_1^T \mathbf{x}(t) \quad (5.73)$$

und zum anderen der Kurbelwinkel des Verbrennungsmotors

$$\varphi_{KW}(t) = \mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t). \quad (5.74)$$

Die beiden Vektoren  $\mathbf{c}_1^T$  bzw.  $\mathbf{c}_2^T$  wurden in (4.21) (S.77) definiert.

**Modell der Störung** An einem stationären Arbeitspunkt lässt sich das Moment eines Verbrennungsmotors darstellen, als Summe aus einem konstanten Moment  $\bar{M}$  und einer überlagerten Momentenschwankung  $\widetilde{M}(t)$  (vgl. Abschnitt 4.3):

$$M_V(t) = \bar{M} + \widetilde{M}(t) \quad (5.75)$$

$\bar{M}$  stellt hierbei das mittlere Moment des Verbrennungsmotors dar, das an den Antrieb übertragen werden soll. Dieses Moment hängt nur vom aktuellen Arbeitspunkt ab und lässt sich dementsprechend als statisches Kennfeld angeben:

$$\bar{M} = \bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll}) \quad (5.76)$$

Dieses Kennfeld wurde für den am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotor identifiziert (vgl. Abb. 4.5, S.79). Der schwankende Anteil  $\widetilde{M}(t)$  soll im Gegensatz zu  $\bar{M}$  nicht an

den Abtrieb übertragen werden.  $\widetilde{M}(t)$  stellt somit die Störung dar, die es zu kompensieren gilt:

$$d(t) := \widetilde{M}(t) \quad (5.77)$$

Nach (4.24) (S.79) lässt sich die Momentenschwankung des am Prüfstand verbauten 3-Zylindermotors angeben durch:

$$\widetilde{M}(t) = \widetilde{M}(\varphi_{KW}(t)) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(1,5 i \varphi_{KW}(t)) + b_i \cos(1,5 i \varphi_{KW}(t)) \quad (5.78)$$

Sie stellt damit eine periodische Störung dar, die sich aus mehreren sinusförmigen Störungen mit jeweils zeitveränderlicher Frequenz zusammensetzt. Da der Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}(t) = \mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t)$  einen Streckenzustand darstellt, lässt sich die Momentenschwankung außerdem anschreiben als

$$\widetilde{M}(\varphi_{KW}(t)) = \widetilde{M}(\mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t)) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(1,5 i \mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t)) + b_i \cos(1,5 i \mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t)). \quad (5.79)$$

In dieser Darstellung wird deutlich, dass der Zustand der Strecke auf die Störung zurückwirkt. Aufgrund dieser Rückwirkung ist die Strecke (5.72) **nichtlinear**.

**Wahl des auszuregelnden Streckenausgangs** Ziel der Regelung des eZMS-Versuchsträgers ist es, die DU des Verbrennungsmotors vom Abtrieb fernzuhalten bzw. den Abtrieb zu beruhigen. Der Begriff „Abtrieb“ bezeichnet hierbei alle Komponenten des Antriebsstrangs, die vom eZMS aus abtriebsseitig liegen. Welche Komponenten dies sind, lässt sich mit Hilfe von Abbildung 4.2 (S.71) nachvollziehen. Um den Abtrieb beruhigen zu können, muss nun zunächst ein sinnvoller Streckenausgang  $y(t)$  als Regelgröße festgelegt werden. Am Prüfstand kommen hierfür zwei Messgrößen in Frage: Zum einen ist dies das abtriebsseitige Schnittmoment  $M_s(t)$  und zum anderen die abtriebsseitige Drehzahl  $\dot{\varphi}_6$  (vgl. Abb. 4.2, S.71). Theoretisch könnten beide Größen für die Regelung benutzt werden, denn wenn eine dieser Größen beruhigt wird, wird der gesamte Abtrieb beruhigt. Praktisch ist am Prüfstand jedoch nur das Schnittmoment  $M_s(t)$  für eine Rückführung geeignet. Die abtriebsseitig gemessene Drehzahl ist ungeeignet, da die Drehzahlschwankungen am Abtrieb bereits im unregelmäßigen Fall so klein sind, dass sie durch den am Prüfstand verbauten Inkrementalgeber nicht mehr aufgelöst werden können. Dies ist weniger der Auflösung des Inkrementalgebers geschuldet – dieser ist mit 5000 Strichen bereits sehr genau – als vielmehr einer Prüfstandseigenheit, die sich folgendermaßen erklären lässt: Am Prüfstand ist mit dem Rotor der Lastmaschine (vgl. Abb. 4.2, S.71) eine sehr große Rotationsträgheit verbaut, welche die Gesamtträgheit des Abtriebs deutlich dominiert und welche zudem relativ steif mit

den restlichen Komponenten des Abtriebs verbunden ist. Aus diesem Grund kommt es abtriebsseitig trotz der Momentenschwankung, welche durch das eZMS auf den Abtrieb übertragen wird, nur zu sehr kleinen Drehzahlschwankungen. Die Schwankung im abtriebsseitig gemessenen Schnittmoment  $M_s(t)$  ist hingegen deutlich größer und wird durch die verbauten Drehmomentmesswellen sehr viel besser aufgelöst. Daher wird am Prüfstand das Schnittmoment  $M_s(t)$  als zu beruhigender Systemausgang festgelegt. Anders als in der theoretischen Herleitung der ASGA (vgl. Abschnitt 5.3.2.2) soll der Ausgang  $M_s(t)$  bei der hier vorliegenden Anwendung jedoch nicht gänzlich zu Null geregelt werden: Das mittlere Moment  $\bar{M}$  soll ja weiterhin an den Abtrieb übertragen werden. Nur die Schwankung um dieses mittlere Moment gilt es auszuregeln. Daher wird der auszuregelnde Ausgang festgelegt zu

$$y(t) := M_s(t) - \bar{M}. \quad (5.80)$$

Er entspricht damit der Abweichung des abtriebsseitig gemessenen Schnittmoments vom mittleren Moment des Verbrennungsmotors. Es sei darauf hingewiesen, dass die Online-Auswertung von (5.80) am Prüfstand kein Problem darstellt, da hierfür das a priori identifizierte Kennfeld  $\bar{M}(\delta_{gps}, \omega_{soll})$  verwendet werden. Im Modell ergibt sich der Ausgang  $y(t)$  mit  $M_s(t) = \mathbf{c}_1^T \mathbf{x}(t)$  zu

$$y(t) := \mathbf{c}_1^T \mathbf{x}(t) - \bar{M}. \quad (5.81)$$

**Bemerkung.** *Im Hinblick auf eine spätere Anwendung im Fahrzeug sei bzgl. der Wahl der Regelgröße noch folgendes angemerkt: Aktuell wird in konventionellen Fahrzeugen weder das abtriebsseitige Moment gemessen noch die abtriebsseitige Drehzahl. Für eine Umsetzung des eZMS im Fahrzeug müsste daher in jedem Fall ein zusätzlicher Sensor integriert werden, der eine dieser beiden Größen misst. Da eine Momentenmessung verglichen mit einer Drehzahlmessung aufwendig und teuer ist, erscheint für eine Serienanwendung wohl eher eine Drehzahlmessung zielführend. Dies hätte zudem den Vorteil, dass die gemessene Drehzahl ähnlich wie am Prüfstand auch für die Kommutation des eZMS-Aktors benutzt werden könnte (vgl. Abschnitt 2.2.5). Zu klären wäre für diesen Fall jedoch, ob die abtriebsseitigen Drehzahlschwankungen im Fahrzeug groß genug sein werden, so dass sie mit ausreichender Genauigkeit gemessen und somit als Regelgröße benutzt werden können. Hierzu ist zu sagen, dass im Fahrzeug tendenziell mit größeren abtriebsseitigen Drehzahlschwankungen zu rechnen ist als am Prüfstand. Diese Tendenz lässt sich anhand von Simulationen abschätzen und kann zudem wie folgt begründet werden: Zwar wirkt auch im Fahrzeug mit den Reifen eine enorm große Trägheit am Ende des Antriebsstrangs, allerdings ist diese (anders als am Prüfstand) über die Seitenwellen relativ weich mit dem restlichen Antrieb verbunden. Dadurch werden Drehzahlschwankungen der ZMS-Sekundärseite weitestgehend von den trägen Reifen entkoppelt und daher fallen diese Drehzahlschwankungen im Fahrzeug größer aus als am Prüfstand. Vor diesem Hintergrund scheint eine Eignung der abtriebssei-*

tigen Drehzahl als Regelgröße im Fahrzeug durchaus realistisch. Für eine Umsetzung des eZMS im Fahrzeug müsste dies allerdings noch detaillierter untersucht werden.

**Regelgesetz zur Kompensation der Störung** Betrachtet man das Moment des eZMS-Aktors als Stellgröße,

$$u(t) := M_E(t), \quad (5.82)$$

bietet sich nach Abschnitt 5.3.2.2 die folgende adaptive Störgrößenaufschaltung zur Kompensation der Störung (5.78) an:

$$\begin{aligned} M_E(t) &= \sum_{i=1}^M \theta_{2i}(t) \sin(\alpha_{d,i}(t)) + \theta_{2i-1}(t) \cos(\alpha_{d,i}(t)) \\ \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{2i-1}(t) \\ \dot{\theta}_{2i}(t) \end{bmatrix} &= -g_i \begin{bmatrix} \cos(\alpha_{d,i}(t)) \\ \sin(\alpha_{d,i}(t)) \end{bmatrix} y(t), \quad i \in [1, \dots, M] \\ \alpha_{d,i}(t) &= 1,5 i \varphi_{KW}(t), \quad i \in [1, \dots, M] \end{aligned} \quad (5.83)$$

Der Parameter  $M$  legt hierbei fest, wie viele Ordnungen der Störung in der ASGA berücksichtigt und kompensiert werden sollen. Für  $M = 1$  würde bspw. nur die HMO kompensiert, für  $M = 2$  die HMO und die 3.MO. Für  $M = 3$  würden die HMO, die 3.MO und die 4,5.MO kompensiert. Da der Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}(t)$  am Prüfstand gemessen wird, kann diese ASGA direkt umgesetzt werden. Für die Umsetzung müssen lediglich noch die Adaptionsverstärkungen  $g_i$  ( $i \in [1, \dots, M]$ ) ausgelegt werden. Wie diese Aufgabe gelöst wurde, wird im nächsten Abschnitt beschrieben. Zunächst wird nun jedoch noch der zu (5.83) äquivalente IMP-Regler eingeführt.

**Äquivalenter IMP-Regler** Nach den theoretischen Erkenntnissen aus Abschnitt 5.3.2.2 ist klar, dass die ASGA (5.83) äquivalent durch einen IMP-Regler der Form

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_R(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{d,1}(t) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{A}_{d,M}(t) \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(t) - \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{d,1} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{d,M} \end{bmatrix} y(t), \\ u(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{d,1}^T & \dots & \mathbf{c}_{d,M}^T \end{bmatrix} \mathbf{x}_R(t). \end{aligned} \quad (5.84)$$

ausgedrückt werden kann (vgl. (5.63), S.134). Die einzelnen Untermatrizen sind hierbei gegeben durch (vgl. (5.61), S.134):

$$\mathbf{A}_{d,i}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{d,i}(t) \\ -\omega_{d,i}(t) & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{d,i} = \begin{bmatrix} 0 \\ g_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{d,i}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad i \in [1, \dots, M]$$

Eine nützliche Eigenschaft dieser Äquivalenz ist, dass sich die Stabilität der ASGA anhand des äquivalenten IMP-Regelkreises beurteilen lässt. Wären die Störfrequenzen  $\omega_{d,i}(t)$  systemunabhängige Parameter, ergäbe sich hieraus eine deutliche Vereinfachung der Stabilitätsanalyse. In diesem Fall entspräche (5.84) einem linear-parametervarianten (LPV) Regler und dementsprechend könnten gängige Methoden der LPV-Regelungstheorie zur Stabilitätsuntersuchung herangezogen werden. Bei der vorliegenden Anwendung hängen die Störfrequenzen jedoch gemäß

$$\omega_{d,i}(t) = \dot{\alpha}_{d,i}(t) = 1,5 i \dot{\varphi}_{KW}(t), \quad i \in [1, \dots, M] \quad (5.85)$$

von der Kurbelwellendrehzahl  $\omega_{KW}(t) = \dot{\varphi}_{KW}(t)$  und damit vom einem Streckenzustand ab. Aus diesem Grund ist der äquivalente IMP-Regler (5.84) im vorliegenden Fall nichtlinear. Zudem ist bei der vorliegenden Anwendung auch die Strecke (5.72) nichtlinear, da mit dem Kurbelwinkel  $\varphi_{KW}(t)$  ein Streckenzustand auf die Störung  $\widetilde{M}(t)$  zurückwirkt (vgl. (5.79)). Durch die beiden genannten Nichtlinearitäten wird eine analytische Stabilitätsuntersuchung erheblich erschwert. D.h. die Stabilität der ASGA (5.83) kann hier nicht ohne weiteres anhand des äquivalenten IMP-Regelkreises bewertet werden. Wie im Folgenden gezeigt wird, lässt sich die IMP-Äquivalenz allerdings nutzen, um die Stabilität der ASGA (5.83) zumindest näherungsweise zu untersuchen. Diese im Folgenden vorgestellte Näherung stellt damit eine Orientierungshilfe dar, anhand derer die Adaptionparameter  $g_i$  ( $i \in [1, \dots, M]$ ) ausgelegt werden können.

## 5.4.2 Auslegung der adaptiven Störgrößenaufschaltung

In diesem Abschnitt wird beschrieben, wie die Adaptionverstärkungen  $g_i$  ( $i \in [1, \dots, M]$ ) der ASGA (5.83) für die Prüfstandsversuche ausgelegt wurden. Die Vorgehensweise zur Auslegung der Parameter beruht auf einer Systemvereinfachung, durch die sich das geregelte System näherungsweise linear beschreiben lässt. Diese Vereinfachung wird nun zunächst vorgestellt.

### 5.4.2.1 Approximative Systembeschreibung

Um zu der angesprochenen Systemvereinfachung zu gelangen wird nun zunächst zur Abweichung vom stationären Arbeitspunkt übergegangen.

**Abweichung vom stationären Arbeitspunkt** Dazu sei noch einmal das Modell der Strecke, (5.72), mit dem Ausgang  $M_s(t)$  in etwas veränderter Form angeschrieben:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_V \overline{M} + \mathbf{b}_V \widetilde{M}(\varphi_{KW}(t)) + \mathbf{b}_E M_E(t) + \mathbf{b}_\omega \omega_{soll} \\ M_s(t) &= \mathbf{c}_1^T \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (5.86)$$

In der Zustands-DGL wurde hierbei der Zusammenhang  $M_V(t) = \bar{M} + \widetilde{M}(\varphi_{KW}(t))$  berücksichtigt. Als nächstes wird nun der Hilfszustand  $\bar{\mathbf{x}}(t)$  eingeführt, dessen Dynamik festgelegt wird zu:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}\bar{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{b}_V\bar{M} + \mathbf{b}_\omega\omega_{soll} \\ \bar{M}_s(t) &= \mathbf{c}_1^T\bar{\mathbf{x}}(t).\end{aligned}\quad (5.87)$$

Der Zustand  $\bar{\mathbf{x}}(t)$  beschreibt somit die Bewegung des Antriebsstrangs, die sich rein durch das konstante mittlere Moment des Verbrennungsmotors,  $\bar{M}$ , sowie durch die konstante Solldrehzahl  $\omega_{soll}$  ergibt. Nach einer Einschwingphase entspricht dies einer gleichförmigen Bewegung, bei der alle Körper des Antriebsstrangs mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{soll}$  drehen. Der Ausgang  $\bar{M}_s(t)$  strebt innerhalb dieser Einschwingphase gegen das mittlere Moment des Verbrennungsmotors,  $\bar{M}_s(t) \rightarrow \bar{M}$ . Der Zustand  $\bar{\mathbf{x}}(t)$  definiert damit den Zustand am stationären Arbeitspunkt.

Mit dieser Definition kann nun zur Abweichung  $\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \bar{\mathbf{x}}(t)$  vom stationären Arbeitspunkt übergangen werden. Die Dynamik von  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  ergibt sich unter Berücksichtigung von (5.86) und (5.87) zu:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{b}_V\widetilde{M}(\varphi_{KW}(t)) + \mathbf{b}_EM_E(t) \\ \widetilde{M}_s(t) &= \mathbf{c}_1^T\tilde{\mathbf{x}}(t).\end{aligned}\quad (5.88)$$

Der Zustand  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  beschreibt damit die Bewegung des Antriebsstrangs, die sich rein durch die Störung  $\widetilde{M}(\varphi_{KW}(t))$  sowie durch das Stellmoment  $M_E(t)$  ergibt. Der Ausgang  $\widetilde{M}_s(t)$  lässt sich alternativ anschreiben als

$$\widetilde{M}_s(t) = \mathbf{c}_1^T\mathbf{x}(t) - \mathbf{c}_1^T\bar{\mathbf{x}}(t) = M_s(t) - \bar{M}_s(t).\quad (5.89)$$

Er stellt dementsprechend die abtriebsseitige Momentenschwankung dar, die es auszuregeln gilt. Da für  $t \gg 1$  zudem  $\bar{M}_s(t) = \bar{M}$  gilt, entspricht der Ausgang  $\widetilde{M}_s(t)$  (für  $t \gg 1$ ) gerade der in (5.80) festgelegten Regelgröße  $y(t)$ . D.h. wenn  $y(t)$  (für  $t \gg 1$ ) erfolgreich ausgeregelt wird, wird dies auch für  $\widetilde{M}_s(t)$  zutreffen. Da umgekehrt das Gleiche gilt, wird für die weiteren theoretischen Betrachtungen  $\widetilde{M}_s(t)$  als die Regelgröße angesehen.

Im Folgenden wird nun die Stabilität der geregelten Strecke untersucht. Aufgrund der Tatsache, dass die Dynamik des durch  $\bar{\mathbf{x}}(t)$  beschriebenen stationären Arbeitspunkts stabil ist, reicht es aus, die Stabilität der Abweichung  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  zu untersuchen.

**Vereinfachung** Da eine exakte Stabilitätsuntersuchung auf Grund der genannten Nichtlinearitäten nicht ohne weiteres möglich ist, wird für das Weitere die Vereinfachung getroffen, dass die Winkelgeschwindigkeit der Kurbelwelle näherungsweise konstant ist:

$$\omega_{KW}(t) = \dot{\varphi}_{KW}(t) \approx \Omega_o, \quad \text{mit } \Omega_o = \omega_{soll} = \text{const.}\quad (5.90)$$

Diese Näherung erscheint zulässig, sofern die konstante mittlere Drehzahl der Kurbelwelle deutlich größer ist als die DU-bedingte Drehzahlschwankung. Typischerweise ist diese Bedingung an einem stationären Arbeitspunkt erfüllt. Mit dieser Vereinfachung ergibt sich der Kurbelwinkel näherungsweise zu

$$\varphi_{KW}(t) \approx \Omega_o t. \quad (5.91)$$

Die Störfrequenzen  $\omega_{d,i}(t)$  ergeben sich damit näherungsweise zu (vgl. (5.85)) :

$$\omega_{d,i}(t) \approx 1,5 i \Omega_o, \quad i \in [1, \dots, M]. \quad (5.92)$$

D.h. die Störfrequenzen werden durch die Vereinfachung als konstant betrachtet. Dementsprechend lässt sich die Störung  $\widetilde{M}(\varphi_{KW}(t))$  näherungsweise durch  $\widetilde{M}(\Omega_o t)$  angeben, mit  $\widetilde{M}(\Omega_o t)$  gemäß (5.6) (S.114). Mit dieser Näherung ergibt sich für die Abweichung vom stationären Arbeitspunkt:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{b}_V \widetilde{M}(\Omega_o t) + \mathbf{b}_E M_E(t) \\ \widetilde{M}_s(t) &= \mathbf{c}_1^T \tilde{\mathbf{x}}(t). \end{aligned} \quad (5.93)$$

Aufgrund der Vereinfachung wirkt der Zustand  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  nun nicht mehr auf die Störung  $\widetilde{M}(\Omega_o t)$  zurück. Das dargestellte System ist damit linear und kann mit den linearen Übertragungsfunktionen

$$P(s) = \mathbf{c}_1^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_V \quad (5.94)$$

$$S(s) = \mathbf{c}_1^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_E \quad (5.95)$$

auch im Frequenzbereich dargestellt werden. Es ergibt sich zu:

$$Y(s) = P(s)D(s) + S(s)U(s) \quad (5.96)$$

$Y(s)$ ,  $D(s)$  und  $U(s)$  sind hierbei die Laplace-Transformierten der Regelgröße  $y(t) = \widetilde{M}_s(t)$ , der Störung  $d(t) = \widetilde{M}(\Omega_o t)$  und der Stellgröße  $u(t) = M_E(t)$ . Es sei an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, dass die Matrix  $\mathbf{A}$  von den Parametern  $c_1$  und  $d_1$  abhängt und dass diese Parametern von Arbeitspunkt zu Arbeitspunkt variieren. Daher sind die linearen Übertragungsfunktionen  $P(s)$  und  $S(s)$  arbeitspunktabhängig.

**Approximative Beschreibung der ASGA** Auch für die ASGA (5.83) lässt sich durch die getroffene Vereinfachung eine Näherung angeben. Da die Störfrequenzen  $\omega_{d,i}$  als konstant betrachtet werden, ergibt sich diese Näherung zu:

$$\begin{aligned} u(t) = M_E(t) &\approx \sum_{i=1}^M \theta_{2i}(t) \sin(1,5 i \Omega_o t) + \theta_{2i-1}(t) \cos(1,5 i \Omega_o t) \\ \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{2i-1}(t) \\ \dot{\theta}_{2i}(t) \end{bmatrix} &= -g_i \begin{bmatrix} \cos(1,5 i \Omega_o t) \\ \sin(1,5 i \Omega_o t) \end{bmatrix} y(t), \quad i \in [1, \dots, M] \end{aligned} \quad (5.97)$$

Eine ASGA dieser Form kann nun äquivalent durch einen linear-zeitinvarianten IMP-Regler der Form

$$R(s) = -\frac{U(s)}{Y(s)} = \sum_{i=1}^M \frac{g_i s}{s^2 + (1,5 i \Omega_o)^2} \quad (5.98)$$

ausgedrückt werden (vgl. Abschnitt 5.3.2.2).

**Approximative Beschreibung des geschlossenen Regelkreises** Setzt man diesen Regler bzw.

$$U(s) = -R(s)Y(s) \quad (5.99)$$

in (5.96) ein, erhält man schließlich eine lineare Übertragungsfunktion, die den geschlossenen Regelkreis (am stationären Arbeitspunkt) näherungsweise beschreibt:

$$\rightarrow Y(s) = \frac{P(s)}{\underbrace{1 + S(s)R(s)}_{P_R(s)}} D(s) \quad (5.100)$$

$P_R(s)$  stellt sozusagen die approximierte Störübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises dar. Diese Übertragungsfunktion ist nun in zweierlei Hinsicht hilfreich:

Zum einen kann die Stabilität der ASGA (5.83) (am stationären Arbeitspunkt) näherungsweise anhand der Stabilität von  $P_R(s)$  beurteilt werden. Da die Stabilität von  $P_R(s)$  von der Wahl der Adaptionparameter  $g_i$  abhängt, ergibt sich hieraus eine Orientierungshilfe zur Auslegung dieser Parameter.

Zum anderen bietet sich anhand von  $P_R(s)$  eine einfache Möglichkeit das Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises (zumindest näherungsweise) zu analysieren. Inwiefern dies nützlich sein kann, zeigt ein Blick auf den Amplitudengang von  $P_R(s)$ . Dieser ist in Abbildung 5.5 beispielhaft für einen Arbeitspunkt bei 1000 U/min dargestellt. Zum Vergleich ist zusätzlich der Amplitudengang der unregulierten Strecke  $P(s)$  abgebildet. In der ASGA wurden hierbei exemplarisch  $M = 3$  Ordnungen berücksichtigt. Die drei näherungsweise konstant angenommenen Störfrequenzen ergeben sich aufgrund der Drehzahl zu  $\omega_{d,1}/\omega_{d,2}/\omega_{d,3} \hat{=} 25/50/75$  Hz. Wie in der Abbildung deutlich zu erkennen ist, stimmen die Amplitudengänge des geregelten und unregulierten Systems bei den meisten Frequenzen überein. An den drei Störfrequenzen weist  $|P_R(j\omega)|$  jedoch drei deutlich ausgeprägte Nullstellen auf, die bei  $|P(j\omega)|$  nicht zu sehen sind. Um dies besser kenntlich zu machen, wurde eine dieser Nullstellen in der Abbildung vergrößert. Im approximierten Regelkreis deutet sich damit die angestrebte Störunterdrückung an. Es erscheint daher wahrscheinlich, dass auch der wahre, nichtlineare Regelkreis die gewünschte Störunterdrückung aufweisen wird. Außer an den Störfrequenzen unterscheiden sich  $|P(j\omega)|$  und  $|P_R(j\omega)|$  auch noch an der

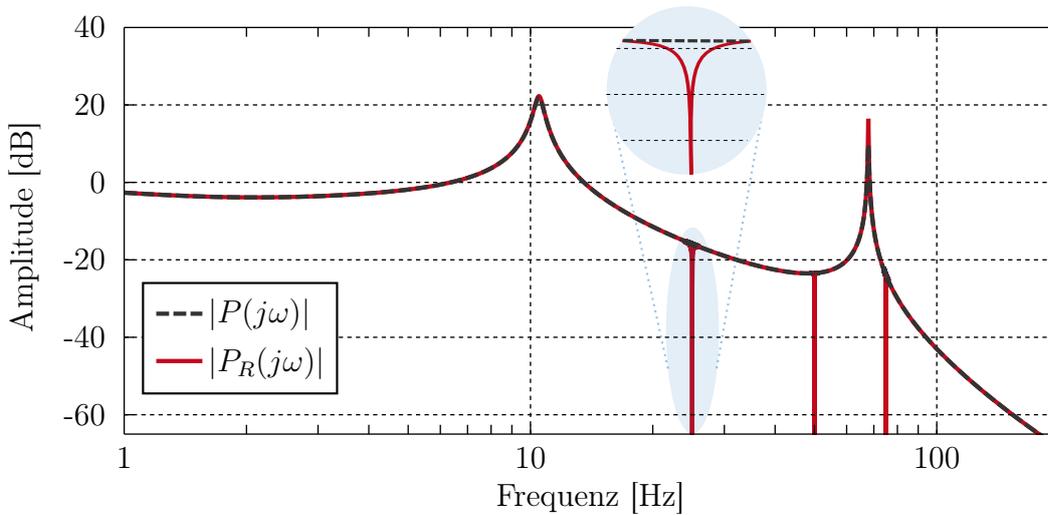


Abbildung 5.5: Amplitudengang von  $P(s)$  und  $P_R(s)$  exemplarisch dargestellt für:  $\Omega_o=104,7\frac{\text{rad}}{\text{s}}(\hat{=}1000\frac{\text{U}}{\text{min}})$ ;  $M=3$ ;  $g_1/g_2/g_3=1,00/0,158/-0,0336$ ;  $c_1=500\frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ ;  $d_1=0,4\frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$ .

Resonanz bei 67 Hz. Hier kommt es im geregelten Fall zu einer zusätzlichen Überhöhung. D.h. bei 67 Hz wird die Störübertragung durch die Regelung verschlechtert. Dieses Ergebnis lässt sich im linearen Fall anhand des Bode-Theorems begründen: Die Verbesserung der Störübertragung an den Störfrequenzen geht auf Kosten einer Verschlechterung bei der Resonanzfrequenz. Auch dies ist eine nützliche Erkenntnis, die gewisse Rückschlüsse auf das zu erwartende Verhalten der wahren, nichtlinearen Regelung zulässt.

### 5.4.2.2 Auslegung der Adaptionverstärkungen anhand der approximierten Systembeschreibung

Die approximierte Störübertragungsfunktion  $P_R(s)$  ermöglicht nun eine relativ einfache Vorgehensweise zur Auslegung der Adaptionverstärkungen: Die Verstärkungen  $g_i$  werden so gewählt, dass alle Pole der Übertragungsfunktion  $P_R(s)$  in der linken komplexen Halbebene zum Liegen kommen.

**Wahl des richtigen Vorzeichens** Um dies zu erreichen, muss zunächst das richtige Vorzeichen für jedes einzelne  $g_i$  festgelegt werden. Bei falschem Vorzeichen resultiert ein instabiler Regelkreis. Das Vorzeichen muss hierzu so gewählt werden, dass die Forderung

$$\text{sgn}(g_i) \stackrel{!}{=} \text{sgn}(\text{Re}[S(j\omega_{d,i})]) \tag{5.101}$$

	Drehzahlbereich		
$\bar{N}_{KW} =$	900 U/min	... 2000 U/min	
$\omega_{d,1} =$	22,5 Hz	... 50 Hz	→ Frequenzbereich der HMO
$\omega_{d,2} =$	45 Hz	... 100 Hz	→ Frequenzbereich der 3.MO
$\omega_{d,3} =$	67,5 Hz	... 150 Hz	→ Frequenzbereich der 4,5.MO

Tabelle 5.1: Frequenzbereiche der Störfrequenzen  $\omega_{d,1}$ ,  $\omega_{d,2}$  und  $\omega_{d,3}$  dargestellt für den interessierenden Drehzahlbereich. Die Frequenzen wurden hier der Anschaulichkeit halber in [Hz] angegeben. In allen Modellgleichungen gehen sie natürlich in [rad/s] ein.

erfüllt ist. Nur so kann nach [5] Stabilität gewährleistet werden.  $\text{Re}[S(j\omega_{d,i})]$  ist hierbei der Realteil des Frequenzgangs  $S(j\omega)$  ausgewertet an der jeweiligen Störfrequenz  $\omega = \omega_{d,i}$ . Der Operator  $\text{sgn}(\dots)$  entspricht der Signumfunktion:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (5.102)$$

Da der Realteil von  $S(j\omega)$  entscheidend für die Wahl des richtigen Vorzeichens ist, erscheint es sinnvoll den Frequenzgang  $S(j\omega)$  näher zu betrachten. In Abbildung 5.6 ist dieser Frequenzgang (für  $c_1 = 500 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ ,  $d_1 = 0,4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$ ) dargestellt. Ganz oben ist der Betrag von  $S(j\omega)$  abgebildet, in der Mitte die Phase und ganz unten das Vorzeichen des Realteils. Zusätzlich eingezeichnet sind die Frequenzbereiche in denen die HMO, die 3.MO und die 4,5.MO des Verbrennungsmotors anregen. Hierbei wurde der interessierende Drehzahlbereich zwischen 900 und 2000 U/min zugrunde gelegt. Siehe hierzu auch Tabelle 5.1. Die Frequenzbereiche der höheren Motorordnungen sind nicht dargestellt, da sie weniger relevant sind: Höhere MOs werden aufgrund der Tiefpasscharakteristik von  $P(s)$  bereits im passiven Fall sehr gut isoliert (vgl. Abb. 4.25, S.108).

Wie am Betrag  $|S(j\omega)|$  zu erkennen ist, weist die Strecke  $S(s)$  eine Resonanz bei ca. 67 Hz auf. Je nach Drehzahl wird diese durch die 3.MO bzw. die 4,5.MO angeregt. Auf diese Resonanz wurde bereits in Kapitel 4 hingewiesen (vgl. Abb. 4.25, S.108). In Abschnitt 4.6 wurde erläutert, dass sie weitestgehend unabhängig vom Arbeitspunkt auftritt. Zudem wurde klargestellt, dass diese Resonanz eine Eigenheit des Prüfstands darstellt, die so im Fahrzeug nicht auftreten würde. Für die Messungen am Prüfstand hat die Resonanz jedoch weitreichende Auswirkungen, die bei der Auslegung der Adaptionverstärkungen berücksichtigt werden müssen: Wie ganz unten in Abbildung 5.6 zu erkennen ist, wechselt der Realteil des Frequenzgangs  $S(j\omega)$  bei der Resonanzfrequenz (67 Hz) das Vorzeichen. Dies hat zur Folge, dass für Störfrequenzen  $\omega_{d,i} < 67$  Hz

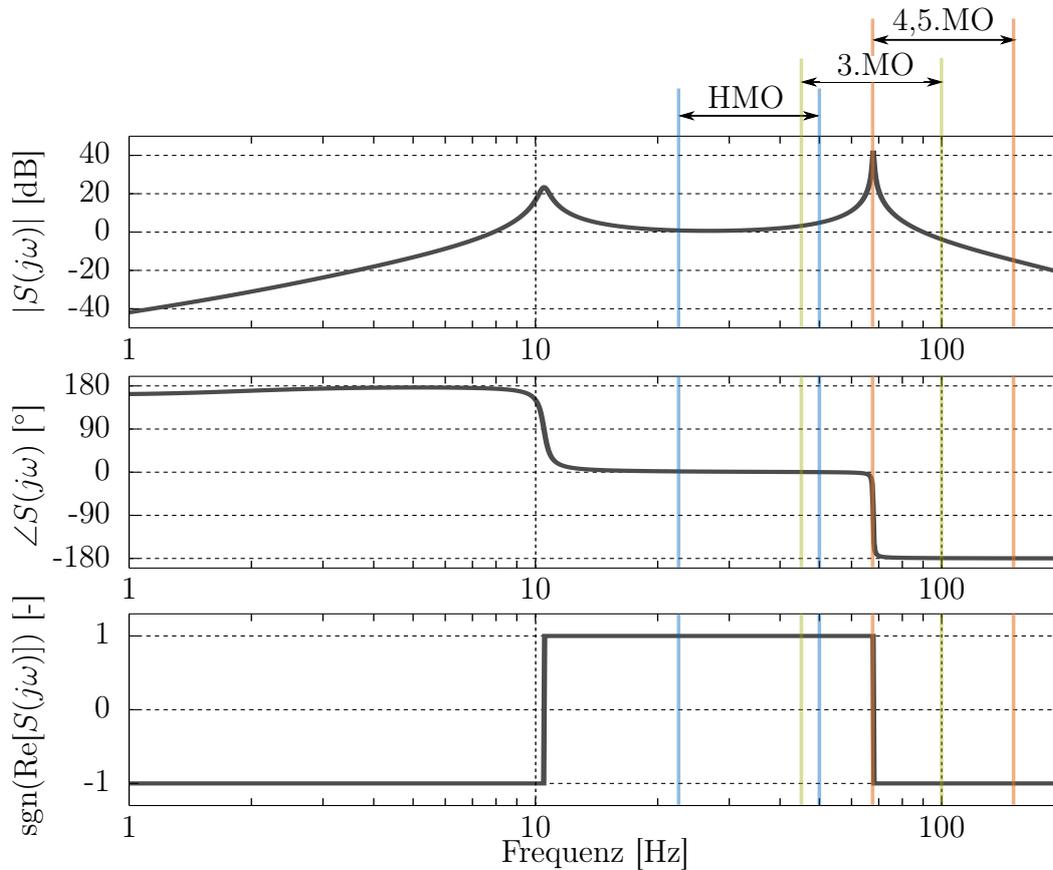


Abbildung 5.6: Die Abbildung zeigt den Betrag, die Phase und das Vorzeichen des Realteils von  $S(j\omega)$ . Zugrundeliegende Parameterwahl:  $c_1 = 500 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ ,  $d_1 = 0,4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$ .

das Vorzeichen von  $g_i$  positiv gewählt werden muss und für Störfrequenzen  $\omega_{d,i} > 67$  Hz negativ. Falls eine Störfrequenz direkt die Resonanzfrequenz trifft,  $\omega_{d,i} \approx 67$  Hz, ist zudem keine Kompensation möglich. In diesem Fall kann keine Adaptionsverstärkung  $g_i \neq 0$  gefunden werden, bei der das geregelte System stabil wäre. Diese Tatsache ist dem Umstand geschuldet, dass mit einer ASGA der Form (5.97) generell keine Störung kompensiert werden kann, deren Frequenz mit einer Resonanz der Strecke zusammenfällt. Auf diese Einschränkung wurde bereits in Abschnitt 5.3.2.2 hingewiesen.

**Bemerkung.** Diese Einschränkung erscheint zunächst hinderlich, v.a. da es gerade bei Anregung einer Resonanz zu vergleichsweise großen Schwingungsamplituden kommt. Da die Resonanz bei 67 Hz jedoch eine Prüfstandseigenheit darstellt, ist ihr Auftreten nicht weiter schlimm: Im Fahrzeug würde diese Resonanz und damit auch das genannte Problem nicht auftreten. Aus diesem Grund wurde die Einschränkung für die Prüfstandsversuche in Kauf genommen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass in 5.3.2.2 eine Modifikation der ASGA vorgestellt wurde, durch welche sich dieses Problem beheben ließe (vgl. (5.68), S.136). Auf Grund begrenzter Prüfstandszeit konnte diese Modifikation jedoch am Prüfstand nicht mehr getestet werden.

Mit Blick auf die Frequenzbereiche der einzelnen MOs folgt für die Vorzeichen der ersten drei Adaptionverstärkungen ( $g_1, g_2, g_3$ ):

**Vorzeichen  $g_1$ :** Im Frequenzbereich der HMO ist der Realteil von  $S(j\omega)$  immer positiv. Damit muss  $g_1$  immer positiv gewählt werden.

**Vorzeichen  $g_2$ :** Im Frequenzbereich der 3.MO wechselt der Realteil von  $S(j\omega)$  das Vorzeichen. Die Frequenz bei welcher der Vorzeichenwechsel auftritt (67 Hz), entspricht bei der 3.MO einer Motordrehzahl von ca. 1350 U/min. Unterhalb dieser Drehzahl muss  $g_2$  dementsprechend positiv gewählt werden und überhalb negativ. Direkt bei 1350 U/min ist eine Kompensation der 3.MO aus den genannten Gründen nicht möglich ( $g_2 \stackrel{!}{=} 0$ ).

**Vorzeichen  $g_3$ :** Der Frequenzbereich der 4,5.MO startet gerade bei der Frequenz des Vorzeichenwechsels. Diese Frequenz entspricht bei der 4,5.MO einer Drehzahl von 900 U/min. Damit kann bei 900 U/min die 4,5.MO nicht kompensiert werden ( $g_3 \stackrel{!}{=} 0$ ). Für Drehzahlen größer 900 U/min muss das Vorzeichen von  $g_3$  negativ gewählt werden.

**Auslegung des Betrags** Nach dem das Vorzeichen für jedes  $g_i$  festgelegt ist, müssen die Beträge bestimmt werden. Hierzu kann man zunächst generell sagen, dass die Störung umso schneller ausgegelt wird, je größer die Adaptionverstärkungen (betragsmäßig) gewählt werden. Gleichzeitig wirkt eine Erhöhung des Betrags jedoch tendenziell destabilisierend, so dass die Regelung für (betragsmäßig) zu groß gewählte Adaptionverstärkungen instabil wird. Je kleiner die Adaptionverstärkungen (betragsmäßig) gewählt werden desto robuster ist daher tendenziell der Regelkreis. Das Ziel der Auslegung ist es daher, einen möglichst guten Kompromiss zu finden, bei dem das geregelte System stabil ist, die Störung möglichst schnell ausgegelt wird und der Regelkreis zudem eine gewisse Robustheit aufweist. Letzteres erscheint wichtig, da die hier durchgeführte Auslegung ohnehin an einem Modell erfolgt, welches das wahre System nur näherungsweise beschreibt. Je robuster der linear genäherte Regelkreis, desto eher ist wohl auch das wahre System stabil, so der Gedanke. Wenn mehr als eine MO kompensiert werden soll ( $M > 1$ ), muss außerdem ein weiterer Zielkonflikt berücksichtigt werden. Dies ist ein Zielkonflikt zwischen den einzelnen Ordnungen: Wird bspw. die Adaptionverstärkung der HMO,  $g_1$ , bereits so groß gewählt, dass der Regelkreises schon nahe an der Stabilitätsgrenze ist, können die weiteren Adaptionverstärkungen nur noch sehr klein gewählt werden. In diesem Fall würde die HMO zügig ausgegelt werden, die höheren MOs allerdings nur sehr langsam. Bei der Auslegung der einzelnen Adaptionverstärkungen muss demnach auch zwischen den auszuregelnden MOs abgewogen werden.

Um trotz der genannten Zielkonflikte einen einfachen und transparenten Reglerentwurf zu ermöglichen, wurde im Rahmen einer Studienarbeit, [8], ein Verfahren entwickelt, durch welches die Auslegung der Adaptionsparameter auf die Wahl eines einzigen freien Parameters  $\gamma$  heruntergebrochen werden kann. Dieses Verfahren wird nun kurz dargestellt und anschließend diskutiert:

1. Wähle den Wert des freien Auslegungsparameters  $\gamma$  ( $0 < \gamma < 1$ ).
2. Initialisierung der Schleife:  $R_0(s) = 0$ ,  $i = 1$
3. Schleife über alle Ordnungen: Solange  $i \leq M$

- (a) Bestimme das Vorzeichen von  $Re[S(j\omega_{d,i})]$  und lege damit das Vorzeichen von  $g_i$  fest.
- (b) Bestimme die (betragsmäßig) maximale Adaptionsverstärkung  $g_{i,max}$ , für die das durch

$$R(s) = R_{i-1}(s) + \frac{g_{i,max} s}{s^2 + (1,5 i \Omega_o)^2}$$

geregelter System gerade noch stabil ist.

- (c) Wähle die  $i$ -te Adaptionsverstärkung zu:  $g_i = \gamma g_{i,max}$
- (d) Berechne den Regler  $R_i(s)$ :

$$R_i(s) = R_{i-1}(s) + \frac{g_i s}{s^2 + (1,5 i \Omega_o)^2}$$

- (e) Erhöhe die Laufvariable:  $i = i + 1$

4. Zuweisung des resultierenden Reglers:  $R(s) = R_M(s)$

Durch das Verfahren werden die einzelnen Adaptionsverstärkungen nacheinander ausgelegt: Zuerst wird  $g_1$  festgelegt, dann abhängig davon erst  $g_2$  und so weiter. Durch diese iterative Vorgehensweise werden die Adaptionsverstärkung der niedrigeren MOs tendenziell größer ausgelegt, als die der höheren MOs. Der Grund hierfür ist, dass die Stabilitätsreserve, die für die Auslegung der höheren MOs übrig bleibt, mit jeder Iteration sinkt. Niedrigere MOs werden damit durch das Verfahren stärker priorisiert als höhere. Dies wird dem Umstand gerecht, dass die niedrigen MOs sich stärker auf den Abtrieb auswirken und dass daher für diese ein höherer Kompensationsbedarf besteht. Durch die Wahl des Faktors  $\gamma$  kann allerdings beeinflusst werden, wie viel stärker die niedrigeren MOs gewichtet werden. Wird bspw.  $\gamma = 1$  gewählt, ist das System bereits nach Auslegung der ersten Adaptionsverstärkung,  $g_1$ , an der Stabilitätsgrenze. Die HMO wird dann zwar maximal schnell ausgegeregelt, höhere MOs können dann allerdings nicht mehr kompensiert werden ( $g_{i,max} \stackrel{!}{=} 0$ ,  $i \in [2, \dots, M]$ ). Zudem wäre die Regelung in diesem Fall natürlich wenig robust. Wird  $\gamma < 1$  gewählt, ergibt sich

eine kleinere erste Adaptionverstärkung  $g_1 < g_{1,max}$ . Das System ist dann nach Auslegung von  $g_1$  noch nicht an der Stabilitätsgrenze, so dass auch höhere Ordnungen kompensiert werden können. Je kleiner  $\gamma$  dabei gewählt wird, desto weniger werden die niedrigen MOs priorisiert und desto mehr Stabilitätsreserve bleibt für die Auslegung der höheren MOs übrig. Daraus folgt auch, dass der Regelkreis umso robuster wird, je kleiner  $\gamma$  gewählt wird. Zu klein sollte man  $\gamma$  allerdings auch nicht wählen, da sonst alle Adaptionverstärkungen nur sehr kleine Werte annehmen. Dies hätte zur Folge, dass die Störung nur sehr langsam ausgeregelt würde. In [8] wurden die Adaptionverstärkungen ( $g_1, g_2, g_3$ ) daher für verschiedene Werte von  $\gamma$  ( $\gamma = 0,5/0,7/1$ ) berechnet und in Simulation untersucht. Die dadurch gewonnenen Erkenntnisse sowie die berechneten Adaptionverstärkungen dienten als Grundlage für die am Prüfstand durchgeführten Messungen.

**Weitere wichtige Aspekte der Auslegung** An dieser Stelle muss abschließend noch auf zwei weitere, wesentliche Aspekte der Auslegung hingewiesen werden:

Erstens: Die Auslegung der Adaptionverstärkungen müsste genau genommen für jeden stationären Arbeitspunkt eigens erfolgen. Der Grund hierfür ist der, dass die Übertragungsfunktionen  $P(s)$ ,  $S(s)$  und  $R(s)$  arbeitspunktabhängig sind. Der Regler  $R(s)$  hängt von  $\Omega_o$  und damit nur von der Drehzahl ab (vgl. (5.98)).  $P(s)$  und  $S(s)$  hängen von der Matrix  $\mathbf{A} = \mathbf{A}(c_1, d_1)$  und damit von den arbeitspunktabhängigen Parametern  $c_1$  (eZMS-Steifigkeit) und  $d_1$  (eZMS-Dämpfung) ab. Wie bereits erwähnt wurde, waren diese beiden Parameter zunächst unbekannt und mussten erst identifiziert werden. Für die in [8] durchgeführte Auslegung der Adaptionverstärkungen wurden diese Parameter daher zu

$$c_1 = 500 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}, \quad d_1 = 0,4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}} \quad (5.103)$$

angenommen. Mit dieser Festlegung sind die Strecken  $P(s)$  und  $S(s)$  zeitinvariant. Dadurch war bei der Auslegung der Adaptionverstärkungen nur noch die Drehzahlabhängigkeit des Reglers  $R(s)$  zu berücksichtigen. Die oben beschriebene Auslegung der Adaptionverstärkungen wurde daher für verschiedene Drehzahlen innerhalb des interessierenden Drehzahlbereichs durchgeführt. Die resultierenden Adaptionverstärkungen sind damit drehzahlabhängig:

$$g_i = g_i(\Omega_o) \quad \text{bzw.} \quad g_i = g_i(\omega_{soll}) \quad (5.104)$$

Für die Prüfstandsversuche wurden die berechneten Adaptionverstärkungen anschließend noch etwas reduziert. Dadurch sollte die Robustheit der Regelung weiter erhöht werden, um der Parameterunsicherheit von  $c_1$  und  $d_1$  gerecht zu werden. Trotz der

Tatsache, dass die wahren Werte von  $c_1$  und  $d_1$  mitunter stark von den angenommenen Werten abweichen<sup>6</sup>, konnte durch dieses Vorgehen eine erfolgreiche Umsetzung der ASGA (5.83) am Prüfstand erzielt werden. Dies werden die im nächsten Kapitel vorgestellten Messergebnisse bestätigen.

Zweitens: Wie in Kapitel 4 (Abschnitt 4.4) beschrieben, kann am Prüfstand das Moment  $M_E(t)$  nicht direkt vorgegeben werden, sondern nur der momentenerzeugende Strom  $I_q(t)$ . Dieser Strom hängt über  $M_E(t) = -K_T I_q(t)$  mit dem Stellmoment  $M_E(t)$  zusammen, wobei  $K_T$  die Momentenkonstante des eZMS-Aktors darstellt. Das negative Vorzeichen ergibt sich hierbei zufällig aufgrund der Einbaurichtung des eZMS-Aktors (vgl. (4.31), S.84). Genau genommen stellt damit am Prüfstand nicht das Moment  $M_E(t)$  sondern der Strom  $I_q(t)$  die Stellgröße dar,  $u(t) = I_q(t)$ . Der Faktor  $(-K_T)$  müsste dementsprechend bei der Auslegung der Adaptionparameter der Strecke  $S(s)$  zugeschlagen werden. Um diesem Umstand gerecht zu werden, wurden die in [8] berechneten Adaptionverstärkungen gemäß

$$\hat{g}_i = -\frac{g_i}{K_T} \quad (5.105)$$

skaliert. Diese neuen Adaptionverstärkungen  $\hat{g}_i$  wurden schließlich für die Prüfstandsversuche verwendet. Die Ergebnisse dieser Versuche werden im nun folgenden Kapitel vorgestellt.

---

<sup>6</sup> Dies zeigt ein Blick auf Abbildung 4.19, S.101.

## Kapitel 6

# Experimenteller Funktionsnachweis

Nachdem der in Kapitel 2 beschriebene eZMS-Versuchsträger aufgebaut war, wurde er auf dem in Kapitel 3 beschriebenen Prüfstand getestet. Hierfür wurde die in Kapitel 5 (Abschnitt 5.4) entworfene adaptive Störgrößenaufschaltung auf einer dSPACE Autobox implementiert. Ziel der Prüfstandsversuche war es, den prinzipiellen Funktionsnachweis für das neue Dämpferkonzept (eZMS) zu erbringen. Die hierfür notwendigen Umfänge wurden in Kapitel 2 definiert: Nach Abschnitt 2.2.1 sollte der prinzipielle Funktionsnachweis genau dann als erbracht gelten, wenn sich die theoretisch postulierte hohe Wirksamkeit und Energieeffizienz im Experiment bestätigen lassen.

In diesem Kapitel wird nun der prinzipielle Funktionsnachweis erbracht. Hierfür werden die Ergebnisse der durchgeführten Prüfstandsversuche präsentiert und diskutiert. Zunächst wird in Abschnitt 6.1 erläutert, unter welchen Rahmenbedingungen die Prüfstandsversuche statt fanden. Im darauffolgenden Abschnitt, 6.2, wird die Wirksamkeit des eZMS-Versuchsträgers anhand von Messergebnissen nachgewiesen. In Abschnitt 6.3 wird dann die Energieeffizienz des eZMS-Versuchsträgers bewertet. Hierfür erfolgt eine Auswertung der im Experiment gemessenen Verlustleistung. Am Ende werden die wesentlichen Ergebnisse in einem kurzen Fazit zusammengefasst (Abschnitt 6.4).

## 6.1 Rahmenbedingungen der Versuche

Um die Interpretation der im Folgenden vorgestellten Messergebnisse zu erleichtern, werden vorab die wesentlichen Randbedingungen der Prüfstandsversuche erläutert:

**Untersuchter Betriebsbereich** Zunächst einmal sei klargestellt, dass alle Messergebnisse an stationären Arbeitspunkten aufgezeichnet wurden. Transiente Vorgänge, im Sinne von Drehzahl- oder Lastrampen, wurden nicht untersucht. Die Einschränkung auf stationäre Arbeitspunkte wurde in Abschnitt 2.2.1 festgelegt, um die Komplexität des angestrebten Funktionsnachweises zu reduzieren. Abbildung 6.1 zeigt alle Arbeitspunkte an denen Messungen mit dem geregelten eZMS-Versuchsträger durchgeführt wurden. Es wurden prinzipiell vier verschiedene Lastniveaus bei 30%, 45%, 55% und

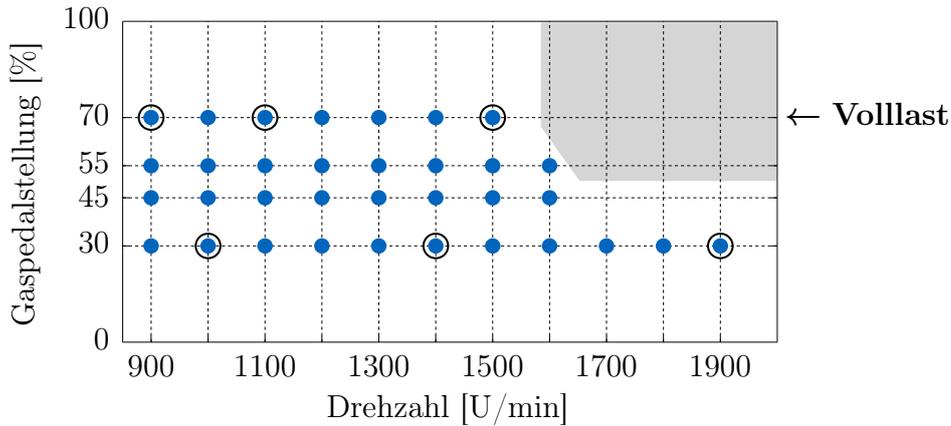


Abbildung 6.1: Stationäre Arbeitspunkte an denen aktive Messungen mit dem eZMS-Versuchsträger durchgeführt wurden (blaue Punkte). Die schwarzen Kreise markieren die Arbeitspunkte, deren Messschriebe im Folgenden exemplarisch diskutiert werden. Der grau dargestellte Bereich konnte zum Zeitpunkt der Messungen prüfstandsbedingt nicht angefahren werden (vgl. Abb. 4.14).

70% Gaspedalstellung untersucht. An dieser Stelle sei daran erinnert, dass eine Gaspedalstellung von  $\delta_{gps} = 70\%$  bereits Volllast darstellt<sup>1</sup>. Bezüglich der Drehzahl wurde der Bereich zwischen 900 und 1900 U/min untersucht. Dieser Drehzahlbereich wurde in Abschnitt 2.2.1 festgelegt, da die DU eines Verbrennungsmotors v.a. bei niedrigen Drehzahlen Probleme bereitet. Der in Abbildung 6.1 grau dargestellte Bereich wurde nicht untersucht, da er zum Zeitpunkt der Messungen prüfstandsbedingt nicht angefahren werden konnte. In Abschnitt 4.5.3 wurde auf diesen Umstand bereits hingewiesen (vgl. Abb. 4.14, S.94). Dabei wurde auch klargestellt, dass dies für den angestrebten Funktionsnachweis keine wesentliche Einschränkung darstellt, da hierfür gerade die niederen Drehzahlen unter 1500 U/min als besonders kritisch einzustufen sind.

**Regelung** An jedem untersuchten Arbeitspunkt wurden Messungen mit einer Dauer von einer Minute durchgeführt. Die ersten zehn Sekunden wurde das eZMS dabei immer passiv betrieben, d.h. es wurde kein Stellmoment mit dem eZMS-Aktor erzeugt. Nach zehn Sekunden wurde jeweils die Regelung aktiviert, d.h. für die verbleibenden 50 Sekunden wurde das eZMS dann aktiv betrieben. In den Zeitschrieben kann dadurch das passive und aktive Verhalten des eZMS-Versuchsträgers direkt verglichen werden. Gleichzeitig lässt sich dadurch das Einschwingverhalten der Regelung beurteilen. Als Regler wurde die in Abschnitt 5.4 entwickelte ASGA (5.83) implementiert. Mit dieser ASGA können prinzipiell unterschiedlich viele Motorordnungen kompensiert werden. Die Anzahl der berücksichtigten Ordnungen wird dabei durch den Parameter

<sup>1</sup> Die restlichen 30% werden nur für einen Kick-Down benötigt und wurden daher nicht untersucht.

$M$  festgelegt (vgl. (5.83), S.141). Dieser Parameter wurde bei den Prüfstandsversuchen variiert: Es wurden verschiedene Messreihen durchgeführt bei denen entweder nur die HMO ( $M = 1$ ), die HMO und die 3.MO ( $M = 2$ ) oder die HMO, die 3.MO und 4,5.MO ( $M = 3$ ) kompensiert wurden. Wie  $M$  im einzelnen gewählt wurde, wird jeweils angegeben. Die Adaptionverstärkungen  $g_i$  ( $i \in [1, \dots, M]$ ) der ASGA wurden gemäß dem in Abschnitt 5.4.2 beschriebenen Verfahren ausgelegt. Auch ihre Wahl wird im einzelnen angegeben.

**Darstellung der Messergebnisse** Aus Gründen der Geheimhaltung wurden die im Experiment gemessenen Drehmomente für die Darstellung in dieser Arbeit normiert. Die Normierung erfolgte einheitlich auf das maximale mittlere Moment des am Prüfstand verbauten Verbrennungsmotors. Neben Zeitschrieben werden im Folgenden auch Ordnungsspektren dargestellt, in denen die Wirkung im passiven und aktiven Betrieb gegenübergestellt wird. Das Ordnungsspektrum für den passiven Betrieb wurde immer anhand der ersten zehn Sekunden der jeweiligen Messung bestimmt. Das Ordnungsspektrum für den aktiven Betrieb wurde jeweils anhand der letzten zehn Sekunden ausgewertet.

## 6.2 Experimenteller Wirknachweis

In diesem Abschnitt wird dargestellt, welche Wirkung mit dem eZMS-Versuchsträgers im Experiment erzielt werden konnte. Zunächst werden hierfür einzelne Arbeitspunkte exemplarisch untersucht (Abschnitt 6.2.1). Anschließend folgt eine ganzheitliche Auswertung über der Drehzahl (Abschnitt 6.2.2).

### 6.2.1 Diskussion einzelner Arbeitspunkte

Im Folgenden werden die Messergebnisse von sechs exemplarisch ausgewählten Arbeitspunkten vorgestellt. Diese Arbeitspunkte wurden in Abbildung 6.1 mit einem schwarzen Kreis gekennzeichnet. Bei der Auswahl der Arbeitspunkte wurde darauf geachtet, möglichst den gesamten untersuchten Betriebsbereich abzudecken. Es werden daher drei Arbeitspunkte mit Vollast und drei mit Teillast betrachtet. Zunächst werden vier Messungen diskutiert bei denen nur die HMO kompensiert wurde ( $M = 1$ ), anschließend zwei Messungen bei denen auch höhere MOs in der ASGA berücksichtigt wurden ( $M > 1$ ).

**Arbeitspunkt: 900 U/min, Vollast ( $M = 1$ ):** Zunächst wird nun eine Messung bei 900 U/min und 70% Gaspedalstellung betrachtet. Aufgrund der niedrigen Drehzahl bei gleichzeitig hoher Last stellt dies den restriktivsten aller betrachteten

Arbeitspunkte dar. Bei dieser Messung wurde eine einzige Ordnung in der ASGA berücksichtigt ( $M = 1$ ). D.h. es wurde nur versucht die HMO auszuregeln. Abbildung 6.2 zeigt die ausgewerteten Ergebnisse dieser Messung. In 6.2a sind die zeitlichen Verläufe der antriebs- und abtriebsseitig gemessenen Schnittmomente  $M_p$  bzw.  $M_s$  sowie der des Stellmoments  $M_E$  dargestellt. In den ersten zehn Sekunden in denen das eZMS passiv betrieben wird, zeigt sich die typische Isolationswirkung eines Zweimassenschwungrads: Die Schwankung des Schnittmoments  $M_s$  ist bereits im passiven Betrieb deutlich kleiner als die des Schnittmoments  $M_p$ . Am Verlauf von  $M_E$  ist sehr schön

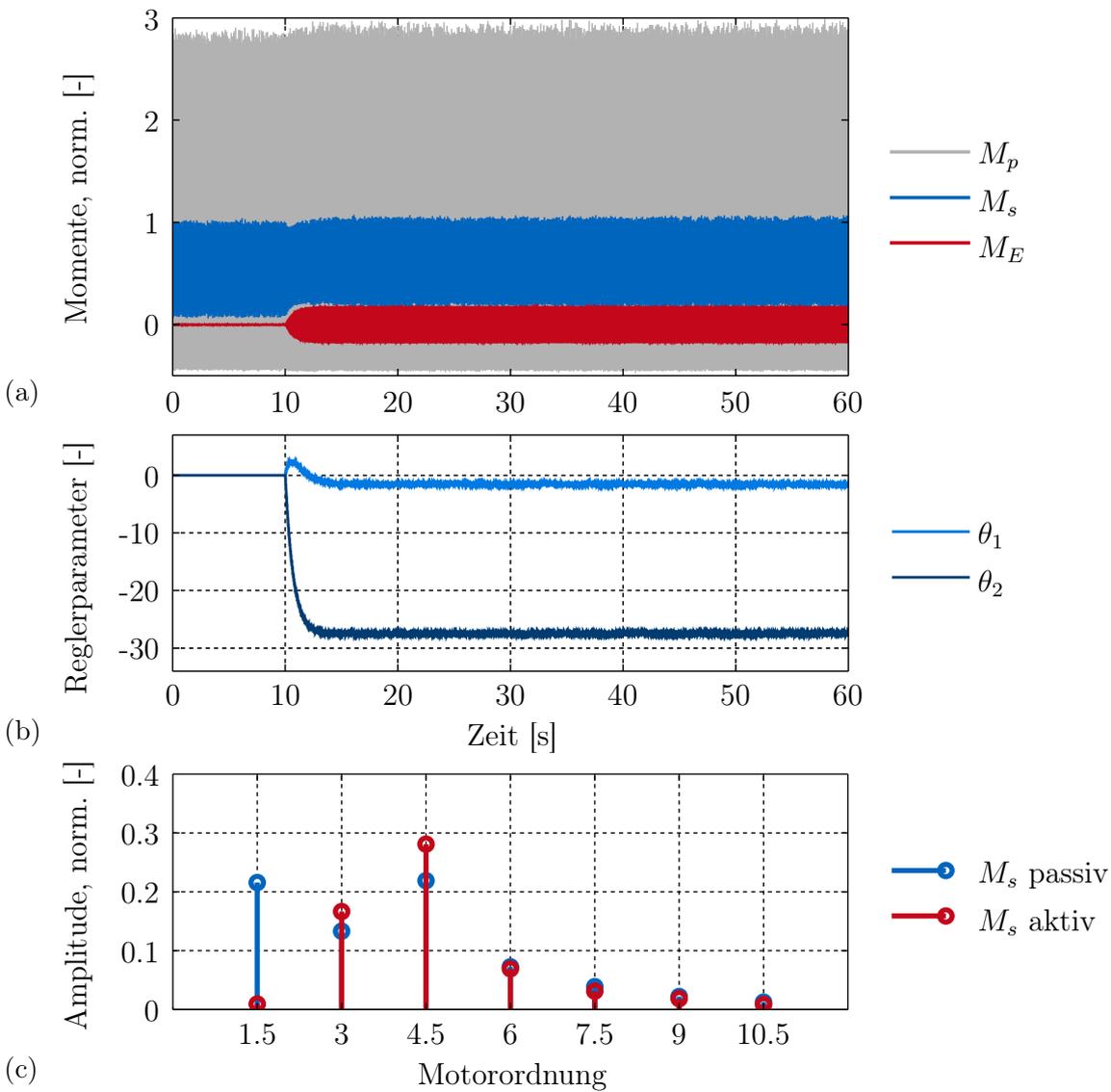


Abbildung 6.2: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 900 U/min, Volllast und folgender Parameterwahl:  $M = 1$ ,  $\hat{g}_1 = -1,8$ .

zu erkennen, dass die Regelung nach zehn Sekunden aktiviert wird: Vorher ist  $M_E$  gleich Null. Nach Aktivieren der Regelung schwingt die Stellgröße  $M_E$  schnell auf. Die Amplitude pendelt sich auf einen konstanten Wert ein. Dies lässt sich mit Blick auf Abbildung 6.2b plausibilisieren. Diese Abbildung zeigt die Adaption der Parameter  $\theta_1$  und  $\theta_2$  des Stellgesetzes

$$M_E(t) = \theta_2(t) \sin(1,5\varphi_{KW}(t)) + \theta_1(t) \cos(1,5\varphi_{KW}(t)).$$

Abgesehen von einem kleinen verbleibenden Restrauschen konvergieren diese beiden Parameter in ca. drei Sekunden auf stationäre Endwerte. Dementsprechend wird die HMO im abtriebsseitigen Schnittmoment  $M_s$  binnen weniger Sekunden ausgeregelt. Dies zeigt sich in 6.2a an der sofortigen Einschnürung von  $M_s$  nach Aktivieren der Regelung.

Warum diese Einschnürung nicht besonders stark ausfällt, geht aus Abbildung 6.2c hervor. Diese Abbildung zeigt das Ordnungsspektrum von  $M_s$  im ungeregelten (d.h. passiven) und im geregelten (d.h. aktiven) Betrieb. Zunächst einmal ist in dieser Abbildung zu erkennen, dass die HMO (1,5.MO) durch die Regelung fast vollständig kompensiert wird. Die ASGA erfüllt damit die Aufgabe, für welche sie ausgelegt wurde. Warum diese drastische Reduktion der HMO im Zeitschrieb nicht so deutlich zum Ausdruck kommt, wird klar, wenn man sich die Amplituden der 3. und 4,5.MO betrachtet. Diese Amplituden sind bereits im ungeregelten Fall relativ groß und werden durch die Regelung noch zusätzlich verstärkt. V.a. die 4,5.MO nimmt dabei relativ hohe Werte an. Ihre Amplitude ist im geregelten Fall sogar noch größer als die der HMO im ungeregelten Fall.

Dieser Nebeneffekt der Regelung erscheint zunächst unschön. Seine Bedeutung kann jedoch relativiert werden, da er maßgeblich auf eine Prüfstandseigenheit zurückzuführen ist. Dies wird im Folgenden anhand von Abbildung 6.3 erläutert. Die Abbildung zeigt die Amplitudengänge der linearen Übertragungsfunktionen  $P(s)$  und  $P_R(s)$ . Diese beiden arbeitspunktabhängigen Übertragungsfunktionen wurden in Abschnitt 5.4.2.1 eingeführt. Sie beschreiben näherungsweise das Störübertragungsverhalten der ungeregelten ( $P(s)$ ) bzw. der geregelten Strecke ( $P_R(s)$ ). In Abbildung 6.3 sind außerdem die Frequenzen gekennzeichnet, in denen die HMO, die 3.MO und die 4,5.MO bei 900 U/min anregen. Wie in der Abbildung zu erkennen ist, regt die 4,5.MO gerade die Prüfstandsresonanz bei ca. 67 Hz an. Dies erklärt warum die 4,5.MO bereits im passiven Betrieb relativ große Amplituden aufweist. Auch die zusätzliche Verstärkung der 4,5.MO im geregelten Fall lässt sich anhand von Abbildung 6.3 plausibilisieren: Wie die Vergrößerung zeigt, kommt es durch die Regelung zu einer zusätzlichen Überhöhung bei der Resonanzfrequenz (67 Hz). Die Resonanz bei 67 Hz ist damit für

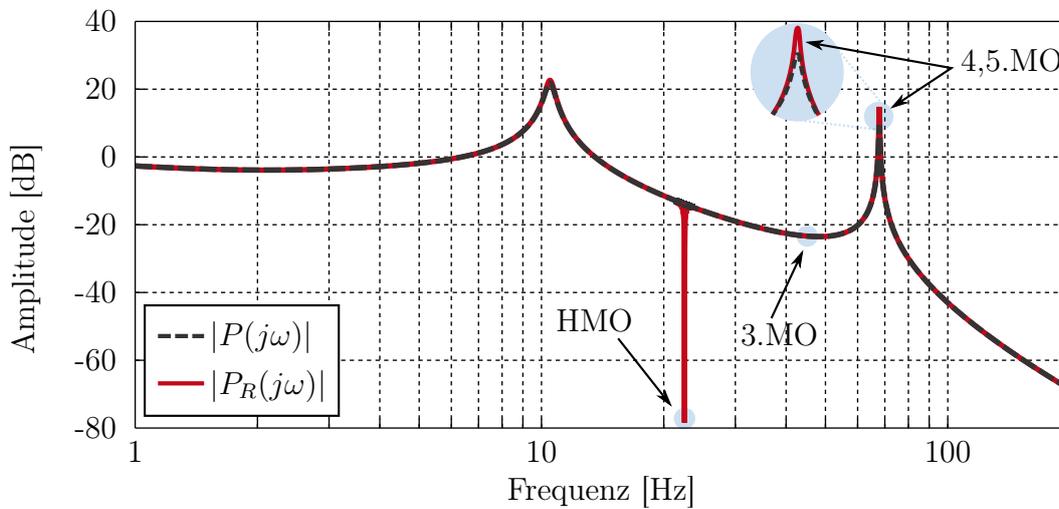


Abbildung 6.3: Amplitudengang der arbeitspunktabhängigen Übertragungsfunktionen  $P(s)$  und  $P_R(s)$ , dargestellt für: 900 U/min, Vollast,  $M = 1$ .

die hohen Amplituden der 4,5.MO verantwortlich. Um die Bedeutung dieses Effekts nun richtig einzuordnen, sei folgendes gesagt: In den Kapiteln 4 und 5 wurde schon mehrfach darauf hingewiesen, dass die Resonanz bei 67 Hz eine Prüfstandseigenheit darstellt, die so in einem Fahrzeugantriebsstrang nicht auftreten würde. Im Fahrzeug wäre somit mit einer deutlich kleineren Amplitude der 4,5.MO zu rechnen. Das am Prüfstand beobachtete Problem wäre damit für eine Fahrzeugumsetzung schlichtweg irrelevant.

**Bemerkung.** *Prinzipiell könnte man die ASGA natürlich um die 3.MO und 4,5.MO erweitern. Dass dies auch am Prüfstand funktioniert, wird im Weiteren noch gezeigt. Eine Kompensation der 4,5.MO wäre am eben betrachteten Arbeitspunkt allerdings nicht möglich. Der Grund hierfür wurde in Abschnitt 5.3.2.2 erläutert: Mit der hier verwendeten ASGA können generell keine Störungen kompensiert werden, deren Frequenz mit einer Resonanz der Strecke zusammenfällt. In Abschnitt 5.3.2.2 wurde zwar eine Modifikation der ASGA vorgestellt, durch welche diese Problem prinzipiell behoben werden könnte (vgl. (5.68), S.136), aufgrund begrenzter Prüfstandszeit konnte diese Modifikation allerdings nicht mehr getestet werden.*

**Arbeitspunkt: 1100 U/min, Vollast ( $M = 1$ ):** Als nächstes wird nun eine Messung bei 1100 U/min und Vollast betrachtet. Wieder wurde eine einzige Ordnung in der ASGA berücksichtigt ( $M = 1$ ). Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 6.4 dargestellt. In 6.4a sind wieder die zeitlichen Verläufe der Momente dargestellt, in 6.4b die Adaption der Reglerparameter und in 6.4c das Ordnungsspektrum des

Schnittmoments  $M_s$  für den passiven bzw. aktiven Fall. Bei diesem Arbeitspunkt wird (im Vergleich zum vorigen) die DU bereits im passiven Betrieb besser isoliert. Dies zeigt ein Vergleich der Momente  $M_p$  und  $M_s$  während der ersten zehn Sekunden in Abbildung 6.4a. Der Grund hierfür liegt zum einen darin, dass die Drehzahl höher ist, wodurch sich die passive Isolationswirkung verbessert. Zum anderen liegt dies daran, dass beim hier vorliegenden Arbeitspunkt die Resonanz bei 67 Hz nicht anregt wird. Daher führt die Regelung von nur einer Ordnung hier schon zu einem relativ guten Ergebnis. Nach Einschalten der Regelung werden die Reglerparameter rasch adaptiert

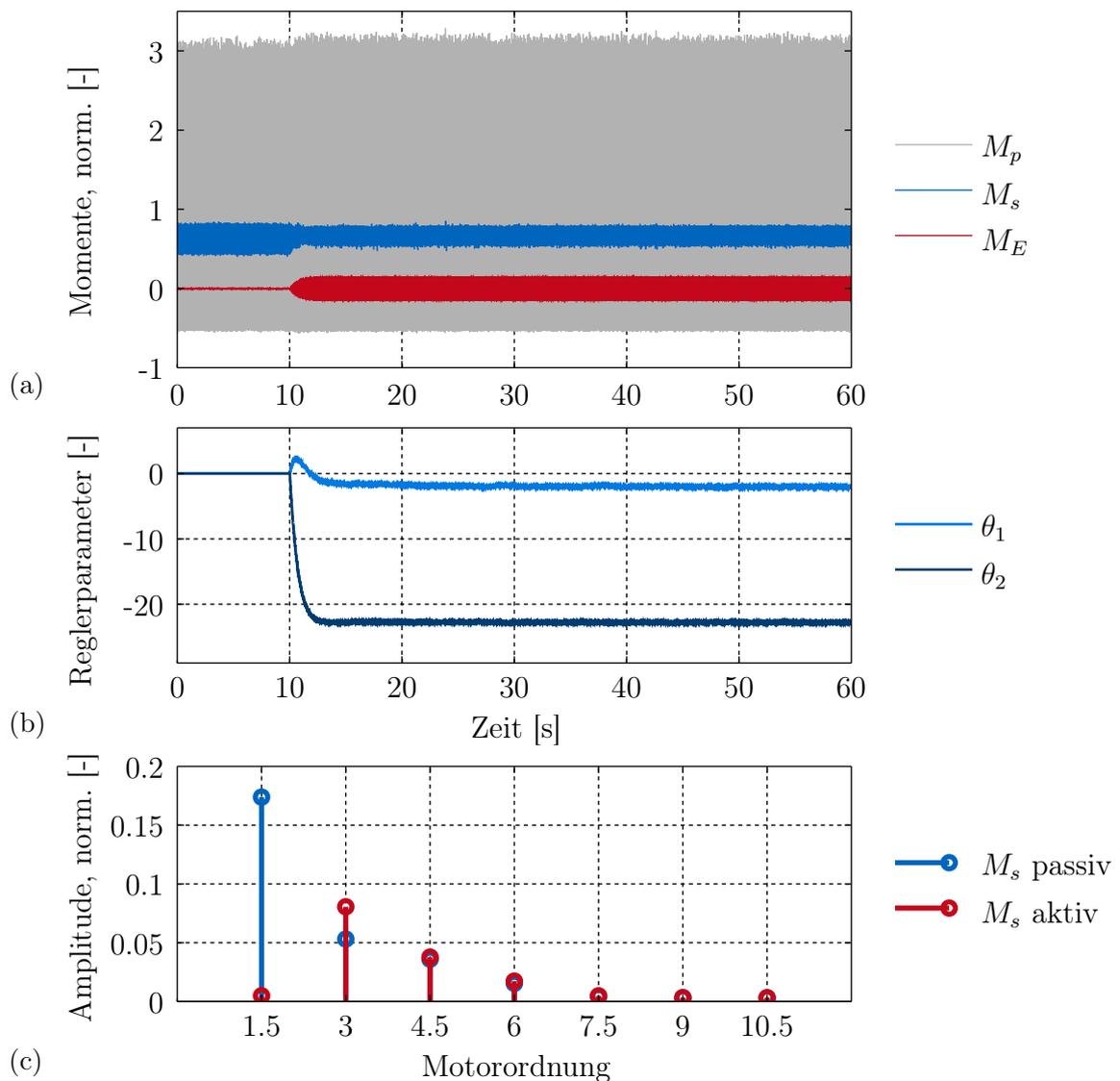


Abbildung 6.4: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 1100 U/min, Volllast und folgender Parameterwahl:  $M = 1$ ,  $\hat{g}_1 = -1,7$ .

(vgl. 6.4b) und die Stellgröße  $M_E$  schwingt schnell auf. Dementsprechend zügig wird die HMO ausgeregelt. Dies zeigt sich im Zeitschrieb 6.4a an der Einschnürung des Moments  $M_s$ . Die verbleibenden Restschwankung ist auf die höheren MOs zurückzuführen. Dies zeigt sich bei Betrachtung des Ordnungsspektrums 6.4c. Darin ist zu erkennen, dass die HMO nahezu vollständig ausgeregelt wird. Die 3.MO wird durch die Regelung etwas verstärkt, die höheren MOs allerdings nicht.

**Arbeitspunkt: 1500 U/min, Volllast ( $M = 1$ ):** Abbildung 6.5 zeigt die Ergebnisse einer Messung bei 1500 U/min und Volllast. Auch bei dieser Messung wurde nur eine Ordnung in der ASGA berücksichtigt ( $M = 1$ ). Die Ergebnisse sind qualitativ ähnlich zu denen des letzten diskutierten Arbeitspunkts. Auch hier kommt es zu einer raschen und nahezu vollständigen Kompensation der HMO. Die 3.MO wird auch hier durch die Regelung verstärkt.

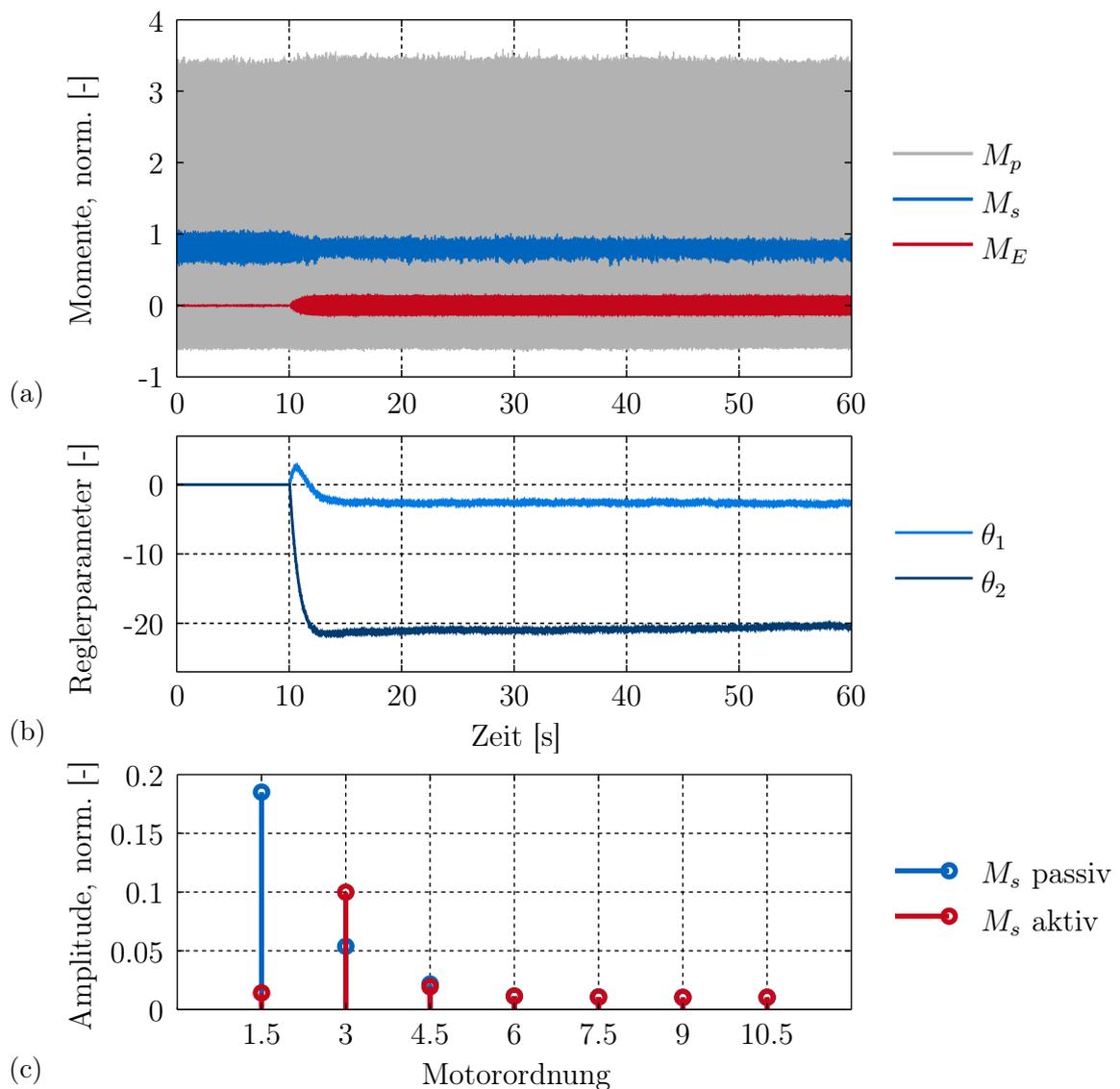


Abbildung 6.5: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 1500 U/min, Volllast und folgender Parameterwahl:  $M = 1$ ,  $\hat{g}_1 = -1,4$ .

**Arbeitspunkt: 1900 U/min, 30% Teillast ( $M = 1$ ):** Als nächstes wird eine Messung bei 1900 U/min und 30% Teillast betrachtet. Erneut wurde eine einzige Ordnung in der ASGA berücksichtigt ( $M = 1$ ). Bei dieser Messung ist die Kompensation der HMO bereits im Zeitschrieb sehr schön zu erkennen (vgl. 6.6a). Nach Aktivieren der Regelung kommt es zu einem deutlich ausgeprägten Einschnüren des abtriebsseitigen Schnittmoments  $M_s$ . Der Grund, warum dieser Effekt hier so deutlich zum Ausdruck kommt, geht aus dem Ordnungsspektrum 6.6c hervor: Im passiven Betrieb tritt nur die HMO mit einem wesentlichen Beitrag in Erscheinung. Die höheren MOs werden bereits

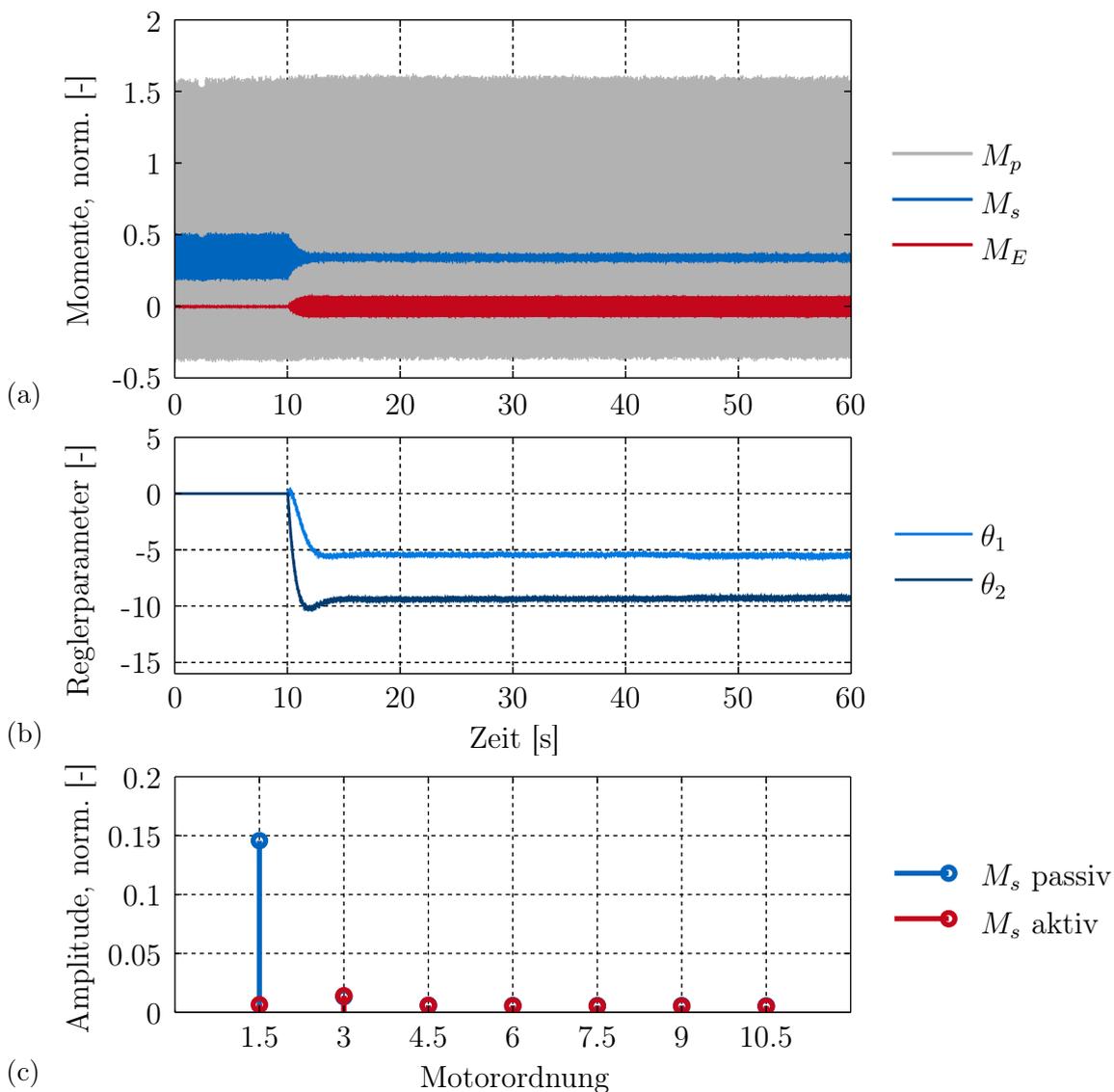


Abbildung 6.6: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 1900 U/min, 30% Teillast und folgender Parameterwahl:  $M = 1$ ,  $\hat{g}_1 = -1,0$ .

im passiven Betrieb sehr gut isoliert. Dies ist auf die verhältnismäßig hohe Drehzahl zurückzuführen. Da die HMO auch bei dieser Messung nahezu vollständig ausgegletzt wird, ergibt sich im Zeitschrieb eine sehr kleine verbleibende Restschwankung (vgl. 6.6a).

**Arbeitspunkt: 1400 U/min, 30% Teillast ( $M = 2$ ):** Abbildung 6.7 zeigt die Ergebnisse einer Messung bei 1400 U/min und 30% Teillast. Anders als bei den bisher diskutierten Messungen wurden hier jedoch zwei Ordnungen in der ASGA berücksichtigt ( $M = 2$ ). D.h. bei dieser Messung wurde versucht die HMO und die 3.MO

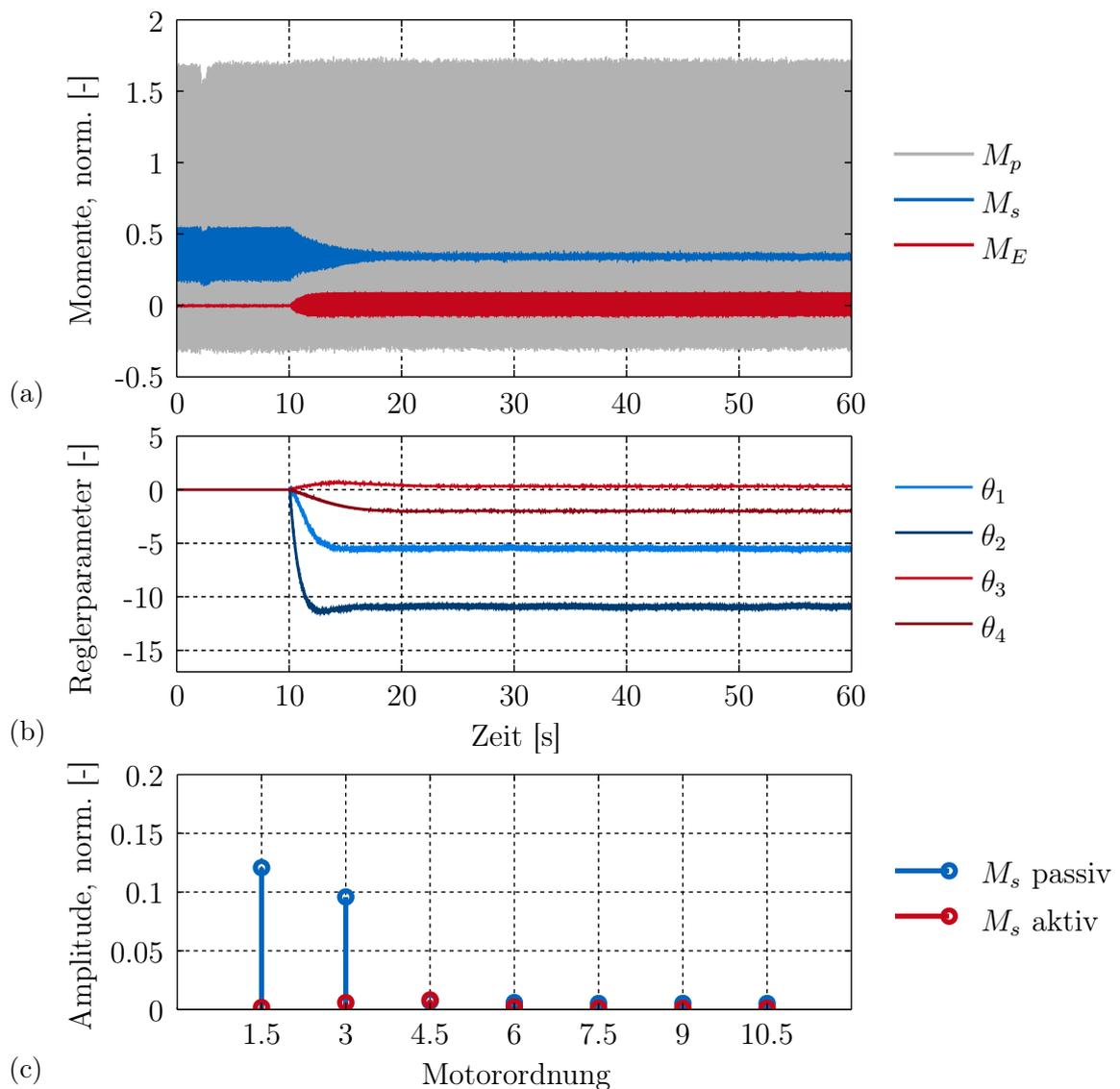


Abbildung 6.7: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 1400 U/min, 30% Teillast und folgender Parameterwahl:  $M = 2$ ,  $\hat{g}_1 = -1,1$ ,  $\hat{g}_2 = 0,04$ .

auszuregeln. Das Stellgesetz der ASGA ergibt sich in diesem Fall zu

$$M_E(t) = \theta_2(t) \sin(1,5\varphi_{KW}(t)) + \theta_1(t) \cos(1,5\varphi_{KW}(t)) \\ + \theta_4(t) \sin(3\varphi_{KW}(t)) + \theta_3(t) \cos(3\varphi_{KW}(t)).$$

Dementsprechend wurden bei dieser Messung mit  $\theta_1, \dots, \theta_4$  vier Reglerparameter adaptiert. Die zeitlichen Verläufe der Adaption sind in Abbildung 6.7b dargestellt. Nach Aktivieren der Regelung schwingen alle vier Parameter zügig auf stationäre Werte ein. Die Parameter der 3.MO ( $\theta_3, \theta_4$ ) konvergieren dabei etwas langsamer als die der HMO ( $\theta_1, \theta_2$ ). Der Grund hierfür liegt darin, dass die Adaptionsverstärkung der HMO ( $\hat{g}_1 = -1,1$ ) betragsmäßig deutlich größer gewählt wurde als die der 3.MO ( $\hat{g}_2 = 0,04$ ). Die HMO wird daher in drei bis vier Sekunden ausgeregelt, die 3.MO in acht bis zehn. Dies zeigt sich an der Einschnürung von  $M_s$  in Abbildung 6.7a. Nach 20 Sekunden, d.h. zehn Sekunden nach Einschalten der Regelung, ist die verbleibende Restschwankung von  $M_s$  nur noch sehr klein. Durch einen Blick auf das Ordnungsspektrum 6.7c lässt sich dies erklären: Wie deutlich zu erkennen ist, weisen im passiven Betrieb nur die HMO und die 3.MO eine nennenswerte Amplitude auf. Da diese beiden Ordnungen durch die Regelung fast vollständig kompensiert werden, ist die verbleibende Restschwankung im Zeitschrieb sehr gering.

**Arbeitspunkt: 1000 U/min, 30% Teillast ( $M = 3$ ):** Abschließend wird nun noch eine Messung bei 1000 U/min und 30% Teillast betrachtet, bei der drei Ordnungen in der ASGA berücksichtigt wurden ( $M = 3$ ). Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 6.8 dargestellt. Wie ein Blick auf 6.8c zeigt, wurden bei dieser Messung die HMO, die 3.MO und die 4,5.MO erfolgreich ausgeregelt. Das Stellgesetz der ASGA ergibt sich in diesem Fall zu

$$M_E(t) = \theta_2(t) \sin(1,5\varphi_{KW}(t)) + \theta_1(t) \cos(1,5\varphi_{KW}(t)) \\ + \theta_4(t) \sin(3\varphi_{KW}(t)) + \theta_3(t) \cos(3\varphi_{KW}(t)) \\ + \theta_6(t) \sin(4,5\varphi_{KW}(t)) + \theta_5(t) \cos(4,5\varphi_{KW}(t))$$

Bei dieser Messung mussten daher sechs Reglerparameter ( $\theta_1, \dots, \theta_6$ ) während der Messung adaptiert werden. Wie aus Abbildung 6.8b hervorgeht, konvergieren auch in diesem Fall alle Reglerparameter auf stationäre Endwerte. Die HMO-Parameter ( $\theta_1, \theta_2$ ) konvergieren dabei am schnellsten, gefolgt von Parametern ( $\theta_3, \theta_4$ ) der 3.MO. Deutlich am langsamsten konvergieren die Parameter ( $\theta_5, \theta_6$ ) der 4,5.MO. Diese Beobachtung korreliert mit der Tatsache, dass die Adaptionsverstärkung der HMO betragsmäßig am größten gewählt wurde ( $\hat{g}_1 = -1,2$ ), die der 3.MO deutlich kleiner ( $\hat{g}_2 = -0,2$ ) und die der 4,5.MO mit Abstand am kleinsten ( $\hat{g}_3 = 0,03$ ). Diese Verteilung ist eine

Konsequenz des in Abschnitt 5.4.2.2 (S.150) beschriebenen Verfahrens, nach dem die Adaptionsverstärkungen ausgelegt wurden. Durch dieses Verfahren werden niedrigere MOs generell stärker priorisiert als höhere. Dementsprechend wird die HMO bei der hier betrachteten Messung am schnellsten ausgeregelt, die 3.MO deutlich langsamer und die 4,5.MO am langsamsten. Mit einem anderen Auslegungsverfahren könnte prinzipiell eine ausgewogenere Abstimmung zwischen den einzelnen Ordnungen erzielt werden. Dies wäre allerdings nur auf Kosten der HMO möglich, denn diese würde dann langsamer ausgeregelt. Da die HMO mit Abstand die größte Amplitude aufweist (vgl.

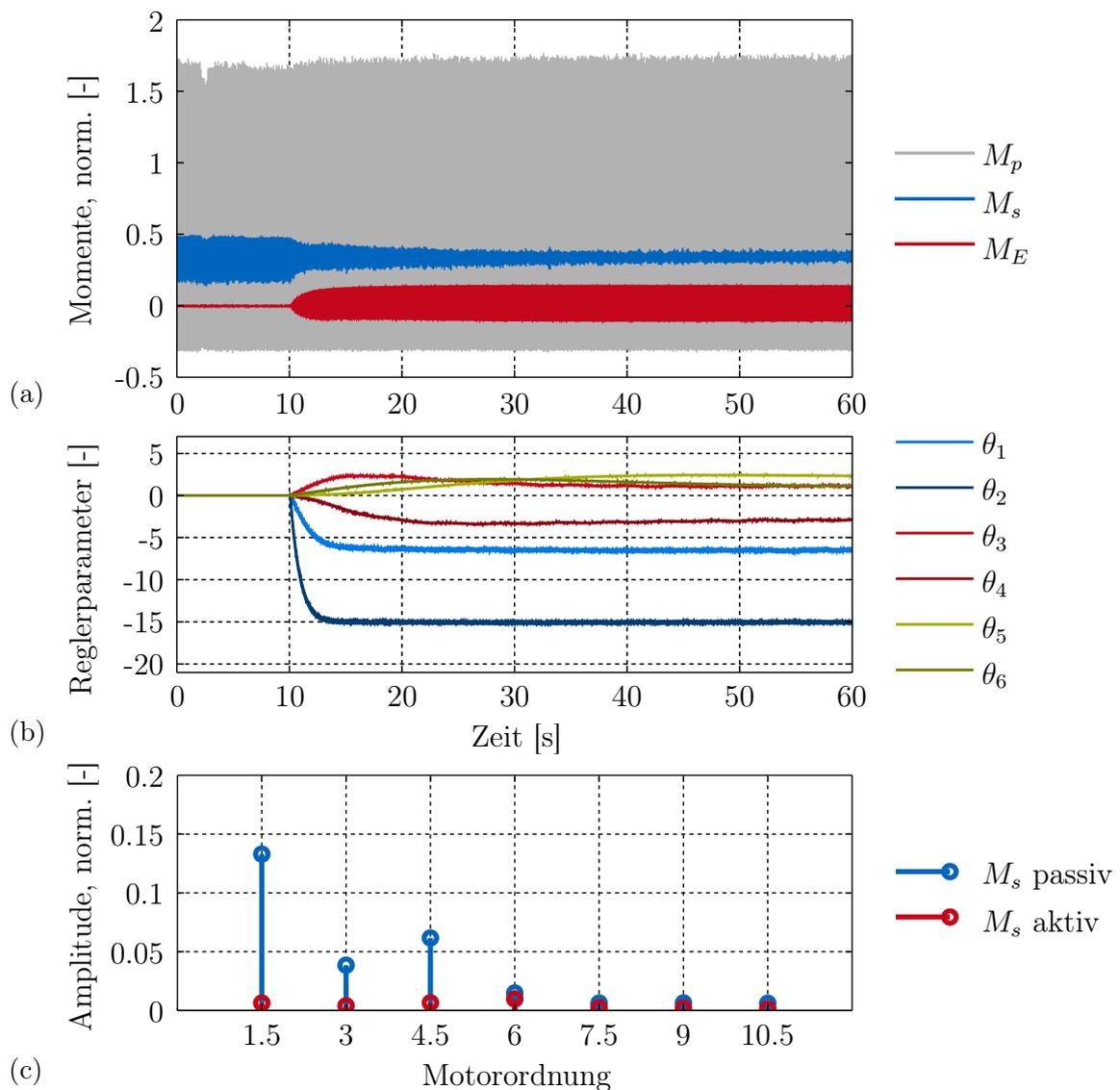


Abbildung 6.8: Ausgewertete Ergebnisse einer Messung bei 1000 U/min, 30% Teillast und folgender Parameterwahl:  $M = 3$ ,  $\hat{g}_1 = -1,2$ ,  $\hat{g}_2 = -0,2$ ,  $\hat{g}_3 = 0,03$ .

6.8c), erscheint es jedoch sinnvoll die HMO stärker zu gewichten. Um diesen Zielkonflikt ein Stück weit aufzulösen, könnte man die optimalen Reglerparameter  $\theta_1^*, \dots, \theta_6^*$  für alle Arbeitspunkte in einem Kennfeld speichern und dann im Sinne einer Vorsteuerung aufschalten. Dadurch könnte der Einfluss einer langsamen Adaption der höheren Ordnungen abgemildert werden.

### 6.2.2 Gesamtheitliche Auswertung

Nach dem im letzten Abschnitt einzelne Messungen exemplarisch diskutiert wurden, erfolgt nun eine gesamtheitliche Auswertung der Messergebnisse. In dieser Auswertung werden alle in Abbildung 6.9 gekennzeichneten Arbeitspunkte berücksichtigt. Die folgende Auswertung basiert damit auf Messungen bei Volllast sowie bei 30% Teillast.

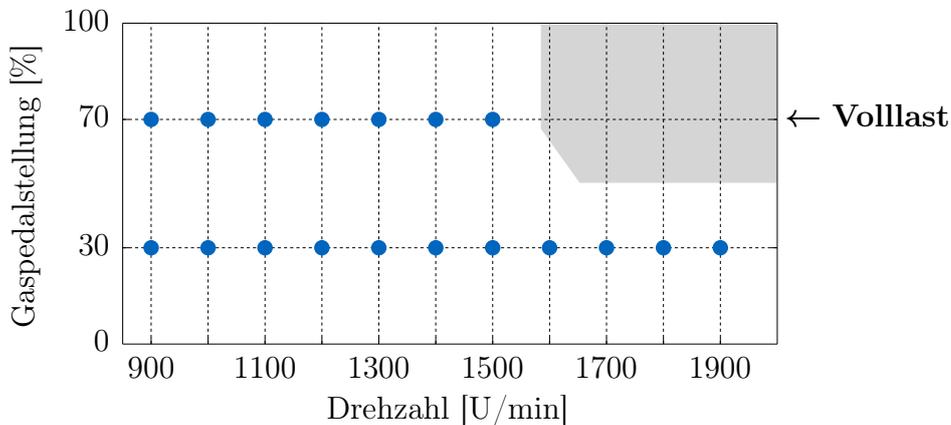


Abbildung 6.9: Messpunkte, die in der folgenden Auswertung berücksichtigt werden.

Die durch die Regelung erzielte Verbesserung wird im Folgenden anhand der Amplitude der HMO bewertet. Höhere MOs werden aufgrund ihrer untergeordneten Rolle vernachlässigt. Bei allen hier berücksichtigten Messungen wurde daher ausschließlich die HMO kompensiert ( $M = 1$ ). In Abbildung 6.10 ist die im Experiment erzielte Verbesserung über der Drehzahl aufgetragen. Abbildung 6.10a zeigt hierbei die Ergebnisse für 30% Teillast und Abbildung 6.10b die für Volllast. Die graue Kurve entspricht jeweils der Amplitude des Schnittmoments  $M_p$ . Die blaue und die rote Kurve kennzeichnen die Amplitude des Schnittmoments  $M_s$ . Die blaue Kurve repräsentiert dabei den unregulierten Fall, die rote den regulierten. Alle Kurven beziehen sich auf die Amplitude der HMO. Im Folgenden werden die Ergebnisse aus Abbildung 6.10 diskutiert.

**Passiver Betrieb** Sowohl in 6.10a als auch in 6.10b ist zu erkennen, dass die DU bereits im passiven Betrieb deutlich reduziert wird. Dies zeigt sich in beiden Diagrammen durch einen Vergleich der grauen und der blauen Kurve. Die HMO wird

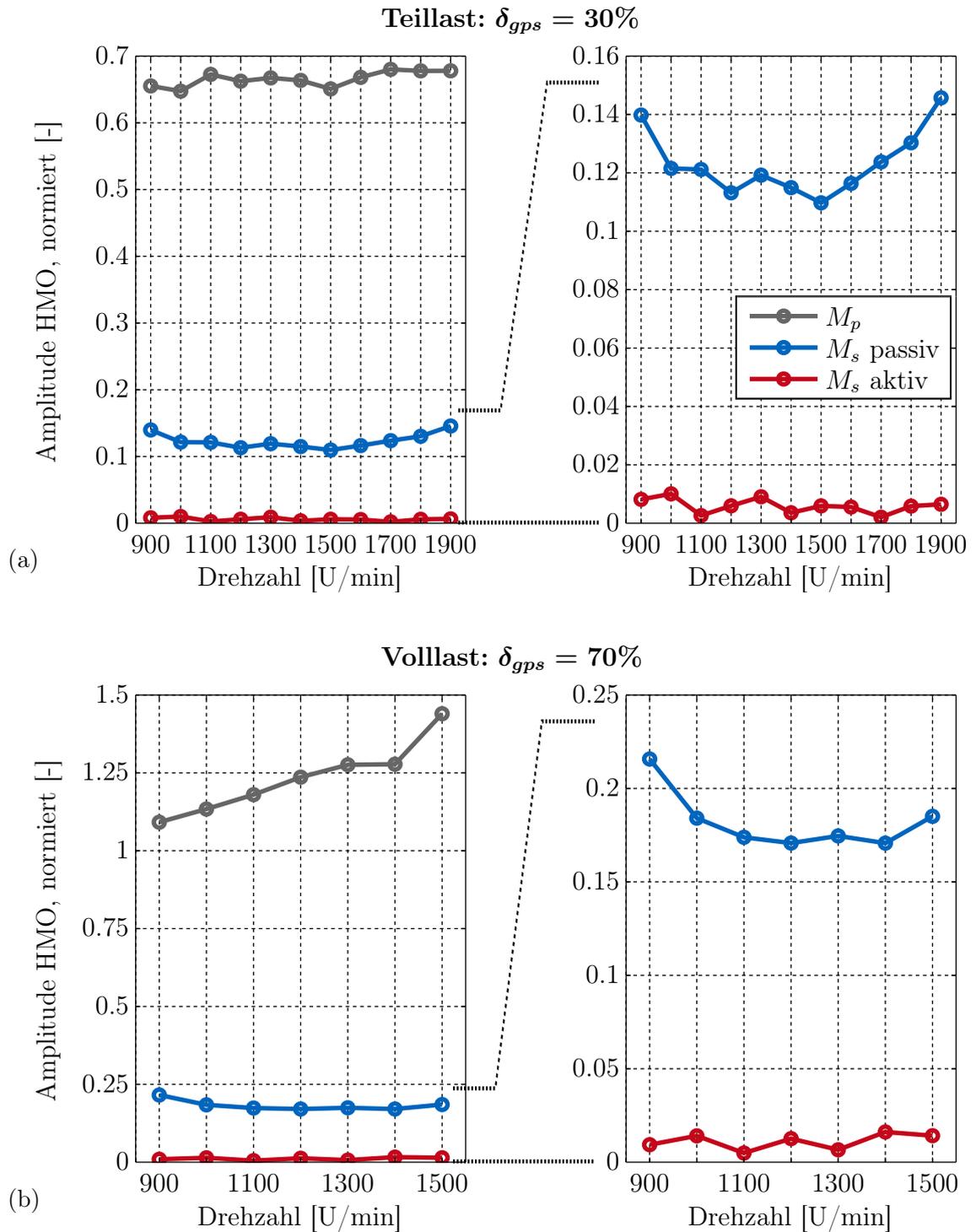


Abbildung 6.10: Amplitude der HMO von  $M_p$  und  $M_s$  aufgetragen über der Drehzahl.

	<b>passiver Betrieb</b>	<b>aktiver Betrieb</b>	<b>aktiv vs. passiv</b>
	$\frac{M_p - M_s \text{ (passiv)}}{M_p}$	$\frac{M_p - M_s \text{ (aktiv)}}{M_p}$	$\frac{M_s \text{ (passiv)} - M_s \text{ (aktiv)}}{M_s \text{ (passiv)}}$
$\delta_{gps} = 30\%$	81,5%	99,1%	95,2%
$\delta_{gps} = 70\%$	85,1%	99,1%	93,8%

Tabelle 6.1: Reduktion der HMO, gemittelt über alle Drehzahlen.

im passiven Betrieb durchschnittlich um 81,5% bei Teillast und um 85,1% bei Volllast reduziert. Diese Werte sind der ersten Spalte von Tabelle 6.1 zu entnehmen. Der Umstand, dass die DU bereits im passiven Betrieb so stark reduziert wird, ist eine direkte Konsequenz der Tatsache, dass das eZMS auf der bewährten Struktur eines ZMS aufsetzt.

**Aktiver Betrieb** Im geregelten Fall wird die HMO allerdings noch einmal deutlich reduziert. Dies ist ebenfalls in beiden Abbildungen zu erkennen und zeigt sich jeweils durch einen Vergleich der grauen und der roten Kurve. Die durchschnittliche Reduktion der HMO beträgt im aktiven Betrieb sowohl bei Teil- als auch bei Volllast beachtliche 99,1% (vgl. Tab. 6.1, Spalte 2). Im aktiven Betrieb wird die HMO damit fast vollständig kompensiert. Im Vergleich zum passiven Betrieb ergibt sich dadurch eine Verbesserung von durchschnittlich 95,2% bei Teillast und 93,8% bei Volllast (vgl. Tab. 6.1, Spalte 3). Diese beachtlichen Werte ergeben sich aus einem Vergleich der blauen und der roten Kurve des jeweiligen Lastfalls.

## 6.3 Experimentell ermittelte Verlustleistung

Nachdem die hohe Wirksamkeit des eZMS-Versuchsträgers nun dargelegt ist, wird nun noch die im Experiment gemessene Verlustleistung betrachtet. Für die Auswertung der Verlustleistung wurden hierbei dieselben Messungen herangezogen, die in Abschnitt 6.2.2 für den gesamtheitlichen Wirknachweis benutzt wurden (vgl. Abb. 6.9). Auch die im Folgenden diskutierten Ergebnisse basieren damit auf Messungen, bei denen nur die HMO aktiv kompensiert wurde ( $M = 1$ ).

Bevor diese Ergebnisse vorgestellt und diskutiert werden, wird zunächst noch erläutert, wie die Verlustleistung im Experiment bestimmt wurde. Wie in Kapitel 2 (Abschnitt 2.2.5) beschrieben ist, wird der Aktor des eZMS-Versuchsträgers am Prüfstand durch einen Sinuswechselrichter versorgt. Der Wechselrichter bezieht die von ihm benötigte Energie wiederum von einem 48V-Gleichstromzwischenkreis. Die Versorgung des eZMS-Aktors sowie des Wechselrichters sind in Abbildung 2.18 auf S.59 dargestellt. Um die Verlustleistung zu bestimmen, wurde im Experiment die Leistung gemessen, die der Gleichstromzwischenkreis an den Wechselrichter abgibt. Neben den Verlusten die im Aktor anfallen, enthält die gemessene Verlustleistung damit auch die Verluste des Wechselrichters. Für die Darstellung in dieser Arbeit wurde die gemessene Verlustleistung für jeden Arbeitspunkt zeitlich gemittelt.

Abbildung 6.11 zeigt die so bestimmte mittlere Verlustleistung aufgetragen über der Drehzahl. Die rote Kurve kennzeichnet die Verlustleistung bei Volllast und die blaue Kurve die Verlustleistung bei 30% Teillast. An diesen beiden Kurven lassen sich zunächst zwei Trends festmachen. Zum einen steigt die Verlustleistung über der Last an, zum anderen fällt sie über der Drehzahl ab. Beide Trends waren zu erwarten. Der Anstieg über der Last ist plausibel, da mit Erhöhung der Last auch die DU des Verbrennungsmotors ansteigt. Zur Kompensation der erhöhten DU muss im eZMS-Aktor eine höhere Leistung umgesetzt werden. Dadurch steigen die Verluste. Der Abfall der Verlustleistung über der Drehzahl ist ebenfalls plausibel: Mit Erhöhung der Drehzahl verbessert sich die passive Isolationswirkung des eZMS. Je höher die Drehzahl ist, desto weniger Energie muss daher zur Kompensation der DU aktiv gestellt werden. Die höchsten Verluste ergeben sich daher bei der kleinsten Drehzahl (900 U/min) und Volllast. Sie liegen hier bei knapp über 400 W. Bei einem Fahrzeug mit einer Antriebsleistung von 80 kW entspräche dies gerade mal 0,5% der Antriebsleistung. Die Verlustleistung des eZMS-Versuchsträgers ist damit selbst im schlechtesten Fall verhältnismäßig klein.

Die 400 W können zudem noch relativiert werden, da man im realen Fahrbetrieb wohl nur selten dauerhaft mit 900 U/min und Volllast fahren wird. Da die Verluste mit

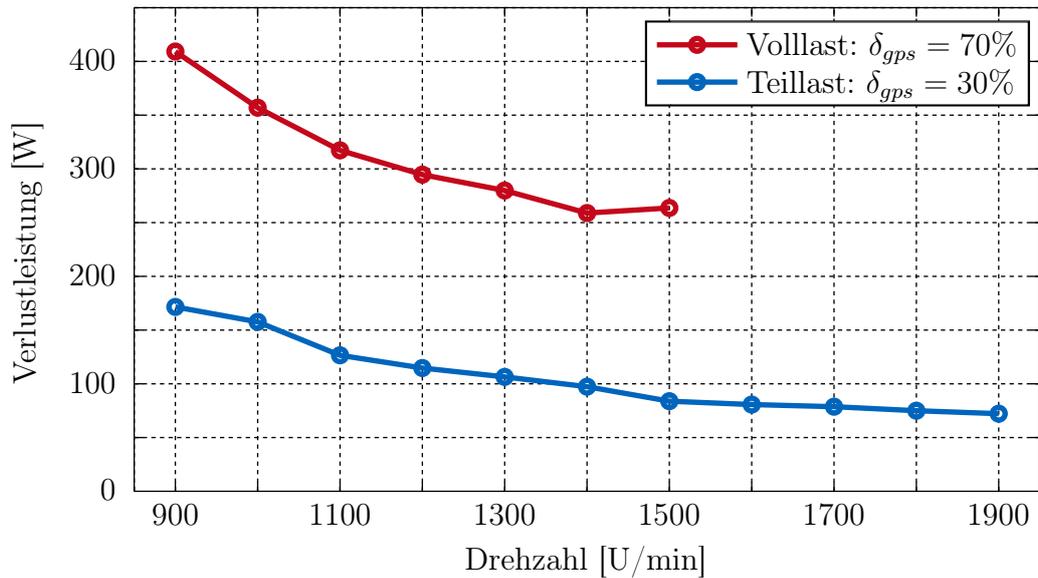


Abbildung 6.11: Mittlere gemessene Verlustleistung bei Kompensation der HMO.

steigender Drehzahl und sinkender Last rapide abfallen, wird man im Fahrzyklus mit *weit geringeren* Verlusten rechnen müssen. Gestützt wird diese Aussage durch eine simulationsbasierte Untersuchung, deren Ergebnisse bereits in [34] vorgestellt wurden. In dieser Studie wurde die Verlustleistung des eZMS im Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) simuliert. Als Ergebnis dieser Studie ist festzuhalten, dass im NEFZ eine Verlustleistung im *unteren zweistelligen* Watt-Bereich realistisch erscheint. Hinzuzufügen ist, dass für die im Experiment gemessene Verlustleistung sicher noch ein gewisses Optimierungspotential besteht. Dies wird klar, wenn man bedenkt, dass das hier untersuchte System einen Prototypen darstellt, dessen Hardware noch nicht hinsichtlich des konkreten Einsatzzwecks optimiert wurde.

## 6.4 Fazit

Als Fazit der in diesem Kapitel präsentierten Ergebnisse ist folgendes festzuhalten: Durch die Messungen mit dem eZMS-Versuchsträger konnte für das in dieser Arbeit untersuchte, neue Dämpferkonzept (eZMS) sowohl eine hohe Wirksamkeit als auch eine hohe Energieeffizienz nachgewiesen werden. Mit den Ergebnissen aus Abschnitt 6.2 und 6.3 kann der mit dem eZMS-Versuchsträger angestrebte prinzipielle Funktionsnachweis als erbracht gelten. Wie theoretisch vorhergesagt (vgl. Abschnitt 2.1), stellt das eZMS damit einen sehr vielversprechenden Ansatz zu Kompensation der erhöhten DU von downgesizten Verbrennungsmotoren dar.

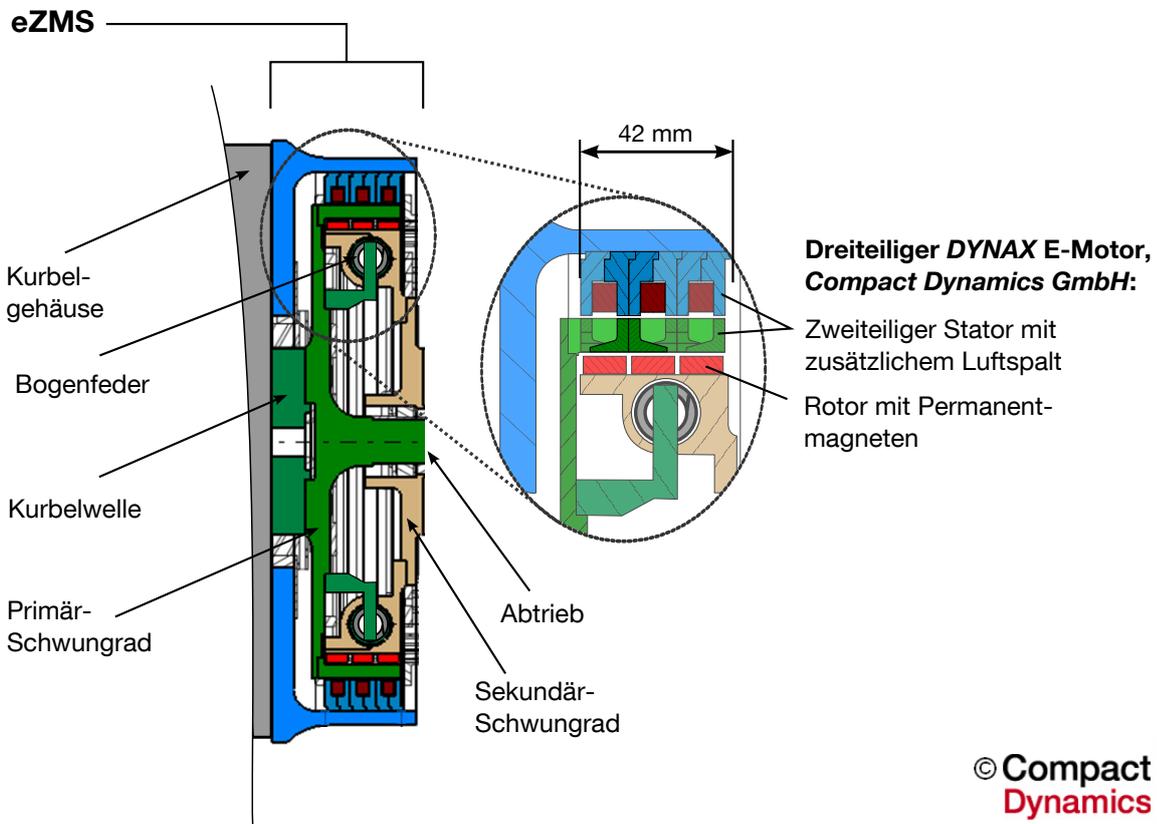
## Kapitel 7

# Weiterentwicklung des eZMS für den Einsatz im Fahrzeug

Der bisher betrachtete eZMS-Versuchsträger wurde speziell für Untersuchungen am Prüfstand entwickelt. Zwar wurden bei der Entwicklung dieses Versuchsträgers bereits viele technische Randbedingungen aus dem Fahrzeug berücksichtigt, für einen Einsatz im Fahrzeug ist das eZMS in dieser Form allerdings noch nicht geeignet. Hauptverantwortlich hierfür ist der Schleifringübertrager, der am Prüfstand die Energieversorgung des mitdrehenden eZMS-Aktors sicherstellt. Durch die Schleifringe baut der Versuchsträger axial zu lang, als dass er in den im Fahrzeug verfügbaren Bauraum integriert werden könnte. Zudem sind die Schleifringe für den Einsatz in einem Serienfahrzeug ohnehin ungeeignet, da sie durch die begrenzten Standzeiten zu wartungsintensiv sind. Bereits bei der Vorstellung des eZMS-Versuchsträgers in Kapitel 2 (Abschnitt 2.2) wurde daher darauf hingewiesen, dass für eine Umsetzung des eZMS im Fahrzeug die Schleifringe durch eine geeignetere Form der Energieübertragung ersetzt werden müssen. In diesem Kapitel wird daher ein Konzept für eine Weiterentwicklung des eZMS-Versuchsträgers mit einer alternativen Energieversorgung vorgestellt. Damit soll eine Möglichkeit aufgezeigt werden, wie das eZMS im Fahrzeug umgesetzt werden könnte. Die Idee für diese Weiterentwicklung wurde durch die *Compact Dynamics GmbH* vorgeschlagen und ist daher nicht dem Beitrag dieser Arbeit zuzuordnen. Die Weiterentwicklung baut allerdings auf der in dieser Arbeit vorgeschlagenen Grundstruktur des eZMS auf.

Abbildung 7.1 (oben) zeigt den konstruktiven Aufbau des neuen Konzepts in einer Schnittdarstellung. Es handelt sich hierbei um eine einfach gehaltene Grobkonstruktion, die lediglich die prinzipielle Struktur sowie den Platzbedarf veranschaulichen soll. Wie in der Abbildung zu erkennen ist, baut das neue Konzept in axialer Richtung relativ kurz. Die Gesamtabmaße sind vergleichbar zu denen eines herkömmlichen ZMS. Eine Integration in den begrenzten Bauraum zwischen Verbrennungsmotor und Getriebe erscheint daher möglich.

Das Herzstück des Aufbaus ist ein dreiteiliger *DYNAX* E-Motor der *Compact Dynamics GmbH*. Die E-Motoren der *DYNAX*-Baureihe sind permanentenerregte Synchron-



**Zweiteiliger Stator (Ausschnitt)**

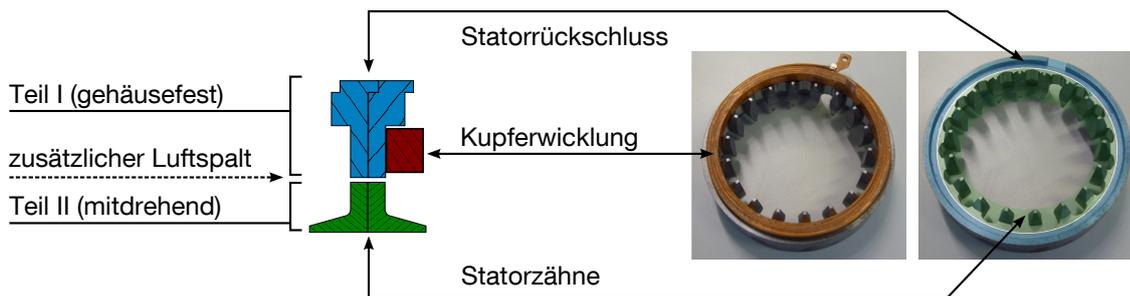


Abbildung 7.1: Mögliche Weiterentwicklung des eZMS mit berührungsloser Energieübertragung. Oben: Prinzipskizze des neuen Konzepts. Unten: Detaildarstellung eines Ausschnitts des zweiteiligen Stators. Bildnachweis: Die Bilder wurden zur Verfügung gestellt durch die *Compact Dynamics GmbH*.

maschinen in sog. Axialflussbauweise. Bei E-Motoren in Axialflussbauweise sind die Kupferwicklungen im Stator so verbaut, dass sie einen magnetischen Fluss in axialer Richtung erzeugen. Erst durch die Statorzähne wird der Fluss in radiale Richtung, d.h. in Richtung der Permanentmagnete des Rotors umgelenkt. Aufgrund der Axialflussbauweise weisen die Motoren der *DYNAX*-Baureihe nach Herstellerangaben eine hohe Leistungsdichte auf. Standardmäßig sind *DYNAX*-Motoren wie herkömmliche E-Motoren zweiteilig aufgebaut: Sie bestehen aus einem Stator, der die Wicklungen enthält und einem Rotor, der die Permanentmagnete trägt. Für die hier vorgestellte Weiterentwicklung des eZMS wird der Stator jedoch zweiteilig ausgeführt, so dass der Aktor insgesamt aus drei Teilen besteht. Die Zweiteilung des Stators ist in Abbildung 7.1 oben in der Vergrößerung sowie unten in der Detaildarstellung veranschaulicht.

Der blau dargestellte Teil des Stators, der sog. Statorrückschluss, ist fest mit dem Kurbelgehäuse des Verbrennungsmotors verbunden. Dieser Teil des E-Motors ist somit *nicht* mitdrehend verbaut. In den Statorrückschluss sind die Kupferwicklungen integriert, die den magnetischen Fluss zur Erzeugung des Drehmoments generieren. Über einen zusätzlichen Luftspalt, der durch die Teilung des Stators entsteht, wird der magnetische Fluss auf den zweiten Teil des Stators mit den Statorzähnen übertragen. Dieser grün dargestellte Teil sitzt auf dem ebenfalls grün dargestellten Primärschwungrad, das an die Kurbelwelle angeschlossen ist. Dieser Teil des E-Motors ist somit an die Drehbewegung der Kurbelwelle gekoppelt. Über einen weiteren bzw. den eigentlichen Luftspalt des E-Motors wird der magnetische Fluss auf den Rotor mit den Permanentmagneten übertragen. Dieser Teil des E-Motors sitzt auf dem beige dargestellten Sekundärschwungrad und ist somit an die Drehbewegung des Abtriebs gekoppelt.

Das Primär- und das Sekundärschwungrad sind wie bisher über Bogenfedern mechanisch gekoppelt. Um Bauraum zu sparen wurde das Federgehäuse mit den Bogenfedern in das Innere des hohlen Aktors verlagert. In dem Luftspalt zwischen den grün dargestellten Statorzähnen und den rot dargestellten Permanentmagneten baut sich das Moment des Aktors auf. Das Aktormoment stützt sich damit am Primär- und am Sekundärschwungrad ab und wirkt somit parallel zum Moment, welches durch die Bogenfedern übertragen wird. Die funktionale Struktur des neuen Konzepts entspricht damit dem in Abbildung 2.5 (S.30) (rechts) dargestellten Schema des eZMS.

Die wichtigsten Eigenschaften des neuen Konzepts können wie folgt zusammengefasst werden:

**Integration** Aufgrund der kompakten Bauweise erscheint eine Integration im Fahrzeug möglich.

**Energieübertragung** Die Energie zur Erzeugung des Aktormoments wird magnetisch über einen zusätzlichen Luftspalt übertragen. Die Schleifringe können somit entfallen.

**Dynamik** Die Induktivität der Kupferwicklungen des neuen Aktors ist verhältnismäßig klein. Die für die Anwendung geforderte Dynamik stellt daher kein Problem dar.

**Maximales Moment** Das maximale Moment des neuen Aktors ist mit ca. 75 Nm deutlich größer als das maximale Moment des E-Motors, welcher für den eZMS-Versuchsträger verwendet wurde. Es reicht somit sicher aus.

**Versorgungsspannung** Das System kann mit einer niedrigen Versorgungsspannung umgesetzt werden. Nach Herstellerangaben ist eine Versorgung mit 48V möglich. Nach intensiven Gesprächen mit dem Hersteller erscheint u.U. sogar eine Versorgung mit 12V realistisch. Dies müsste allerdings noch genauer untersucht werden.

**Temperaturbeständigkeit** Der neue Aktor kann bis 170°C betrieben werden. Die hohen Temperaturen, welche in der Getriebeglocke aufgrund der Nähe zum Verbrennungsmotor herrschen, stellen somit kein Problem dar.

**Energieeffizienz** Trotz des zusätzlichen Luftspalts kann der neue Aktor nach Herstellerangaben so ausgestaltet werden, dass er eine höhere Energieeffizienz aufweist, als der Aktor des eZMS-Versuchsträgers.

**Rotationsträgheit** Anders als beim eZMS-Versuchsträger drehen die trägen Kupferwicklungen beim neuen Konzept nicht mit. Sie gehen daher nicht in die Rotationsträgheit des Torsionsdämpfers ein. Die Trägheitsanforderungen an den Torsionsdämpfer stellen daher kein Problem dar.

Aufgrund dieser Eigenschaften stellt das vorgestellte Konzept eine vielversprechende Möglichkeit dar, das eZMS für eine Anwendung im Fahrzeug weiterzuentwickeln.

## Kapitel 8

# Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein neuer *aktiver* Torsionsdämpfer zur Minderung der Drehungleichförmigkeit stark downgesizter Verbrennungsmotoren vorgestellt. Das System mit dem Namen Elektro-Zweimassenschwungrad (eZMS) wird anstelle eines herkömmlichen Zweimassenschwungrads (ZMS) in den Antriebsstrang integriert. Durch den aktiven Eingriff erreicht das eZMS eine deutlich höhere Wirksamkeit als ein herkömmliches ZMS. Gleichzeitig zeichnet sich das eZMS durch eine hohe Energieeffizienz aus. Diese Eigenschaft nimmt eine Schlüsselrolle ein, denn vor dem Hintergrund stetig steigender Anforderungen an den Verbrauch von Kraftfahrzeugen kann ein *aktiver* Torsionsdämpfer nur dann eine sinnvolle Lösung sein, wenn die durch ihn zusätzlich verursachten energetischen Verluste klein sind. Erst durch die hohe Energieeffizienz vermag das neue System, die prinzipbedingten Vorteile *aktiver* Schwingungsdämpfung (im Vergleich zur konventionellen passiven Schwingungsdämpfung) für den Einsatz im Fahrzeug zu erschließen.

Die Entwicklung und Untersuchung des neuen Torsionsdämpfers erfolgte in mehreren Schritten. In der Konzeptentwicklung wurde zunächst theoretisch untersucht, welchen Einfluss die Platzierung des Aktors auf die Energieeffizienz eines aktiven Torsionsdämpfers aufweist. Im Zuge dieser Untersuchung wurden Kriterien für eine möglichst energieeffiziente Platzierung des Aktors erarbeitet. Es wurde eine neue Aktorplatzierung vorgeschlagen, welche diese Kriterien erfüllt und ein neues Dämpferkonzept, welches auf dieser Aktorplatzierung beruht. Durch einen modellbasierten Vergleich mit existierenden Aktorplatzierungen wurde gezeigt, dass die neue Aktorplatzierung nach theoretischen Gesichtspunkten eine hohe Energieeffizienz verspricht.

Um die theoretisch postulierte Energieeffizienz sowie die Wirksamkeit des neuen Dämpferkonzepts im Experiment zu bestätigen, wurde ein Versuchsträger entworfen und aufgebaut. Mit dem Aufbau wurde das Ziel verfolgt, einen ersten, prinzipiellen Funktionsnachweis am Prüfstand zu erbringen. Die konstruktive Ausgestaltung dieses Versuchsträgers sowie die Auswahl und Abstimmung der am Aufbau beteiligten Komponenten (Sensorik, Aktuatorik, Leistungselektronik, wesentlichen mechanische Komponenten) sind in dieser Arbeit beschrieben.

Um im Versuch die angestrebte Minderung der Drehungleichförmigkeit zu erzielen, musste ein Regler zur Ansteuerung des Versuchsträgers entwickelt werden. Für diesen Zweck wurde eine adaptive Störgrößenaufschaltung (ASGA) entworfen und am Prüfstand implementiert. Diese ASGA zeichnet sich durch eine einfache Umsetzbarkeit aus, da hierfür kein Modell der Strecke benötigt wird. Des Weiteren wurde gezeigt, dass sich die nichtlineare ASGA am stationären Arbeitspunkt näherungsweise durch einen linearen Regler beschreiben lässt, der nach dem *Inneres-Model-Prinzip* aufgebaut ist. Diese Analogie ermöglicht eine einfache und transparente Auslegung der freien Parameter der ASGA.

Mit dieser Regelung wurde der Versuchsträger schließlich auf einem hierfür konzipierten Prüfstand, auf dem ein aufgeladener 3-Zylindermotor für eine realistische Anregung sorgt, getestet. Im Rahmen dieser Versuche konnte die hohe Wirksamkeit des Versuchsträgers nachgewiesen werden. Die Drehungleichförmigkeit wurde durch den aktiven Eingriff deutlich reduziert. Des Weiteren wurden im Experiment nur verhältnismäßig kleine Verlustleistungen gemessen. Die theoretisch postulierte hohe Energieeffizienz des neuen Torsionsdämpfers konnte somit praktisch bestätigt werden.

Im Ergebnis stellt das eZMS einen vielversprechenden Ansatz zur Minderung der Drehungleichförmigkeit stark downgesizter Verbrennungsmotoren dar. Dies motiviert die Weiterentwicklung des Systems im Hinblick auf dessen Fahrzeug- bzw. Serientauglichkeit. Aus der Tatsache, dass der aufgebaute eZMS-Versuchsträger noch nicht für den Einsatz in einem Serienfahrzeug geeignet wäre, erschließen sich mögliche zukünftige Entwicklungsfelder. Einige wichtige Fragestellungen, die für eine Serienanwendung noch genauer untersucht werden müssten, sind hier abschließend aufgelistet:

- **Fahrzeugversuche:** Ein sinnvoller Schritt in Richtung einer Serienanwendung wäre sicherlich die Umsetzung der in Kapitel 7 vorgestellten Weiterentwicklung des eZMS mit berührungsloser Energieübertragung. Diese Weiterentwicklung könnte in Form eines zweiten Versuchsträgers in ein Testfahrzeug integriert und im realen Fahrbetrieb untersucht werden.
- **Untersuchung transienter Vorgänge:** In dieser Arbeit wurde die Funktion des eZMS nur an stationären Arbeitspunkten untersucht. Die hierbei verwendete Regelung wurde speziell für den Betrieb an stationären Arbeitspunkten ausgelegt. Transiente Last- und Drehzahlverläufe, wie sie im realen Fahrbetrieb auftreten, wurden bisher nicht betrachtet. Für den transienten Fall müsste die vorgestellte Regelung daher noch näher untersucht und ggf. angepasst werden. In diesem Zusammenhang wäre sicherlich auch die experimentelle Untersuchung alternativer Regelungsansätze sinnvoll.

- **Erweiterung der Funktionalität:** Das eZMS wurde in erster Linie zur Minderung der Drehungleichförmigkeit stark downgesizter Verbrennungsmotoren entwickelt. Mit Hilfe des eZMS-Aktors ließe sich allerdings auch die Dämpfung von Ruckelschwingungen bei plötzlichen Lastwechseln oder von Resonanzschwingungen bei Start-Stopp-Vorgängen verbessern. Um die Kosten-Nutzen-Bilanz des eZMS aufzuwerten, erscheint eine Untersuchung und Ausarbeitung dieser erweiterten Funktionalität sinnvoll.
- **Sensorik:** Für den Betrieb des eZMS muss der Relativwinkel zwischen der Primär- und der Sekundärseite des eZMS gemessen werden, damit der eZMS-Aktor abhängig von diesem Winkel kommutiert werden kann. Am Prüfstand wurden für diese Aufgabe zwei hochauflösende Inkrementalgeber verwendet, die für eine Serienanwendung jedoch zu teuer wären. Des Weiteren muss für die Regelung des eZMS eine geeignete Regelgröße gemessen werden. Am Prüfstand wurde hierfür das abtriebsseitige Schnittmoment durch eine Drehmomentmesswelle erfasst und als Regelgröße verwendet. Diese Messgröße steht in einem Fahrzeug nicht zur Verfügung. Ein weiterer offener Punkt ist damit die Ausarbeitung eines fahrzeug- und serientauglichen Sensorkonzepts.
- **Aktuatorik:** Für die Umsetzung des in dieser Arbeit vorgestellten eZMS-Versuchsträgers wurden ausschließlich auf dem Markt verfügbare Komponenten verwendet. D.h. die einzelnen Komponenten wurden *nicht* speziell für die konkrete Problemstellung entwickelt. Die Optimierung des Aktors und der Leistungselektronik hinsichtlich der konkreten Anwendung stellt daher eine weitere interessante Aufgabenstellung dar. Ihre Untersuchung birgt das Potential für eine weitere Steigerung der Energieeffizienz des eZMS.



## Anhang A

# Vereinfachtes Antriebsstrangmodell

## A.1 Modellgleichungen des vereinfachten Antriebsstrangs

In diesem Abschnitt wird ein Zustandsraummodell für den in Abbildung 1.3 (S.10) dargestellten Antriebsstrang hergeleitet. Die Freiheitsgrade des Systems werden durch die drei Winkel  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  und  $\varphi_3$  beschrieben. Stellt man für diese drei Freiheitsgrade jeweils den Drallsatz auf, erhält man die Bewegungsgleichungen des Systems:

$$\begin{aligned} J_1 \ddot{\varphi}_1 &= c_1 (i_g i_d \varphi_2 - \varphi_1) + d_1 (i_g i_d \dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1) + M_V \\ J_2 \ddot{\varphi}_2 &= -i_g i_d [c_1 (i_g i_d \varphi_2 - \varphi_1) + d_1 (i_g i_d \dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1)] + c_2 (\varphi_3 - \varphi_2) + d_2 (\dot{\varphi}_3 - \dot{\varphi}_2) \\ J_3 \ddot{\varphi}_3 &= -c_2 (\varphi_3 - \varphi_2) - d_2 (\dot{\varphi}_3 - \dot{\varphi}_2) + M_L \end{aligned}$$

Hierbei wurden die Trägheiten  $J_{20}$ ,  $J_{21}$  und  $J_{22}$  zu

$$J_2 = (J_{20} i_g^2 + J_{21}) i_d^2 + J_{22}$$

zusammengefasst. Definiert man nun den Zustandsvektor gemäß

$$\mathbf{x}^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5] := [\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2, \dot{\varphi}_3, (i_g i_d \varphi_2 - \varphi_1), (\varphi_3 - \varphi_2)]$$

so erhält man das folgende Zustandsraummodell 5. Ordnung:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{c_1}{J_1} x_4 + \frac{d_1}{J_1} (i_g i_d x_2 - x_1) + \frac{1}{J_1} M_V \\ \dot{x}_2 &= -\frac{i_g i_d c_1}{J_2} x_4 - \frac{i_g i_d d_1}{J_2} (i_g i_d x_2 - x_1) + \frac{c_2}{J_2} x_5 + \frac{d_2}{J_2} (x_3 - x_2) \\ \dot{x}_3 &= -\frac{c_2}{J_3} x_5 - \frac{d_2}{J_3} (x_3 - x_2) + \frac{1}{J_3} M_L \\ \dot{x}_4 &= i_g i_d x_2 - x_1 \\ \dot{x}_5 &= x_3 - x_2 \end{aligned}$$

Die Zustandsdifferentialgleichung lässt sich äquivalent in Matrix-Vektor-Schreibweise angeben:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_V M_V + \mathbf{b}_L M_L$$

Die Systemmatrizen ergeben sich hierbei zu

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{d_1}{J_1} & \frac{i_g i_d d_1}{J_1} & 0 & \frac{c_1}{J_1} & 0 \\ \frac{i_g i_d d_1}{J_2} & -\frac{(i_g i_d)^2 d_1 + d_2}{J_2} & \frac{d_2}{J_2} & -\frac{i_g i_d c_1}{J_2} & \frac{c_2}{J_2} \\ 0 & \frac{d_2}{J_3} & -\frac{d_2}{J_3} & 0 & -\frac{c_2}{J_3} \\ -1 & i_g i_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_V = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{J_3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Das Moment des Verbrennungsmotors  $M_V$  und das Lastmoment  $M_L$  bilden die Systemeingänge des Modells. Nun wird noch der Systemausgang festgelegt. Er wird so definiert, dass er dem Schnittmoment im zweiten Feder-Dämpfer-Element,  $M_{23}$ , entspricht:

$$y := M_{23} = \mathbf{c}^T \mathbf{x} \quad \text{mit} \quad \mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} 0 & -d_2 & d_2 & 0 & c_2 \end{bmatrix}$$

Ausgehend von dieser Systembeschreibung lässt sich nun die Übertragungsfunktion vom Moment des Verbrennungsmotors auf das Schnittmoment im zweiten Feder-Dämpfer-Element angeben. Sie ergibt sich zu

$$G(s) = \frac{M_{23}(s)}{M_V(s)} = \mathbf{c}^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_V.$$

## A.2 Parametrierung des Modells aus Abb. 1.3

Für die in Kapitel 1.1.3 diskutierten Zusammenhänge wurde das Modell, wie folgt bedatet:

**Trägheiten in (kg m<sup>2</sup>):**  $J_1 = 0,1537$ ;  $J_2 = 1,418$ ;  $J_3 = 158,4$

**Steifigkeiten in (Nm/rad):**  $c_1 = 285$ ;  $c_2 = 15\,600$

**Dämpfungskonstanten in (Nm/(rad/s)):**  $d_1 = 0,2785$ ;  $d_2 = 14,65$

**Übersetzungen:**  $i_g = 1,00$ ;  $i_d = 3,73$

## A.3 Eingangsvektor $\mathbf{b}_E$ und Aktordrehzahl $\omega_E$

In Abbildung 2.8 (S.36) sind drei weitere Systemeingänge des vereinfachten Antriebsstrangs dargestellt. Die drei Systemeingänge repräsentieren jeweils eine bestimmte Platzierung eines Aktors zur Minderung der DU. Unter der Annahme, dass immer nur einer dieser drei zusätzlichen Systemeingänge auf den Antriebsstrang wirkt, lässt sich

die Systemdynamik durch die folgende Zustandsdifferentialgleichung beschreiben (vgl. (2.7), S.36):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}_V M_V + \mathbf{b}_L M_L + \mathbf{b}_E M_E$$

Die Definition des Zustandsvektors  $\mathbf{x}$ , die Dynamikmatrix  $\mathbf{A}$ , sowie die Eingangsvektoren  $\mathbf{b}_V$  und  $\mathbf{b}_L$  sind dem Abschnitt A.1 zu entnehmen. Die Definition des Eingangsvektors  $\mathbf{b}_E$  ist abhängig von der jeweils betrachteten Aktorplatzierung. Die Definition von  $\mathbf{b}_E$  ist für die drei in Abschnitt 2.1.3 verglichenen Aktorplatzierungen in Tabelle A.1 aufgeführt. Außerdem zeigt die Tabelle, wie die Aktordrehzahl  $\omega_E$  für die drei Aktorplatzierungen definiert ist.

	<b>KSGp</b>	<b>KSGs</b>	<b>eZMS</b>
$\mathbf{b}_E :=$	$\mathbf{b}_V$	$\begin{bmatrix} 0 \\ i_g i_d / J_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1/J_1 \\ i_g i_d / J_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
$\omega_E :=$	$x_1$	$i_g i_d x_2$	$i_g i_d x_2 - x_1$

Tabelle A.1: Definition des Eingangsvektors  $\mathbf{b}_E$  und Aktordrehzahl  $\omega_E$  für die drei Aktorplatzierungen KSGp, KSGs und eZMS.

## Anhang B

### Sinus- vs. Blockkommutierung

In diesem Abschnitt werden die beiden Kommutierungsarten Sinus- und Blockkommutierung vorgestellt und verglichen. Dabei wird herausgearbeitet welchen Einfluss die Kommutierungsart auf die Momentenerzeugung und die Energieeffizienz einer permanentenregten Synchronmaschine (PMSM) hat. Für die nachfolgende Betrachtung wird von einer 3-phasigen PMSM in Sternschaltung ausgegangen. Das elektrische Ersatzschaltbild eines solchen E-Motors ist in Abbildung 4.9 (S.83) dargestellt. Für einen solchen Motor lässt sich i.A. analog zu einem herkömmlichen permanentenregten Gleichstrommotor eine Momentenkonstante  $K_T$  definieren, welche angibt, wie viel Moment der Motor bei welcher Stromstärke erzeugt. Während diese Momentenkonstante beim Gleichstrommotor eindeutig als Quotient aus dem aktuell erzeugtem Moment und dem augenblicklich fließenden Gleichstrom definiert ist, ist die Definition der Momentenkonstanten bei einer PMSM etwas komplizierter und mitunter nicht ganz eindeutig. Dies liegt zum einen daran, dass bei einer mehrphasigen PMSM i.A. mehrere Ströme gleichzeitig fließen. Zum anderen handelt es sich bei den Phasenströmen aufgrund der elektrischen Kommutierung durch den Wechselrichter nicht um Gleich- sondern um Wechselströme. Will man nun auch in diesem Fall eine Konstante einführen, welche das erzeugte Moment mit einem skalaren Stromwert in Beziehung setzt, so stellt sich die Frage auf welchen Strom sich die Momentenkonstante bezieht und wie dieser skalare Stromwert mit den wechselnden Phasenströmen verknüpft ist. In den folgenden Ausführungen wird erläutert, dass sich abhängig von der Kommutierungsart und der Art wie der E-Motor gewickelt ist, verschiedene Definitionen der Momentenkonstanten anbieten. In der Praxis wird die Momentenkonstante daher auch nicht von allen Herstellern einheitlich angeben. Hinzu kommt, dass Hersteller teilweise nicht kennzeichnen, welche Definition der im Produktdatenblatt angegebenen Momentenkonstanten zu Grunde liegt. All diese Dinge erschweren die Auswahl eines geeigneten E-Motors und vor allem den Vergleich verschiedener E-Motoren. Der folgende Abschnitt versucht zu erklären, welche verschiedenen Definitionen der Momentenkonstanten es abhängig von der Kommutierungsart gibt und auf was bei der Auswahl einer dreiphasigen PMSM geachtet werden sollte.

Für eine 3-phasige PMSM in Sternschaltung muss die folgende Leistungsbilanz erfüllt sein ([18], Kap. 4.3.1):

$$\begin{aligned} \text{Mechanische Leistung} &= \text{Elektrische Leistung} \\ M\omega &= E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Die Bilanz beschreibt die elektro-mechanisch gewandelte Leistung.  $M$  und  $\omega$  sind hierbei das erzeugte Moment und die Drehzahl des E-Motors.  $I_a$ ,  $I_b$  und  $I_c$  sind die drei Phasenströme und  $E_a$ ,  $E_b$  und  $E_c$  sind die in den drei Phasen  $a$ ,  $b$  und  $c$  induzierten Spannungen zwischen dem freien Ende der jeweiligen Phase und dem Sternpunkt (Line-To-Neutral). Bei allen PMSMs verhalten sich die induzierten Spannungen proportional zur Drehzahl, [18]. Sie lassen sich daher ganz allgemein anschreiben als

$$E_a = e_a(\theta) \cdot \omega, \quad E_b = e_b(\theta) \cdot \omega, \quad E_c = e_c(\theta) \cdot \omega. \quad (\text{B.2})$$

Hierbei können  $e_a(\theta)$ ,  $e_b(\theta)$  und  $e_c(\theta)$  als periodische Formfunktionen angesehen werden, welche den Verlauf der induzierten Spannung über dem elektrischen Winkel  $\theta$  beschreiben. Eine Formfunktion skaliert mit der Drehzahl  $\omega$  ergibt die induzierte Spannung der entsprechenden Phase. Eine ähnliche Aufteilung der induzierten Spannung in ein Produkt aus Formfunktion und Drehzahl wird z.B. in [21] (Kap. 9.1) vorgenommen. Die Form der Funktionen  $e_a(\theta)$ ,  $e_b(\theta)$  und  $e_c(\theta)$  hängt im konkreten Fall von der Art der Wicklung eines E-Motors ab. Zwei der gängigsten Wicklungen stellen die sinusförmige und die trapezförmige Wicklung dar, [18]. Die Formfunktionen dieser beiden Wicklungsarten sind in den Abbildungen B.1 und B.2 jeweils im obersten Diagramm dargestellt. In der Achsbeschriftung dieses und der weiteren Diagramme wird zur Kennzeichnung der Formfunktionen die Abkürzung „BEMF“ benutzt. Sie steht für „back electromotive force“ und entspricht dem englischsprachigen Ausdruck für die induzierte Spannung.

**Bemerkung.** Die Form der induzierten Spannung wird in der Literatur auch als Unterscheidungsmerkmal für die Begriffe „permanent-erregter Synchronmotor“ (PMSM) und „Brushless DC Motor“ (BLDC) verwendet. Genau genommen stellt ein BLDC zwar nur eine spezielle Ausprägungsform und damit eine Unterkategorie der permanent-erregten Synchronmotoren dar. In der Literatur wird der Begriff PMSM allerdings häufig nicht als Überbegriff benutzt, sondern speziell für Motoren mit sinusförmiger induzierter Spannung. Zur Abgrenzung wird für Motoren mit trapezförmiger induzierter Spannung der Begriff BLDC verwendet (s. z.B. [21], Kap. 9).

Mit den Gleichungen B.1 und B.2 lässt sich das vom E-Motor erzeugte Moment dar-

stellen als

$$\begin{aligned} M &= (E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c) / \omega \\ &= e_a(\theta) I_a + e_b(\theta) I_b + e_c(\theta) I_c. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Um ein über dem elektrischen Winkel konstantes Moment zu erhalten, muss die Summe auf der rechten Seite invariant bezüglich des elektrischen Winkels sein. Dies kann nur erreicht werden, wenn die Form der drei Phasenströme passend zur vorliegenden Form der induzierten Spannung gewählt wird. Ansonsten variiert das Moment über dem Winkel. Die Form der Phasenströme wird dabei durch die Kommutierungsart bestimmt. Hierbei unterscheidet man v. a. zwischen der Block- und der Sinuskommutierung. Im Folgenden werden die beiden erwähnten Wicklungsarten (sinusförmig und trapezförmig) und die beiden erwähnten Kommutierungsarten (Sinus und Block) näher betrachtet.

### 1. Fall - Trapezförmige Wicklung und Blockkommutierung

Bei einer trapezförmigen Wicklung verlaufen die Formfunktionen der induzierten Spannung, wie der Name schon verrät, trapezförmig. Um bei einem solchen Motor ein konstantes Moment zu erzielen, müssen die drei Phasenströme blockkommutiert werden. Dieser Fall ist in Abbildung B.1 dargestellt. Bei der Blockkommutierung fließt der Strom zu jedem Zeitpunkt nur durch zwei der drei Phasen. Dies bedeutet, es gibt immer einen Phasenstrom und damit einen Summanden in Gleichung (B.3) der Null ist. Aufgrund der Knotengleichung am Sternpunkt der drei Phasen folgt für diesen Fall weiterhin, dass die beiden anderen Ströme betragsmäßig gleich sein müssen, jedoch mit unterschiedlichem Vorzeichen. Daraus wird klar, dass das Moment zu jedem Zeitpunkt (abgesehen von den hier vernachlässigten transienten Vorgängen an den Kommutierungszeitpunkten) durch

$$M = \hat{e} \hat{I} + (-\hat{e})(-\hat{I}) = 2\hat{e} \hat{I} \quad (= \text{const}, \text{ für } \hat{I} = \text{const}) \quad (\text{B.4})$$

beschrieben werden kann, wobei  $\hat{e}$  den Maximalwert der trapezförmigen Formfunktionen und damit eine Motorkonstante darstellt und  $\hat{I}$  den Betrag des durch zwei Phasen fließenden Stroms. Das Moment ist somit unabhängig vom elektrischen Winkel  $\theta$  und für einen festgehaltenen Strom  $\hat{I}$  konstant. Ausgehend von obiger Gleichung lässt sich nun die Momentenkonstante

$$K_T[\text{peak}] = 2\hat{e} \quad (\text{B.5})$$

in der Einheit [Nm/A] definieren. Das Attribut  $[\text{peak}]$  soll hierbei kennzeichnen, dass sich die so definierte Konstante auf den in jeder Phase fließenden Spitzenstrom  $\hat{I}$

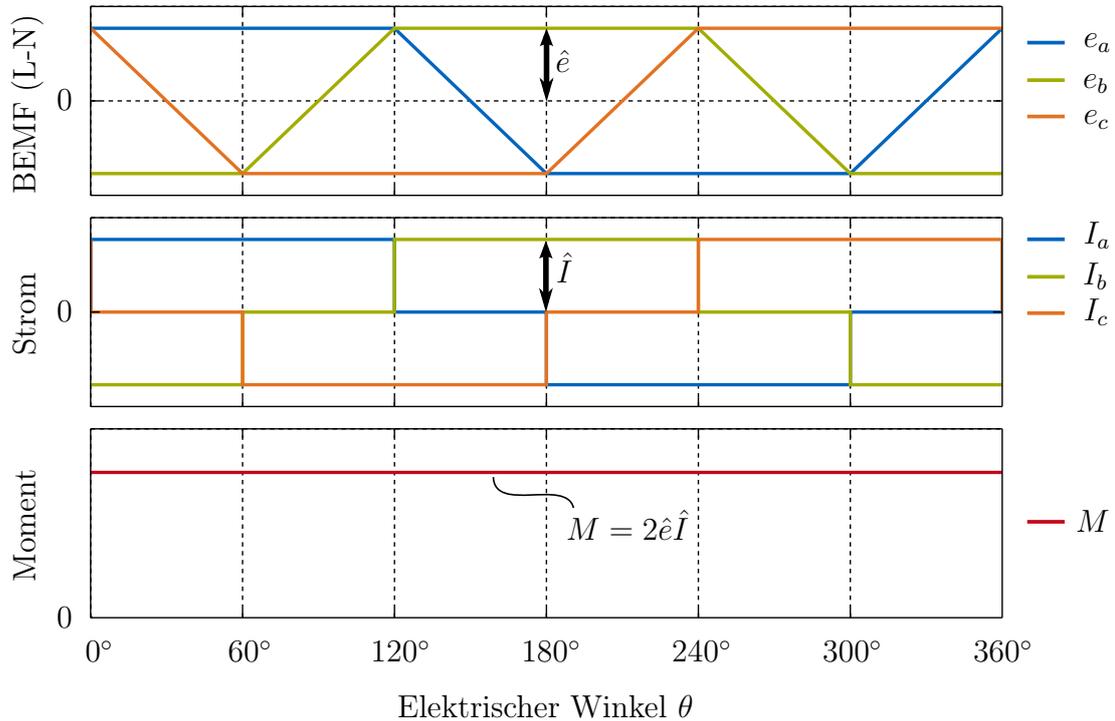


Abbildung B.1: Blockkommutierter Motor mit trapezförmiger induzierter Spannung

bezieht. Auch möglich wäre es jedoch die Konstante durch das Verhältnis zwischen Moment und Effektivwert der Phasenströme zu definieren. Zu dieser alternativen Definition gelangt man in dem man den Spitzenstrom  $\hat{I}$  in (B.4) gemäß  $I_{rms} = \sqrt{2/3}\hat{I}$  durch den Effektivwert  $I_{rms}$  substituiert.

$$K_T[rms] = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T[peak] \quad (\text{B.6})$$

Um zu kennzeichnen, dass sich die Momentenkonstante in diesem Fall auf den Effektivwert des Stroms bezieht, wird sie mit dem Attribut  $[rms]$  („root-mean-square“) versehen.

## 2. Fall - Sinusförmige Wicklung und Sinuskommütierung

Bei einem sinusförmig gewickelten Motor verlaufen die induzierten Spannungen, wie der Name bereits verrät, sinusförmig über dem elektrischen Winkel. Die drei Formfunktionen lassen sich als um  $120^\circ$  phasenversetzte Kosinusfunktionen darstellen:

$$e_a(\theta) = \hat{e} \cos(\theta), \quad e_b(\theta) = \hat{e} \cos(\theta + 2\pi/3), \quad e_c(\theta) = \hat{e} \cos(\theta + 4\pi/3). \quad (\text{B.7})$$

Wählt man nun die Phasenströme auch sinusförmig und phasengleich zur jeweiligen induzierten Spannung

$$I_a(\theta) = \hat{I} \cos(\theta), \quad I_b(\theta) = \hat{I} \cos(\theta + 2\pi/3), \quad I_c(\theta) = \hat{I} \cos(\theta + 4\pi/3), \quad (\text{B.8})$$

so ergibt sich aus Gleichung (B.3) für das Moment

$$M = \hat{e}\hat{I} (\cos(\theta)^2 + \cos(\theta + 2\pi/3)^2 + \cos(\theta + 4\pi/3)^2) = \frac{3}{2}\hat{e}\hat{I}. \quad (\text{B.9})$$

Dies bedeutet, dass auch in diesem Fall das Moment unabhängig vom elektrischen Winkel ist. Solange sich die Amplitude  $\hat{I}$  der Phasenströme nicht ändert, ist es konstant. Die Verläufe der induzierten Spannungen, der Ströme und des Moments sind in Abbildung B.2 veranschaulicht.

**Bemerkung.** *Zu bemerken ist an dieser Stelle noch, dass die drei auf diese Weise gewählten Phasenströme die Knotengleichung am Sternpunkt erfüllen. D.h., wie durch die Knotengleichung gefordert, ist die Summe der drei Phasenströme Null:*

$$I_a + I_b + I_c = \hat{I} \cos(\theta) + \hat{I} \cos(\theta + 2\pi/3) + \hat{I} \cos(\theta + 4\pi/3) = 0 \quad (\text{B.10})$$

Ausgehend von Gleichung (B.9) kann man nun die Momentenkonstante definieren zu

$$K_T[\textit{peak}] := \frac{3}{2}\hat{e}. \quad (\text{B.11})$$

Die Einheit entspricht abermals [Nm/A]. Wie bereits in (B.5) bezieht sich die Momentenkonstante auch hier auf den Spitzenwert  $\hat{I}$  der Phasenströme. Um dies zu kennzeichnen wurde der Motorkonstanten wieder das Attribut *[peak]* angehängt. Alternativ zur Definition in (B.11) lässt sich die Motorkonstante allerdings auch bezogen auf den Effektivwert der Phasenströme  $I_{rms}$  angeben. Dazu ersetzt man in Gleichung (B.9) den Spitzenstrom gemäß  $\hat{I} = \sqrt{2}I_{rms}$  durch den Effektivwert, woraus sich die alternative Definition

$$K_T[\textit{rms}] := K_T[\textit{peak}]\sqrt{2} = \frac{3}{\sqrt{2}}\hat{e} \quad (\text{B.12})$$

ergibt. Da beide Versionen in der Praxis gängig sind, sollte man sich bewusst sein, welche Definition einer bestimmten Herstellerangabe zu Grunde liegt.

### 3. Fall - Sinusförmige Wicklung und Blockkommutierung

Wird der sinusförmig gewickelte Motor aus Fall 2 nun stattdessen mit einer Blockkommutierung betrieben, so ist klar, dass damit kein konstantes Moment erzeugt werden kann. Die diesem Fall zuzuordnenden Verläufe sind Abbildung B.3 zu entnehmen. Die induzierten Spannungen verlaufen wie im zweiten Fall sinusförmig, wohingegen die Phasenströme den in Fall 1 beschriebenen blockförmigen Verlauf aufweisen.

Da bei Blockkommutierung immer eine Phase stromlos ist, lässt sich das Moment zu jedem Zeitpunkt angeben als

$$M = e_i(\theta)\hat{I} - e_j(\theta)\hat{I} \quad \text{mit } i, j \in \{a, b, c\}, i \neq j$$

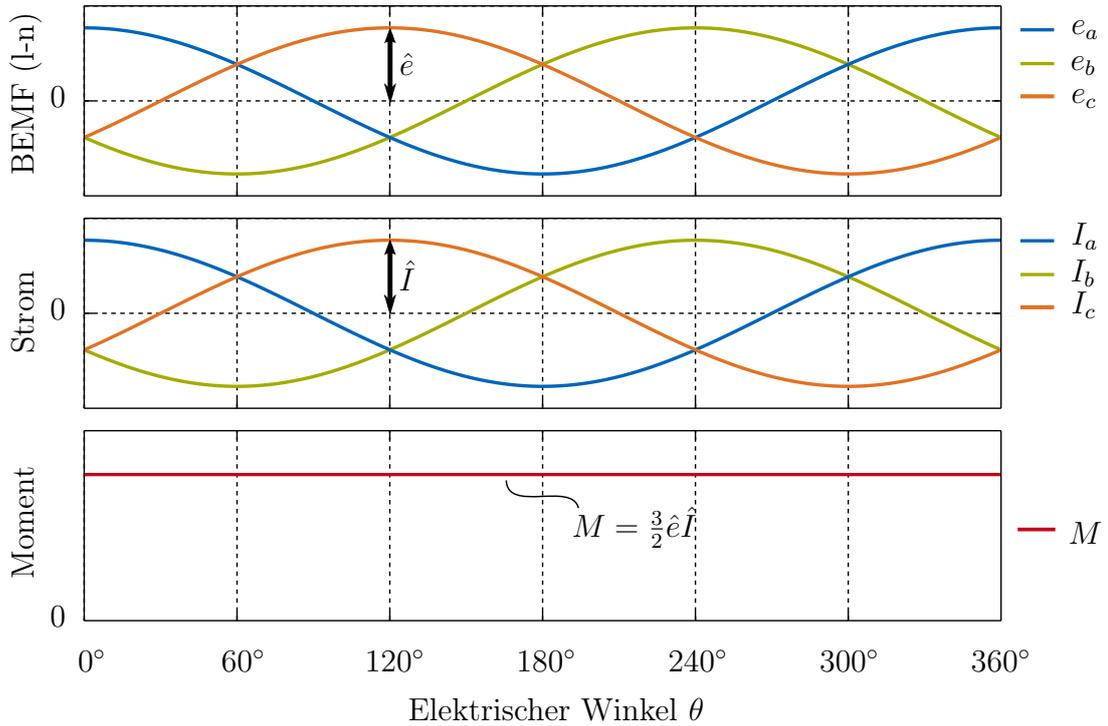


Abbildung B.2: Sinuskommutierter Motor mit sinusförmiger induzierter Spannung

wobei  $i$  und  $j$  die zum jeweiligen Zeitpunkt stromführenden Phasen kennzeichnen. Führt man nun noch die induzierte Spannung zwischen zwei beliebigen Phasenenden des E-Motors ein (Line-To-Line, (L2L))

$$E_{i-j} := E_i - E_j = e_i(\theta) \cdot \omega - e_j(\theta) \cdot \omega = e_{i-j}(\theta) \cdot \omega \quad \text{mit } i, j \in \{a, b, c\}, i \neq j \quad (\text{B.13})$$

und definiert die zugehörigen L2L-Formfunktionen gemäß

$$e_{i-j}(\theta) := e_i(\theta) - e_j(\theta) \quad \text{mit } i, j \in \{a, b, c\}, i \neq j \quad (\text{B.14})$$

so lässt sich das Moment vereinfacht durch das Produkt

$$M = e_{i-j}(\theta) \hat{I} \quad \text{mit } i, j \in \{a, b, c\}, i \neq j \quad (\text{B.15})$$

ausdrücken. Auf Grund dieser Tatsache sind in Abbildung B.3 zusätzlich die L2L-Formfunktionen  $e_{i-j}$  abgebildet. Wie sich mit (B.7) und der Definition (B.14) leicht nachrechnen lässt, verlaufen die L2L-Formfunktionen  $e_{i-j}$  auch sinusförmig, wobei deren Amplitude um den Faktor  $\sqrt{3}$  größer ist, als die der L2N-Formfunktionen<sup>1</sup>  $e_i$ .

In Übereinstimmung mit (B.15) ergibt sich der in Abb. B.3 unten dargestellte wellige Momentenverlauf. Alle  $60^\circ$  werden die Phasen kommutiert, was sich durch einen

<sup>1</sup> L2N, kurz für Line-To-Neutral

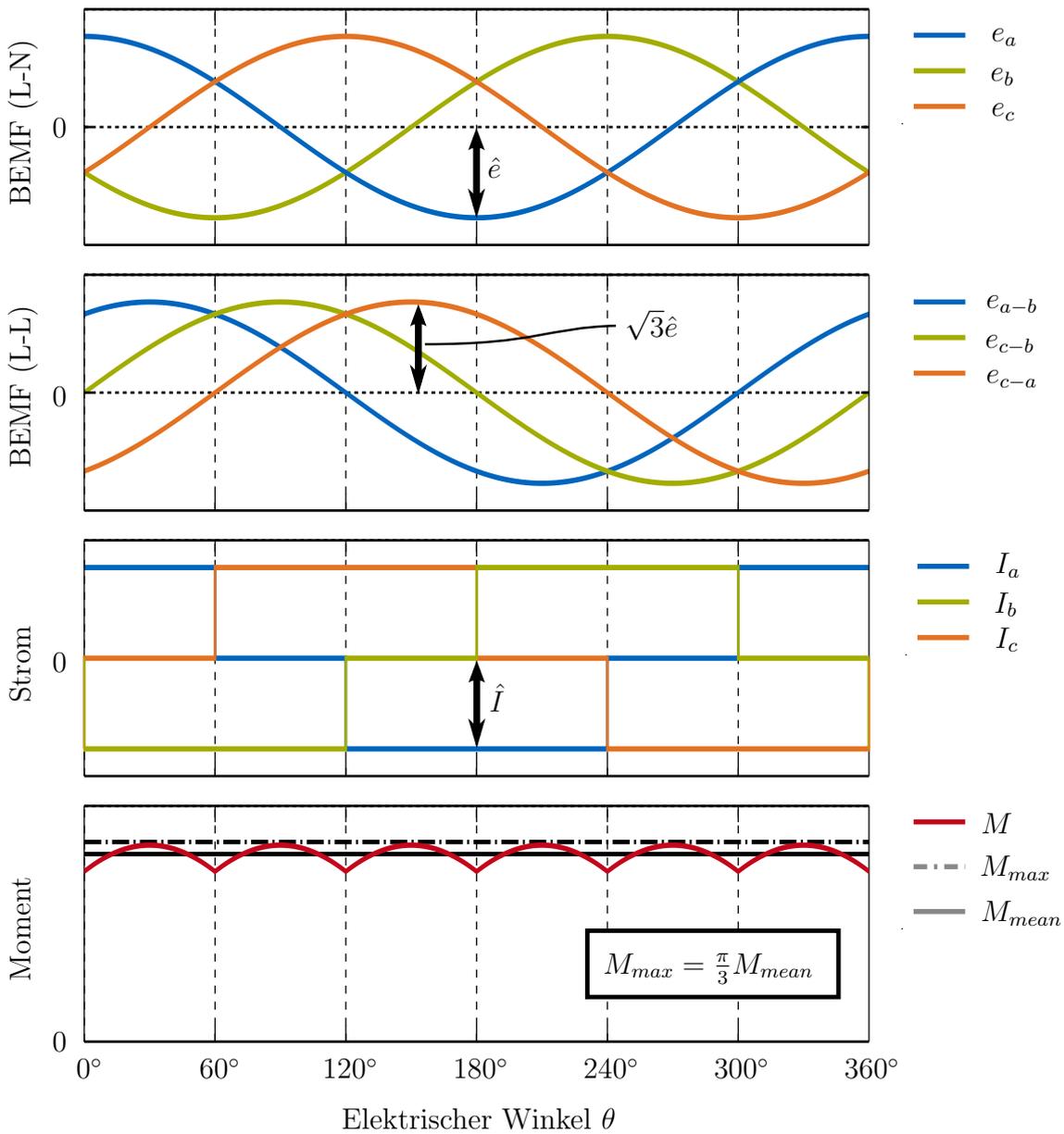


Abbildung B.3: Blockkommutierter Motor mit sinusförmiger induzierter Spannung

Knick im Momentenverlauf äußert. Zwischen diesen Kommutierungspunkten wird der Verlauf des Moments durch die Form der induzierten Spannung  $E_{i-j}$  der beteiligten Phasen  $i$  und  $j$  bestimmt. Beispielsweise gilt gemäß (B.7), (B.15) und den in Abb. B.3 dargestellten Stromverläufen innerhalb der ersten  $60^\circ$ :

$$\begin{aligned} M(\theta) &= e_{a-b}\hat{I} = [e_a(\theta) - e_b(\theta)]\hat{I} \\ &= [\hat{e}\cos(\theta) - \hat{e}\cos(\theta + 2\pi/3)]\hat{I} \\ &= \sqrt{3}\hat{e}\cos(\theta - \pi/6)\hat{I}, \quad \text{mit } 0 < \theta < \pi/3. \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

Das Moment ist damit anders als in den beiden zuvor betrachteten Fällen nicht konstant. Minimal-, Mittel- und Maximalwert ergeben sich zu

$$M_{max} = \sqrt{3}\hat{e}\hat{I} \quad (\text{B.17})$$

$$M_{mean} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} T(\theta)d\theta = \frac{3}{\pi} \sqrt{3}\hat{e}\hat{I} [\sin(\theta - \pi/6)]_0^{\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{e}\hat{I} = \frac{3}{\pi} M_{max} \quad (\text{B.18})$$

$$M_{min} = \frac{3}{2}\hat{e}\hat{I} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_{max}. \quad (\text{B.19})$$

Das im Mittel erzeugte Moment ist folglich um ca. 5% kleiner als das Maximalmoment. Die Schwankung des Moments um seinen Mittelwert beträgt gemäß

$$\frac{M_{max} - M_{min}}{M_{mean}} = \frac{M_{max} - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{max}}{\frac{3}{\pi}M_{max}} = \frac{1 - \frac{\sqrt{3}}{2}}{\frac{3}{\pi}}$$

sogar näherungsweise 14%. Es ist leicht vorstellbar, dass eine solch hohe Momentenschwankung in manchen Anwendungsfällen nicht akzeptabel ist. Beispielsweise wenn hierdurch ungewollte Resonanzen des mechanischen Aufbaus angeregt werden. In solchen Fällen sollte man den Motor entweder sinuskommutieren, oder einen anderen Motor mit trapezförmiger Wicklung verwenden.

Will man für den hier betrachteten Fall trotz der Momentenschwankung eine Momentenkonstante angeben, so muss erst festgelegt werden, ob sich die Konstante auf das minimale, das mittlere oder das maximale Moment beziehen soll. Aus Anwendersicht wäre wohl eine das mittlere Moment beschreibende Konstante am sinnvollsten, da das mittlere Moment mit der im Mittel abgegebenen Leistung korreliert. Allerdings kommt es in der Praxis auch vor, dass eine auf das Maximalmoment bezogene Konstante angegeben wird. Dies hat für den Hersteller den zweifelhaften Vorteil, dass die Momentenkonstante einen größeren Wert annimmt, wodurch der subjektive (jedoch falsche) Eindruck erweckt wird, dass der Motor bei einem bestimmten Strom ein höheres Moment erzeugen kann. Nach Wissen des Autors ist eine das Minimalmoment

beschreibende Momentenkonstante in der Praxis eher unüblich. Die beiden anderen gängigen Definitionen ergeben sich zu

$$K_T[\mathit{max}, \mathit{peak}] := \sqrt{3}\hat{e} \quad (\text{B.20})$$

$$K_T[\mathit{mean}, \mathit{peak}] := \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{e}. \quad (\text{B.21})$$

Das Attribut  $[\mathit{max}, \mathit{peak}]$  kennzeichnet hierbei, dass sich die Konstante auf das Maximalmoment und den Spitzenstrom bezieht. Das Attribut  $[\mathit{mean}, \mathit{peak}]$  kennzeichnet hingegen den Bezug zum mittleren Moment und den Spitzenstrom. Ähnlich wie in den beiden zuvor besprochen Fällen ließen sich auch hier weitere, alternative Definitionen angeben, bei denen sich die Momentenkonstante auf den Effektivwert des Stroms bezieht. Diese Definitionen sind in der Praxis jedoch weniger gängig und werden daher nicht weiter aufgeführt.

#### 4. Fall - Trapezförmige Wicklung und Sinuskommütierung

Dieser Fall kommt in der Praxis eher selten vor und ist daher weniger relevant, [18]. Daher wird an dieser Stelle darauf verzichtet diesen Fall näher zu erläutern. Die entsprechenden Zusammenhänge lassen sich bei Interesse allerdings sehr detailliert in [18] nachlesen.

**Fazit:** Für den Anwender ist es wichtig zu wissen, in welcher Form der Hersteller des E-Motors die Momentenkonstante angibt. Beispielsweise wenn der Wechselrichter mit  $K_T$  parametrisiert werden muss oder im Entwicklungsprozess verschiedene E-Motoren miteinander verglichen werden sollen. Dazu muss zum einen geklärt sein, für welche Kommütierungsart der Hersteller die Momentenkonstante angibt. Dies bestimmt zusammen mit der Wicklungsart des E-Motors, welcher der vier eingeführten Fälle gültig ist. Zum anderen muss bekannt sein, auf welchen Momenten- und auf welchen Stromwert sich die Herstellerangabe bezieht. Nur wenn all diese Informationen bekannt sind, lässt sich die Momentenkonstante richtig interpretieren. Mit den in diesem Abschnitt vorgestellten Zusammenhängen, lässt sich eine bestimmte Darstellung der Momentenkonstanten dann leicht in eine andere überführen.

**Ein Beispiel:** Für einen sinusförmig gewickelten E-Motor gibt der Hersteller die Konstante für Blockkommütierung gemäß (B.20) an. Der Anwender möchte den Motor allerdings sinuskommütieren und muss dazu seinen Wechselrichter gemäß Definition (B.11) parametrisieren. Mit den beiden Definitionen

$$K_T^{\mathit{sinus}} =: K_T[\mathit{peak}] \text{ aus Gleichung (B.11)}$$

$$K_T^{\mathit{block}} =: K_T[\mathit{max}, \mathit{peak}] \text{ aus Gleichung (B.20)}$$

kann die Umrechnung in diesem Fall gemäß

$$K_T^{sinus} = \frac{K_T^{sinus}}{K_T^{block}} K_T^{block} = \frac{\frac{3}{2}\hat{e}}{\sqrt{3}\hat{e}} K_T^{block} = \frac{\sqrt{3}}{2} \underbrace{K_T^{block}}_{\text{Herstellerangabe}} \quad (\text{B.22})$$

erfolgen.

Allerdings liefern Hersteller in ihren Datenblätter mitunter nicht alle Informationen, welche zur Einordnung der Momentenkonstanten nötig wären. Dies war auch für den im eZMS-Versuchsträger verbauten E-Motor der Fall. Aus dem Datenblatt dieses Motors geht zwar hervor, dass die induzierte Spannung (näherungsweise) sinusförmig verläuft, allerdings konnte erst durch gezieltes Nachfragen beim Hersteller *Allied Motion* geklärt werden, dass die im Datenblatt angegebene Momentenkonstante gemäß Definition (B.20) angegeben wird. Die Konstante bezieht sich daher auf den Fall, dass der E-Motor blockkommutiert wird. Da der E-Motor beim eZMS Versuchsträger sinuskommutiert wird, muss die Motorkonstante entsprechend dem eben skizzierten Beispiel umgerechnet werden. Für die Momentenkonstante des im eZMS Versuchsträger verbauten E-Motors gilt daher gemäß Gleichung (B.22):

$$K_T^{sinus} = \frac{\sqrt{3}}{2} 1,545 \frac{\text{Nm}}{\text{A}} = \mathbf{1,338} \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \quad (\pm 10\% \text{ Fertigungstoleranz}). \quad (\text{B.23})$$

Die Momentenkonstante bezieht sich dabei auf den Spitzenstrom, d.h. auf die Amplitude der sinusförmig verlaufenden Phasenströme.

**Energieeffizienz:** Abschließend soll nun noch kurz der Einfluss der Kommutierungsart auf die Energieeffizienz des E-Motors beleuchtet werden. Dazu wird wieder von einem sinusförmig gewickelten E-Motor ausgegangen. Es wird angenommen, dass der Motor einmal sinusförmig kommutiert wird und einmal blockförmig. Weiter wird angenommen, dass der Motor in beiden Fällen jeweils so bestromt wird, dass er (im Mittel) das gleiche Moment erzeugt. Mit den hierfür definierten Hilfsgrößen

$$\begin{aligned} \hat{I}_S &=: \hat{I} && \text{Spitzenstrom bei Sinuskommütierung, } \hat{I} \text{ definiert gemäß Fall 2.} \\ \hat{I}_B &=: \hat{I} && \text{Spitzenstrom bei Blockkommütierung, } \hat{I} \text{ definiert gemäß Fall 3.} \\ \hat{M}_S &=: M && \text{Moment bei Sinuskommütierung, s. (B.9), Fall 2.} \\ \hat{M}_B &=: M_{mean} && \text{Mittl. Moment bei Blockkommütierung, s. (B.18), Fall 3.} \end{aligned}$$

entpricht dies der folgenden Forderung:

$$\begin{aligned} \hat{M}_S &\stackrel{!}{=} \hat{M}_B \\ \Leftrightarrow \frac{3}{2}\hat{e}\hat{I}_S &\stackrel{!}{=} \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{e}\hat{I}_B \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

Für die bei den beiden Kommutierungsarten jeweils zu stellenden Phasenströme folgt daraus:

$$\hat{I}_B \stackrel{!}{=} \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \hat{I}_S \approx 0,91 \hat{I}_S \quad (\text{B.25})$$

Zur Erzeugung des gleichen (mittleren) Moments ist demnach bei Blockkommutierung ein geringerer Spitzenstrom nötig, als bei Sinuskommutierung. Doch was bedeutet dies nun hinsichtlich der Energieeffizienz? Mit Hilfe der Phasenströme lassen sich für beide Kommutierungsarten die jeweils auftretenden Ohm'sche Verluste berechnen. Da bei Blockkommutierung immer nur zwei Phasen bestromt werden, gilt hier

$$P_{\Omega,Block} = 2R_{\Phi} \hat{I}_B^2. \quad (\text{B.26})$$

$R_{\Phi}$  ist hierbei der Widerstand einer Phase vom freien Ende bis zum Sternpunkt. Bei Sinuskommutierung werden immer alle drei Phasen bestromt. Die Ohm'schen Verluste ergeben sich daher gemäß

$$P_{\Omega,Sinus} = 3R_{\Phi} \left( \hat{I}_S / \sqrt{2} \right)^2 = \frac{3}{2} R_{\Phi} \hat{I}_S^2. \quad (\text{B.27})$$

$\hat{I}_S / \sqrt{2}$  ist hierbei der Effektivwert des in jeder der drei Phasen fließenden Stroms. Unter Nutzung von (B.25), (B.26) und (B.27) kann nun der Unterschied der Ohm'schen Verluste bei Block- und Sinuskommutierung quantifiziert werden. Normiert auf die Ohm'schen Verluste bei Sinuskommutierung ergibt er sich zu

$$\frac{P_{\Omega,Block} - P_{\Omega,Sinus}}{P_{\Omega,Sinus}} = \frac{2R_{\Phi} \hat{I}_B^2 - \frac{3}{2} R_{\Phi} \hat{I}_S^2}{\frac{3}{2} R_{\Phi} \hat{I}_S^2} = \frac{\frac{\pi^2}{6} - \frac{3}{2}}{\frac{3}{2}} = \frac{\pi^2}{9} - 1 \approx 0,1. \quad (\text{B.28})$$

Bei einem sinusförmig gewickelten E-Motor und Blockkommutierung wird man folglich **ca. 10 % mehr Ohm'sche Verluste** in Kauf nehmen müssen, als bei einer Sinuskommutierung desselben Motors. Dies ist der Grund warum zur Versorgung des eZMS Versuchsträgers ein Sinuswechselrichter ausgewählt wurde. Außerdem weist der Motor bei Sinuskommutierung nicht die in Abbildung B.3 dargestellte Welligkeit auf, was sich sicherlich positiv auf die real erreichbare Regelgüte der mit dem eZMS angestrebten aktiven Schwingungsdämpfung auswirkt.

## LITERATURVERZEICHNIS

- [1] ADAMY, J. : *Nichtlineare Regelungen*. Springer DE, 2009
- [2] ALBERS, A. : Fortschritte beim ZMS-Geräuschkomfort für moderne Kraftfahrzeuge. In: *LUK Kolloquium* 5 (1994), S. 5–41
- [3] BAUMANN, J. ; TORKZADEH, D. D. ; RAMSTEIN, A. ; KIENCKE, U. ; SCHLEGL, T. : Model-based predictive anti-jerk control. In: *Control Engineering Practice* 14 (2006), Nr. 3, S. 259–266
- [4] BEUSCHEL, M. ; RAU, M. ; SCHROEDER, D. : Adaptive damping of torque pulsation using a starter generator-opportunities and boundaries. In: *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 2000* Bd. 3 IEEE, 2000, S. 1403–1408
- [5] BODSON, M. ; SACKS, A. ; KHOSLA, P. : Harmonic generation in adaptive feed-forward cancellation schemes. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 39 (1994), Nr. 9, S. 1939–1944
- [6] BOHN, C. ; CORTABARRIA, A. ; HÄRTEL, V. ; KOWALCZYK, K. : Active control of engine-induced vibrations in automotive vehicles using disturbance observer gain scheduling. In: *Control engineering practice* 12 (2004), Nr. 8, S. 1029–1039
- [7] BORODANI, P. ; D’AMBROSIO, C. : Robust control of active damping of a hybrid vehicle driveline shuffle. In: *Proceedings of 10th Mediterreanean Conference on Control and Automation – MED2002.*, 2002
- [8] BUSSMANN, K. : *Untersuchung und problemspezifische Implementierung einer Regelung für das Elektro-Zweimassenschwungrad*. nicht veröffentlichte Semesterarbeit, Lehrstuhl für Regelungstechnik, TU München, 2013
- [9] DUDENHÖFFER, F. ; JOHN, E. : EU-Normen für Verbrauchsangaben von Autos: Mehr als ein Ärgernis für Autokäufer. In: *ifo Schnelldienst, ifo Institut für Wirtschaftsforschung, München*, 62 (2009), Nr. 13, S. 14–17
- [10] EUROPÄISCHE KOMMISSION: VERORDNUNG (EG) Nr. 443/2009 DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES. In: *Amtsblatt der Europäischen Union* L140 (2009), Juni, S. 1–15

- [11] EUROPÄISCHE KOMMISSION: Proposal for a regulation of the European Parliament and of the Council amending regulation (EC) No 433/2009. (2012), 11. Juli
- [12] FRANCIS, B. A. ; WONHAM, W. M.: The internal model principle of control theory. In: *Automatica* 12 (1976), Nr. 5, S. 457–465
- [13] FRANCIS, B. A. ; WONHAM, W. M.: The internal model principle for linear multivariable regulators. In: *Applied mathematics and optimization* 2 (1975), Nr. 2, S. 170–194
- [14] GEHB, C. ; ATZRODT, H. ; SCHLOTE, D. : Vergleich aktiver und passiver Maßnahmen zur Minderung von Torsionsschwingungen in Antriebsträngen mit Verbrennungsmotor. In: *8. VDI-Fachtagung Schwingungen in Antrieben 2013*, 2013
- [15] GOLLOCH, R. ; MERKER, G. P.: Downsizing bei Verbrennungsmotoren. In: *Motorentechnische Zeitschrift* 66 (2005), S. 126 – 131
- [16] GOLLOCH, R. : *Downsizing bei Verbrennungsmotoren: ein wirkungsvolles Konzept zur Kraftstoffverbrauchssenkung*. Springer DE, 2005
- [17] GUO, X. ; BODSON, M. : Equivalence between adaptive feedforward cancellation and disturbance rejection using the internal model principle. In: *International journal of adaptive control and signal processing* 24 (2010), Nr. 3, S. 211–218
- [18] HENDERSHOT, J. R. ; MILLER, T. J. E.: *Design of brushless permanent-magnet machines*. Motor Design Books, 2010
- [19] KOCH, G. : *Adaptive control of mechatronic vehicle suspension systems*. München, Technische Universität München, Diss., 2011
- [20] KREUTER, P. ; ESSEN, M. von: *Method and device for reducing rotational non-uniformities of the crankshaft of a piston internal combustion engine*. 2008. – Meta Motoren und Energie GmbH
- [21] KRISHNAN, R. : *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press, 2010
- [22] KROLL, J. ; KOOY, A. ; SEEBACHER, R. : Land in Sicht? - Torsionsschwingungsdämpfung für zukünftige Motoren. In: *Schaeffler Kolloquium* 9 (2010), S. 28–39
- [23] KUO, S. M. ; MORGAN, D. : *Active noise control systems: algorithms and DSP implementations*. John Wiley & Sons, Inc., 1995

- [24] LA FONTAINE, R. ; SHEPHERD, I. C.: An experimental study of a broadband active attenuator for cancellation of random noise in ducts. In: *Journal of Sound and Vibration* 91 (1983), Nr. 3, S. 351–362
- [25] LEE, C. F.: *Brake force control and judder compensation of an automotive electro-mechanical brake*, Dept. of Mechanical Engineering, The University of Melbourne, Diss., 2013
- [26] LUNZE, J. : *Regelungstechnik 1–Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Springer, 2010
- [27] MAIR, C. ; ULBRICH, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; STAHL, K. ; PFLEGHAAR, J. ; LOHMANN, B. : Kosteneffiziente Bewertung der Betriebsbelastungen in Drehentkopplungssystemen - Integrierte Testeinrichtung für Motor und Entkopplungssystem. In: *8. VDI-Fachtagung Schwingungen in Antrieben 2013*, 2013
- [28] MAIR, C. ; ULBRICH, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; STAHL, K. ; SCHMIDT, H. X. ; LINDEMANN, U. : Isolation of Torsional Vibrations in Automobiles - Passive Velocity-Regulated Isolation. In: *VDI-Kongress Getriebe in Fahrzeugen 2012 (VDI-Berichte 2158)*, 2012
- [29] MAYET, J. ; ULBRICH, H. : Synchronous Centrifugal Pendulum Absorber. In: *EUROMECH 532 - 1st International Colloquium on Time-periodic Systems - Current Trends in Theory and Application* 1 (2012), S. 38–41
- [30] MAYET, J. ; ULBRICH, H. : Tautochronic centrifugal pendulum vibration absorbers. In: *Journal of Sound and Vibration* 333 (2014), S. 711–729
- [31] NJEH, M. ; CAUET, S. ; COIRAUT, P. : LPV control of ICE torque ripple in hybrid electric vehicles. In: *World Congress Bd. 18*, 2011, S. 2931–2936
- [32] PASCHEDAG, J. : *Aktive Schwingungsisolierung in Kfz-Motoraufhängungen – Systemkonfiguration und Methoden*, TU München, Diss., 2008
- [33] PFLEGHAAR, J. ; BUHL, M. ; KUHLE, P. ; KRIEG, O. : *Vorrichtung zum Reduzieren von Drehungleichförmigkeiten*, DE102011101386A1. Patentanmeldung, 12.05.2011,
- [34] PFLEGHAAR, J. ; LOHMANN, B. : The Electrical Dual Mass Flywheel - an Efficient Active Damping System. In: *Proceedings of the 7th IFAC Symposium on Advances in Automotive Control*, 2013

- [35] PFLEGHAAR, J. ; LOHMANN, B. : The Electro Dual Mass Flywheel - Efficient active damping of torsional drive train oscillations. In: *Autoreg 2013 VDI-Berichte 2196*, 2013
- [36] PILLAY, P. ; KRISHNAN, R. : Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 25 (1989), Nr. 2, S. 265–273
- [37] PILLAY, P. ; KRISHNAN, R. : Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 5 (1990), Nr. 2, S. 151–159
- [38] PULS, T. : *CO<sub>2</sub>-Regulierung für Pkw - Fragen und Antworten zu den europäischen Grenzwerten für Fahrzeughersteller*. <http://www.iwkoeln.de/de/studien/gutachten/beitrag/thomas-puls-co2-regulierung-fuer-pkws-107036?highlight=C02-Regulierung%2520f%25C3%25BCr%2520Pkw>, Februar 2013. – Institut der deutschen Wirtschaft, Köln
- [39] REIK, W. ; SEEBACHER, R. ; KOOY, A. : Das Zweimassenschwungrad. In: *LUK Kolloquium* 6 (1998), S. 69–94
- [40] ROOZEN, N. ; KOEVOETS, A. ; DEN HAMER, A. : Active vibration control of gradient coils to reduce acoustic noise of MRI systems. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 13 (2008), Nr. 3, S. 325–334
- [41] SACKS, A. ; BODSON, M. ; KHOSLA, P. : Experimental results of adaptive periodic disturbance cancellation in a high performance magnetic disk drive. In: *American Control Conference, 1993 IEEE*, 1993, S. 686–690
- [42] SASTRY, S. ; BODSON, M. : *Adaptive control: stability, convergence and robustness*. Courier Dover Publications, 2011
- [43] SCHAEFFLER AUTOMOTIVE AFTERMARKET GMBH & CO. KG: *Zweimassenschwungrad - Technik Schadensdiagnose/Spezialwerkzeug/Bedienungsanleitung*. <http://www.luk.de/content.luk.de/en/services/mediathek/library/library-detail-language.jsp?id=2678317>. <http://www.luk.de/content.luk.de/en/services/mediathek/library/library-detail-language.jsp?id=2678317>. Version: September 2013
- [44] SPIEGEL-ONLINE: *EU-Abgaskompromiss: Deutschland lässt Abstimmung über CO<sub>2</sub>-Grenzwerte scheitern*. <http://www.spiegel.de/auto/aktuell/co2->

abgas-grenzwerte-deutschland-laesst-abstimmung-scheitern-a-908190.html, Juni 2013

- [45] STAHL, K. ; PFLAUM, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; LOHMANN, B. ; PFLEGHAAR, J. ; ULBRICH, H. ; MAIR, C. ; MAYET, J. : Testing the Performance of Innovative Torsional Vibration Reduction Systems. In: *Proceedings of the 11th International CTI Symposium Berlin, 2012*
- [46] STAHL, K. ; PFLAUM, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; ULBRICH, H. ; MAIR, C. : Isolation of Torsional Vibrations in Automotive Applications - Passive Switching Isolator PSI2. In: *Proceedings of the 12th International CTI Symposium Berlin, 2013*
- [47] STAHL, K. ; PFLAUM, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; ULBRICH, H. ; MAIR, C. ; MAYET, J. ; LOHMANN, B. ; PFLEGHAAR, J. : Test Rig Design for Investigations on Torsional Vibration Isolation Units. In: *7th CTI Symposium North America 2013, 2013*
- [48] STAHL, K. ; PFLAUM, H. ; MEINGASSNER, G. J. ; ULBRICH, H. ; MAYET, J. : Planetary Centrifugal Pendulum Absorber (pCPA) - New type of Centrifugal Pendulum Absorber for Applications in Highly Downsized Hybrid and Range Extender Combustion Engines. In: *Conference on Future Automotive Technology 2012, 2012*
- [49] STEPHENS, M. : *Model based control of machine tool servo drives*, Dept. of Mechanical Engineering, The University of Melbourne, Diss., 2012
- [50] SVARICEK, F. ; BOHN, C. ; KARKOSCH, H.-J. ; HÄRTEL, V. : Aktive Schwingungskompensation im Kfz aus regelungstechnischer Sicht. In: *at - Automatisierungstechnik* 49 (2001), Nr. 6
- [51] WALTER, A. ; KIENCKE, U. ; JONES, S. ; WINKLER, T. : FORSCHUNG-Verbrennung: Echtzeitfähige Rekonstruktion des direkt indizierten Motor- und Lastmoments – Das Zweimassenschwungrad als virtueller Sensor. In: *MTZ-Motortechnische Zeitschrift* 68 (2007), Nr. 6, S. 486–493
- [52] WELCH, G. ; BISHOP, G. : An introduction to the kalman filter. In: *Proc of SIGGRAPH, Course 8* (2001), S. 27599–3175
- [53] ZEIT ONLINE: *CO2-Grenzwerte - EU-Staaten einig über Klimaauflagen für Neuwagen*. <http://www.zeit.de/politik/ausland/2013-11/klimaauflage-co2-norm-eu-entscheidung>, November 2013

- [54] ZINK, M. ; HAUSER, M. : Das Fliehkraftpendel. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 111 (2009), Nr. 7-8, S. 546–553