

Regelung eines elektromechanischen Getriebes für Hybridfahrzeuge

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Technischen Universität Chemnitz

genehmigte
Dissertationsschrift
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)

vorgelegt

von Dipl.-Ing. Bertram Frei

eingereicht am 25. Oktober 2005

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. W. Hofmann

Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. R. Schönfeld

Prof. Dr.-Ing. P. Tenberge

TU Chemnitz

TU Dresden

TU Chemnitz

Tag der Verleihung: 21. Februar 2006

Berichte aus der Elektrotechnik

Bertram Frei

**Regelung eines elektromechanischen Getriebes
für Hybridfahrzeuge**

D 93 (Diss. TU Chemnitz)

Shaker Verlag
Aachen 2006

Bibliografische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

Zugl.: Chemnitz, Techn. Univ., Diss., 2006

Copyright Shaker Verlag 2006

Alle Rechte, auch des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten

Printed in Germany

ISBN-10: 3-8322-5150-2

ISBN-13: 978-38322-5150-5

ISSN 0945-0718

Shaker Verlag GmbH • Postfach 101818 • 52018 Aachen

Telefon: 02407/9596-0 • Telefax: 02407/9596-9

Internet: www.shaker.de • eMail: info@shaker.de

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe der TU Chemnitz.

Meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann gilt mein besonderer Dank. Er ermöglichte durch langjährige Sicherstellung der materiellen und personellen Ressourcen die kontinuierliche Bearbeitung des Themas. Durch das hervorragende Arbeitsklima am Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe und eine sehr gute interdisziplinäre Zusammenarbeit mit dem Lehrstuhl Maschinenelemente der TU Chemnitz gelang es, komplizierte mechatronische Systeme zu konzipieren, zu realisieren und erfolgreich zu testen.

Mein Dank gilt weiterhin Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Tenberge vom Lehrstuhl Maschinenelemente der TU Chemnitz. Durch sein Engagement zusammen mit Herrn Prof. Dr.-Ing. Wilfried Hofmann gelang es erst überhaupt, das behandelte Thema ins Leben zu rufen und umzusetzen.

Außerordentlicher Dank gilt Herrn Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. Rolf Schönfeld für entscheidende Hinweise und die anregende Diskussion zu den zentralen Kapiteln dieser Arbeit.

Ich bedanke mich ganz herzlich bei allen o.g. Hochschullehrern für die Übernahme eines Gutachtens und die damit verbundene Zeit und Mühe. Ebenso bedanken möchte ich mich bei allen Mitarbeitern des Lehrstuhls Elektrische Maschinen und Antriebe der TU Chemnitz, die durch ein gutes Arbeitsklima und weitere vielfältige Unterstützung zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Durch den gemeinsamen Einsatz mit Frau Dipl.-Ing. Katrin Münster, Herrn Dipl.-Ing. Matthias Paul, Dipl.-Ing. Andreas Waltsgott gelang es erst, den ersten Versuchsstand trotz aller Komplikationen aufzubauen. Den Mitarbeitern des Lehrstuhls Maschinenelemente Herrn Dr. Joachim Gadau, Herrn Dr. Jörg Stingl und Herrn Dipl.-Ing. Jörg Sewart gilt ebenso mein Dank für die konstruktiven Arbeiten am Projekt.

Dabei ist unbedingt die Arbeit der Elektro- und Mechanikwerkstatt der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik sowie der Werkstatt der Fakultät Maschinenbau der TU Chemnitz hervorzuheben, ohne die die handwerkliche Umsetzung der beschriebenen Anlagen nicht möglich gewesen wäre.

Für die sehr fruchtbare Zusammenarbeit mit meinen Diplomanden an diesem Thema Herrn Johann Zitzelsberger, Herrn Ralf Hempel und Herrn Ronny Klier möchte ich mich auch sehr bedanken.

Chemnitz, Herbst 2005

Bertram Frei

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
Inhaltsverzeichnis	VII
Nomenklatur	XI
1 Einleitung.....	1
1.1 <i>Entwicklungstrends im Kraftfahrzeugbereich.....</i>	<i>1</i>
1.2 <i>Anliegen und Inhalt der Arbeit.....</i>	<i>3</i>
2 Hybridfahrzeuge	9
2.1 <i>Mechanische Kennfelder von Kraftfahrzeugen.....</i>	<i>9</i>
2.1.1 Allgemeines	9
2.1.2 Leistungsbedarf eines Fahrzeugs.....	9
2.1.3 Kennlinien des Verbrennungsmotors	12
2.1.4 Kraftstoffverbrauch von Verbrennungsmotoren	15
2.1.5 Getriebewirkungsgrad.....	17
2.1.6 Energieeffizienz	18
2.2 <i>Hybridfahrzeugkonzepte.....</i>	<i>19</i>
2.2.1 Mehrwert von Hybridfahrzeugen.....	19
2.2.2 Strukturvarianten von Hybridfahrzeugen	20
2.2.3 Eignung von Elektromaschinen.....	24
2.2.4 Testzyklen zur Ermittlung des Kraftstoffverbrauchs	24
2.3 <i>Hybridkonzepte mit Leistungsverzweigung.....</i>	<i>25</i>
2.3.1 Toyota Hybrid Synergy Drive.....	26
2.3.2 Two-Mode- Konzept von General Motors und DaimlerChrysler	28
2.3.3 SEL-Getriebekonzept der TU Chemnitz	30
2.3.4 Vergleich der vorgestellten Hybridkonzepte	32
2.4 <i>Dimensionierung des SEL-Hybrids</i>	<i>33</i>
2.4.1 Allgemeines	33
2.4.2 Auslegung des Getriebes.....	34
2.4.3 Berechnung statischer Betriebszustände.....	35
2.4.4 Regelungsmodi der Motoren	36
2.4.5 Elektrischer Speicher	37
2.4.6 Simulation von Testzyklen	37
3 SEL – Versuchsgetriebe.....	43
3.1 <i>Allgemeines zu Planetenradgetrieben.....</i>	<i>43</i>

3.2	<i>Charakteristika des Versuchsgetriebes</i>	45
3.2.1	Getriebeplan.....	45
3.2.2	Fahrbereiche	46
3.2.3	Getriebeübersetzungen.....	47
3.2.4	Drehzahlleiterdiagramme	48
3.2.5	Schaltung	50
3.2.6	Ölleck- und Druckverluste.....	54
3.2.7	Erfahrungen bei der Bedienung	57
3.2.8	Verschleiß	57
3.3	<i>Dynamisches Modell des Versuchsgetriebes</i>	58
3.4	<i>Experimentelle Untersuchungen am Planetenradgetriebe</i>	63
3.4.1	Aufbau und Komponenten des Versuchsstandes.....	63
3.4.2	Theoretische Vorbetrachtungen der Versuche.....	67
3.4.3	Betriebsarten der Elektromaschinen	68
3.4.4	Drehmomentensprünge.....	76
3.4.5	Drehzahlübergänge.....	77
3.4.6	Wirkungsgradmessung.....	79
3.4.7	Anfahrvorgänge	83
3.4.8	Auswertung der Messungen am Planetenradgetriebe.....	86
4	Elektrischer Teilantriebsstrang des SEL	87
4.1	<i>Struktur und Komponenten</i>	87
4.1.1	Konzept des Elektrischen Teilantriebsstrangs.....	87
4.1.2	Stellbereichsanforderungen.....	88
4.1.3	Leistungselektronik.....	91
4.1.4	Batterie	94
4.2	<i>Antriebsnahe Regelung der permanent erregten Synchronmaschine</i>	100
4.2.1	Feldorientierung.....	100
4.2.2	Raumzeigermodulation.....	105
4.2.3	Stromregelung.....	110
4.2.4	Drehmomentregelung	114
4.2.5	Drehzahlregelung	117
4.2.6	Anfangssynchronisation	120
4.2.7	Betrieb im Feldschwächbereich	121
4.3	<i>Experimentelle Untersuchungen am Elektrischen Antriebsstrang</i>	125
4.3.1	Hardware.....	125
4.3.2	Software	129
4.3.3	Laboraufbau	131
4.3.4	Betriebsweise als Drehmomentwandler	134
4.3.5	Betriebsweise als Drehzahlwandler	136

4.3.6	Betriebsweise als kombinierter Drehmoment/Drehzahlwandler mit Batteriestromregelung	138
4.3.7	Wirkungsgradmessungen	141
4.3.8	Ermittlung der Energieeffizienz	142
4.3.9	Auswertung der Messungen am Elektrischen Teilantriebsstrang	150
5	Zusammenfassung und Ausblick	153
5.1	<i>Zusammenfassung</i>	153
5.2	<i>Ausblick</i>	154
A	Anhang	157
A.1	<i>Daten zum SEL-Hybridfahrzeug</i>	157
A.2	<i>Fahrzyklen und weitere simulierte Testzyklen</i>	161
A.3	<i>Daten zum Versuchsgetriebe</i>	163
A.3.1	Daten zu Schaltung und Hydraulik	163
A.3.2	Daten zum Schwingungsmodell	164
A.4	<i>Technische Daten der Versuchsstandkomponenten</i>	165
A.4.1	Daten der verwendeten Komponenten Getriebeprüfstand...	165
A.4.2	Daten der verwendeten Komponenten Prüfstand elektrischer Antriebsstrang	166
	Literaturverzeichnis	167

Nomenklatur

Formelzeichen

A_F	Querspanntfläche eines Fahrzeugs
$A_{öl}$	Querschnittsfläche einer Ölleitung
c	Torsionsfedersteifigkeit
c_w	Luftwiderstandsbeiwert
C	Kapazität
\underline{C}	Steifigkeitsmatrix eines Schwingungssystems
c_1, c_2	Konstanten zur Charakterisierung des Strömungszustands in einer Ölleitung
d_a	Außendurchmesser
d_i	Innendurchmesser
$d_{öl}$	Durchmesser einer Ölleitung
F	Kraft
F_{Zug}	Zugkraft
f	Frequenz, allgemein
f_0	Eigenfrequenz
f_L	Lagerreibungsbeiwert
f_R	Rollwiderstandsbeiwert
f_T	Abtastfrequenz
g	Erdbeschleunigung
G	Übertragungsfunktion, allgemein
G	Schubmodul
G_H	Haltefunktion
G_R	Reglerübertragungsfunktion, allgemein
G_S	Streckenübertragungsfunktion, allgemein
$l_{öl}$	Länge einer Ölleitung
\underline{i}	Stromzeiger, allgemein
I, i	Strom
i_0	Standübersetzung einer Planetenradstufe
i_{0A}	Standübersetzung des Versuchsgetriebes im ersten Fahrbereich
i_{0B}	Standübersetzung des Versuchsgetriebes im zweiten Fahrbereich
i_{FB1}	Übersetzung des Versuchsgetriebes im ersten Fahrbereich
i_{FB2}	Übersetzung des Versuchsgetriebes im zweiten Fahrbereich

i_E	Stellübersetzung im SEL-Getriebekonzept
i_{St}	Stellübersetzung für das vorliegende Versuchsgetriebe
i_G	Getriebeübersetzung (Übersetzung zwischen An- und Abtriebswelle)
j	imaginäre Einheit
J	Trägheitsmoment
k_M	Reibfaktor
\underline{K}	Koppelmatrix
L	Induktivität, allgemein
L_H	Hauptinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
\underline{M}	Massenmatrix eines Schwingungssystems
M	Drehmoment
$M_{\ddot{U}}$	Überschussmoment
M_{\max}	Maximalmoment
M_N	Nennmoment
m	Masse, Drehmoment zeitveränderlich
m_W	Widerstandsmoment
m_F	Fahrzeugmasse
n	Drehzahl
P, p	Leistung
P_F	Fahrzeugleistung
p	Druck, Steigung
Δp	Druckdifferenz
p_1, p_2	Drücke zum Schalten der Fahrbereiche des Versuchsgetriebes}
\underline{q}	Vektor der freien Koordinaten eines Schwingungssystems
$\underline{\ddot{q}}$	Vektor der zweiten Ableitungen der freien Koordinaten nach der Zeit (d. h. der Beschleunigungsvektor)
Q_L	Leckageölstrom
R	Widerstand, allgemein
Re	Reynolds-Zahl
T, t	Abtastzeit, Zeit allgemein
T_i	Streckenzeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises
T_P	Pulsperiode
T_S	Ständerzeitkonstante
T_M	mechanische Zeitkonstante
T_R	Reglerzeitkonstante, allgemein

T_S	Streckenzeitkonstante, allgemein
T_{us}^v	Schaltzeit der v -ten Ständerspannungskomponente
U	Spannung
\underline{u}	Spannungszeiger, allgemein
\underline{u}_v	v -ter Standardraumzeiger
v_F	Fahrzeuggeschwindigkeit
$v_{öl}$	Strömungsgeschwindigkeit des Hydrauliköls
V_R	Reglerverstärkung, allgemein
V_S	Streckenverstärkung, allgemein
x	Zustandsgröße, allgemein
x_0	Nullkomponente, allgemein
x_1, x_2, x_3	Ständerzustandsgröße, allgemein
x_w	Regelabweichung, allgemein
y	Reglerausgang, allgemein
y_0	Gesamtstellgröße des Stromreglers
y_{EKN}	Stellgrößenanteil des Entkopplungsnetzwerks
y_{EMK}	Stellgrößenanteil der EMK-Rückführung
z	Zähnezahl eines Zahnrades
z_P	Polpaarzahl
α_{St}	Steigungswinkel
γ	Raumwinkel
ε	Energieeffizienz
η	Wirkungsgrad
ϑ	Transformationswinkel, Temperatur
$\nu_{öl}$	Viskosität des Hydrauliköls
ξ	Korrekturfaktor
$\varsigma_{öl}$	Öldichte
ς_{Stahl}	Dichte von Stahl
ς_L	Luftsdichte
φ	Phasenwinkel
φ	Torsionswinkel
$\ddot{\varphi}$	Torsionswinkelbeschleunigung
Ψ	Flussverkettung, allgemein
Ψ_P	Polradflussverkettung
ω	Kreisfrequenz, allgemein
ω_0	Eigenkreisfrequenz
Ω_0	Synchrondrehzahl (Nennwert)

LF Ladefaktor

Indizes

α, β	α, β - Bezugssystem
d, q	d, q - Bezugssystem
i	Strombezug
int	interne Wertedarstellung
m	Drehmomentbezug
r	Realwerte
s	Ständerbezug
P	Polrad
ω	Drehzahlbezug
*	Führungsgröße
,	bezogene oder begrenzte Größe

Abkürzungen

ASM	Asynchronmaschine
ASM1(2, 3)	Asynchronmaschinen des Versuchsstandes
DC	DaimlerChrysler
E1, E2	Elektromaschinen im SEL-Getrieb-Konzept
GM	Gleichstrommaschine
HFZ	Hybridfahrzeug
HSD	Hybrid Synergy Drive -- Bezeichnung des Hybridantriebs im Toyota Prius
IGR1(2,3)	Inkrementaler Winkelgeber des Versuchsstandes
K1(2,3)	Ölkammern im Versuchsgetriebe
MVEG	Motor Vehicle Emission Group -- Geschwindigkeitsprofil des europäischen Fahrzyklus zur Bestimmung des Kraftstoffverbrauchs
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PSM	Permanent erregte Synchronmaschine
SEL	Stufenlose Elektrische Leistungsverzweigung
SM	Synchronmaschine
THS	Toyota Hybrid System
UR1(2,3)	Umrichter des Versuchsstandes
VM	Verbrennungsmotor

1 Einleitung

1.1 Entwicklungstrends im Kraftfahrzeugbereich

Die Entwicklungen im Automobilbau zielen gegenwärtig neben der weiteren Funktionalitäts- und Komforterhöhung auf höhere Energieeffizienz und Umweltfreundlichkeit der Fahrzeuge. Die steigenden Rohstoffpreise durch die verstärkte Nachfrage in den Wachstumsmärkten China und Indien beschleunigen diesen Trend weiter. Diese beiden Faktoren gewinnen deshalb in Zukunft für den Käufer immer mehr an Bedeutung. Sparsame Fahrzeuge werden verstärkt nachgefragt.

Auf dem internationalen Markt gibt es jedoch verschiedene Ansätze, den Kraftstoffverbrauch der Fahrzeuge zu senken. In Europa setzt man vor allem auf Dieselfahrzeuge, in den USA und Japan hingegen registriert man eine verstärkte Nachfrage nach Hybridfahrzeugen. Der Grund dafür liegt zum Teil in den unterschiedlichen Verkehrs- und Nutzungsbedingungen. In den großen Ballungszentren der USA und Japans mit ihrem hohen Verkehrsaufkommen fahren Fahrzeuge größtenteils im niedrigen Geschwindigkeitsbereich und im Stop&Go-Betrieb. Dabei ist das Einsparungspotential eines Hybridfahrzeugs am größten. Trotz der guten Eignung von Dieselmotoren für die langen Highway-Fahrten in den USA konnten sich diese dort bis jetzt nicht durchsetzen. In Europa legen Fahrzeuge einen erheblichen Teil ihrer Laufzeit bei relativ hohen Geschwindigkeiten auf Autobahnen zurück. Unter diesen Betriebsbedingungen laufen Dieselmotoren sehr sparsam, während Hybridantriebe nur wenig Einsparungspotential bieten. Mit einer Änderung der Besteuerungspolitik kann sich für einzelne Nutzungsprofile jedoch auch in Europa ein größerer Markt für Hybridfahrzeuge entwickeln. Die Tabelle 1-1 gibt einen Überblick über die verschiedenen Nutzungsbedingungen und die Marktentwicklungstendenzen in den einzelnen Regionen.

Als Pionier im Bereich der Hybridfahrzeuge gilt die Toyota Motor Cooperation, da sie bereits 1997 mit dem Toyota Prius ein Serienhybridfahrzeug auf den Markt brachte. Seit August 2003 wird das Nachfolgermodell des Prius vertrieben, von dem bereits in den ersten fünf Monaten 45.000 verkauft wurden.

Insgesamt waren im April 2004 weltweit bereits etwa 178.000 Hybridfahrzeuge im Einsatz [9], [10].

Tabelle 1-1 Regionalspezifisch unterschiedliche Ausgangsbasis für die Technologieauswahl zur Verbrauchsreduktion [11]

Region	Japan	USA	Europa
Verkehrsprofil	Stadtverkehr (hoher Stop&Go-Anteil, kurze Fahrstrecken) kaum höhere Geschwindigkeiten	Signifikanter Anteil von Highwayfahrten Meist gleichförmiger Verkehrsfluss, moderate Geschwindigkeiten	Ausgewogene Mischung von Autobahn- und Stadtverkehr Dynamisches Fahrprofil
Status Quo	Kleinere Fahrzeuge mit kleinen, verbrauchs-optimierten Ottomotoren	Große Fahrzeuge mit hubraum- und drehmomentstarken Benzinmotoren	Mittelgroße Fahrzeuge mit Benzin- oder Dieselmotoren
Tendenz	Otto-Hybride als logische Konsequenz, getragen durch Technologiebegeisterung	Dieselmotoren für Anforderungen ideal; Abgasgesetzgebung & Kraftstoffinfrastruktur jedoch problematisch Potenzial auch für Benzin-Hybrid	Möglicherweise Verdrängung des Ottomotors durch Otto-Hybride oder Dieselfahrzeuge

Um ein Gefühl für Konkurrenzfähigkeit von Hybridfahrzeugen zu bekommen, findet sich in Tabelle 1-2 eine Gegenüberstellung der technischen Daten des aktuellen Toyota Prius mit einem vergleichbaren VW Golf 5. Bei etwa gleichen Werten für Höchstgeschwindigkeit und Beschleunigung besticht der Toyota Prius durch seinen niedrigen Verbrauch und die niedrigen CO₂-Abgaswerte ¹.

Neben dem Toyota Prius, der als Vollhybrid bezeichnet werden kann, drängen jetzt immer mehr Fahrzeuge mit abgeschwächten Hybridkonzepten auf den Markt. Startergeneratoren und sogenannte Mild-Hybride erreichen bereits mit geringerem konstruktiven Aufwand (und damit niedrigen Kosten) respektable Kraftstoffeinsparungen. Es bleibt abzuwarten, wie die verschiedenen Konzepte von den Kunden akzeptiert werden. Insgesamt gesehen ist davon auszugehen, dass sich der Markt

¹ Für die CO₂-Emissionen sind noch keine Grenzwerte eingeführt worden. Die EU und der Verband der europäischen Automobilhersteller haben jedoch eine Vereinbarung abgeschlossen, wonach bis 2008 der durchschnittliche spezifische CO₂-Ausstoß aller Neuwagen auf 140g/km zu reduzieren ist. Im Moment liegt die CO₂-Emission von Neuwagen bei durchschnittlich 170g/km.

für Hybridfahrzeuge in Zukunft weiter vergrößern wird, zumindest so lange bis andere alternative Antriebsmethoden konkurrenzfähig sind.

Tabelle 1-2 Gegenüberstellung von Toyota Prius [12] und VW Golf 5 (FSI Automatik) [13]

Technische Daten	Toyota Prius	VW Golf 5
Hubraum (Verbrennungsmotor)	1497 cm ³	1598 cm ³
Leistung (Verbrennungsmotor)	57 kW	85 kW
Leistung (Elektromotor)	50 kW	-
Höchstgeschwindigkeit	170 km/h	189 km/h
Beschleunigung 0-100 km/h	10,9 s	11,5 s
Verbrauch pro 100 km	4,3 l	7,3 l
CO ₂ -Emission	104 g/km	175 g/km
Preis ²	ab 23.900 EUR	ab 19.620 EUR

Brennstoffzellenantriebe werden beispielsweise aller Voraussicht nach erst in zwei bis drei Dekaden eine größere Marktdurchdringung erreichen können [11]. Unter diesem Aspekt erweist es sich als sinnvoll, Forschungen auf dem Gebiet der Hybrid-Antriebe voranzutreiben. Dies haben nun auch die deutschen Automobilhersteller und –zulieferer erkannt.

1.2 Anliegen und Inhalt der Arbeit

Seit 1999 wurde an der TU Chemnitz im Rahmen einer interdisziplinären Zusammenarbeit zwischen dem Lehrstuhl Maschinenelemente (geleitet durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Tenberge) dem Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe (geleitet durch Herrn Prof. Wilfried Hofmann) Hybridgetriebekonzepte für einen Personenkraftwagen entwickelt und umgesetzt.

² Achtung: Die Grundausstattungen sind nicht miteinander vergleichbar

Dabei galt es, ein rein elektrisches Getriebe, bestehend aus zwei permanent erregten Synchronmaschinen mit einem Planetengetriebe so zu kombinieren, dass die Anforderungen eines Fahrzeugs in allen Betriebspunkten erfüllt werden können. Eine wesentliche Herausforderung bestand natürlich darin, die konstruktiven Zwänge für den Einsatz im Automobil zu erfüllen.

Es liegt in der Natur der Sache, dass an diesem Projekt mehrere Ingenieure der beiden Lehrstühle ihr Können unter Beweis stellen konnten und mussten. Dabei zeichnet der Lehrstuhl Maschinenelemente für die mechanische Konstruktion und Dimensionierung verantwortlich währenddessen die Mitarbeiter des Lehrstuhls Elektrische Maschinen und Antriebe sich mit Auswahl, Dimensionierung, Aufbau und Erprobung der elektrischen Maschinen befassten. Aufgrund der Vorzüge der permanent-erregten Synchronmaschine (PSM) entschied man sich für diesen Maschinentyp. Ein wesentliches Problem stellte dabei die Realisierung der nötigen Ansteuerelektronik dar. Aufgrund der spezifischen Anforderungen war es zum damaligen Zeitpunkt nicht möglich, Industriestandardkomponenten der Umrichtertechnik zu verwenden. Dies führte zu dem schwerwiegenden Entschluss, die beiden Umrichter für die elektrischen Maschinen selbst aufzubauen. Wesentliche Entwicklungsleistung war erforderlich, um den sicheren Betrieb und die „Feldorientierte Regelung“ der PSM durch die Programmierung in der Programmiersprache „C“ auf zwei 16-Bit-Mikrocontrollern zu realisieren. Der EMV-gerechte Aufbau der Leistungselektronik barg ebenfalls einige, vorher nicht absehbare, Probleme in sich.

In dieser Arbeit soll nun erläutert werden, welche Anforderungen zur Dimensionierung dieses mechatronischen Systems geführt haben. Dabei werden kurz die Möglichkeiten von Hybridfahrzeugkonzepten aufgezeigt. Aus konstruktiven Vorgaben und Standard-Testzyklen für Automobile wurden die Parameter für die elektrischen Maschinen abgeleitet.

Der Verfasser hat bei diesem komplexen Thema insbesondere folgende Teilaufgaben bearbeitet:

- Versuchstand elektrischer Teilantriebsstrang
 - Konzeption der antriebsnahen Regelung
 - Konzeption, Aufbau und Inbetriebnahme der Ansteuer-elektronik auf Basis von zwei 16-Bit-Mikrocontrollern und aller erforderlicher Sensorik
 - Software der antriebsnahen Regelung der permanent erregten Synchronmaschinen
 - Software zur Kommunikation, Bedienung und Datenauswertung
 - Redesign aller Elektronikkomponenten für den 2. Prototyp
 - Einsparung des Antriebsmanagers für die überlagerte Regelung der zwei PSM durch direkte Echtzeitkommunikation der beiden Antriebsmikrocontroller
 - Programmierung der übergeordneten Regelalgorithmen
 - Durchführung aller dokumentierten Messungen
- Versuchsstand für das Planetengetriebe
 - Konzeption der Motorenansteuerung
 - Schaffung einer Hard- und Software zur Bedienung des Versuchsstandes
 - Koordination, Durchführung der Arbeiten und Messungen

Die erhaltenen Forschungsergebnisse, welche auch an zwei Versuchsständen für den elektrischen Teilantriebsstrang und das Planetengetriebe verifiziert werden konnten, werden dargestellt.

Das stufenlose elektromechanische Hybridgetriebe stellt eine Möglichkeit dar, eine Erhöhung des Fahrkomforts und eine Reduzierung des Kraftstoffverbrauchs zu erreichen. Das Hauptmerkmal eines solchen Antriebssystems ist die Kopplung von Verbrennungsmotor und Elektromotor, welche über ein Planetengetriebe als gemeinsamer, zentraler Antriebsstrang im Fahrzeug wirken. Während hierbei der Verbrennungsmotor die Funktion des Langstreckenantriebs übernimmt, tritt der Elektromotor in dynamischen Fahrzuständen in Aktion, da hier die Drehmomenteinprägung beim Beschleunigen bzw. der Energieentzug aus dem mechanischen System beim Bremsen mit hoher Effizienz gestaltet

werden kann. Der Begriff „der Elektromotor“ ist jedoch irreführend, denn real handelt es sich um zwei voneinander unabhängige Drehstromantriebe. Verwendeter Antrieb ist die permanenterregte Synchronmaschine (PSM). Hier erlauben Weiterentwicklungen auf dem Gebiet der Magnetwerkstoffe und die Möglichkeit einer angepassten Dimensionierung einen hohen Ausnutzungsfaktor. Weiterhin ist am elektrischen Teil des Hybridgetriebes der sowohl motorische als auch generatorische Einsatz sowie der drehzahl- oder drehmomentgeregelte Betrieb der beiden stromrichtergespeisten Synchronmaschinen charakteristisch. Der jeweilige Betriebszustand wird den Erfordernissen entsprechend durch die Regelung des Gesamtsystems mit gesteuert. An zwei getrennten Versuchsständen wurden einerseits der elektrische Teilantriebsstrang und andererseits das Planetengetriebe getestet. Diese Vorgehensweise erwies sich als sinnvoll, da nicht vorhersehbare Probleme insbesondere am Planetengetriebe häufige Demontagen nach sich zogen.

Im zweiten Kapitel dieser Arbeit werden aus den Leistungsanforderungen von Kraftfahrzeugen und den Kennfeldern von Verbrennungsmotoren das Einsparungspotential von Hybridfahrzeugen abgeleitet. Weiterhin werden aktuelle Entwicklungen im Bereich Hybridantriebe vorgestellt. Im Anschluss daran wird das TU-Chemnitz eigene SEL-Konzept erläutert.

Das dritte Kapitel widmet sich ganz dem Aufbau und der Charakterisierung des Testgetriebes. Dabei wird vor allem auf die Problematik der Fahrbereiche und Schaltvorgänge eingegangen. Außerdem werden mittels eines Modells die Eigenfrequenzen des Getriebes berechnet.

Dabei wird der Versuchsstand inklusive aller seiner Komponenten vorgestellt und die mit dem Testgetriebe durchgeführten Messungen dokumentiert. Im Einzelnen handelt es sich dabei um Versuche zu Fahrbereichswechsel, Drehzahl- und Drehmomentübergängen, Wirkungsgradbestimmung sowie der Simulation von Anfahrvorgängen.

Im vierten Kapitel wird der elektrische Teilantriebsstrang behandelt. Ausgehend vom Konzept des elektrischen Teilantriebsstrangs und dessen Stellbereichsforderungen musste die Leistungselektronik, Sensorik und Ansteuerelektronik dimensioniert und umgesetzt werden. Dabei spielt die antriebsnahe Regelung der permanent erregten Synchronmaschine eine wesentliche Rolle. Die Realisierung der möglichen Betriebsarten wird erläutert und anhand von durchgeführten Messungen vorgestellt.

Die eingesetzte Hardware und der verfügbare Laboraufbau werden ebenfalls behandelt. Anhand der Dynamik, Wirkungsgrad- und Energieeffizienzmessungen werden Schlussfolgerungen für den Einsatz der elektrischen Systemkomponente gezogen.

Im fünften Kapitel werden die Ergebnisse der Forschungen zusammengefasst und ein Ausblick für die weiteren Arbeiten gegeben.

2 Hybridfahrzeuge

2.1 Mechanische Kennfelder von Kraftfahrzeugen

2.1.1 Allgemeines

Ein Hybridfahrzeug ist ein mechatronisches System. Durch eine sinnvolle Kombination von mechanischen und elektrischen Antriebskomponenten sollen die mechanischen Leistungsanforderungen des Fahrzeugs in allen Fahrzuständen gut abgedeckt werden. Beim jetzigen Stand der Technik bleibt der Verbrennungsmotor jedoch weiterhin die wichtigere Antriebskomponente. Zum besseren Verständnis sollen in dieser Arbeit deshalb zunächst in Kurzform die Leistungsanforderungen des Fahrzeugs charakterisiert und der Verbrennungsmotor mit seinen typischen Kennlinien vorgestellt werden. Ausführliche Erläuterungen zum Leistungsbedarf von Fahrzeugen finden sich z. B. in [14].

2.1.2 Leistungsbedarf eines Fahrzeugs

Für alle im Folgenden dargestellten Diagramme wurden die Kenndaten des Erprobungsträgerfahrzeugs für das SEL-Getriebe (der Mercedes Benz 220 CDI, Baujahr 1996) verwendet, welche dem Berechnungsprogramm aus [15] entnommen wurden. Diese sind im Abschnitt A Anhang in Tabelle A-1 aufgeführt.

In jedem Fahrzustand hat das Fahrzeug eine bestimmte Leistungsanforderung P_F an die Antriebskomponenten. Diese ergibt sich aus der aktuellen Geschwindigkeit v_F und der Zugkraft F_{Zug} .

$$P_F = F_{Zug} v_F \quad (2-1)$$

Die Zugkraft wiederum setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen:

- Radwiderstand F_R
- Luftwiderstand F_L
- Steigungswiderstand F_{St}
- Beschleunigungswiderstand F_a

Der Radwiderstand besteht im Wesentlichen aus dem Rollwiderstand und dem Lagerreibungswiderstand. Es ergibt sich eine Abhängigkeit von Rollwiderstandsbeiwert f_R , Lagerreibungsbeiwert f_L , der Fahrzeugmasse m_F sowie von der Erdbeschleunigung g . Die Abhängigkeit vom Steigungswinkel α_{ST} wird meist vernachlässigt, da dieser in der Regel klein ist.

$$F_R = (f_R + f_L) m_F g \quad (2-2)$$

Zu beachten ist, dass Rollwiderstands- und Lagerreibungsbeiwert selbst von der Geschwindigkeit abhängig sind.

$$f_R = f_{R0} + f_{R1}(|v|) + f_{R4}(v^4) \quad (2-3)$$

$$f_L = f_{L0} + f_{L1}(|v|) + f_{L2}(v^2) \quad (2-4)$$

Der Luftwiderstand hängt von der Luftdichte ζ_L , dem Luftwiderstandsbeiwert c_W der Querspanfläche des Fahrzeugs A_F sowie der Strömungsgeschwindigkeit ab, welche bei Windstille mit der Fahrzeuggeschwindigkeit v_F identisch ist. Er berechnet sich zu

$$F_L = \frac{1}{2} \zeta_L c_W A_F v_F^2 \quad (2-5)$$

Der Steigungswiderstand entspricht dem Hangabtrieb und berechnet sich zu

$$F_{St} = m_F g \sin \alpha_{St} \quad (2-6)$$

Die Beziehung zwischen dem Steigungswinkel α_{St} und dem oft verwendeten Maß für die Steigung p lautet:

$$\alpha_{St} = \arctan p \quad (2-7)$$

Bei Beschleunigungs- und Bremsvorgängen treten zusätzlich noch Trägheitskräfte auf. Der rotatorischen Trägheit aller Elemente des Antriebsstranges zwischen Getriebe und Rädern wird durch den

Drehmassenzuschlagfaktor λ Rechnung getragen, welcher zwischen 1,1 und 1,4 liegt.

$$F_a = \lambda m_F a_F \quad (2-8)$$

Die gesamte an den Rädern benötigte Zugkraft ist damit

$$F_{Zug} = F_R + F_L + F_{st} + F_a \quad (2-9)$$

In Abbildung 2-1 und Abbildung 2-2 ist der Verlauf der Zugkraft bzw. der Fahrzeugleistung in Abhängigkeit der Fahrzeuggeschwindigkeit dargestellt.

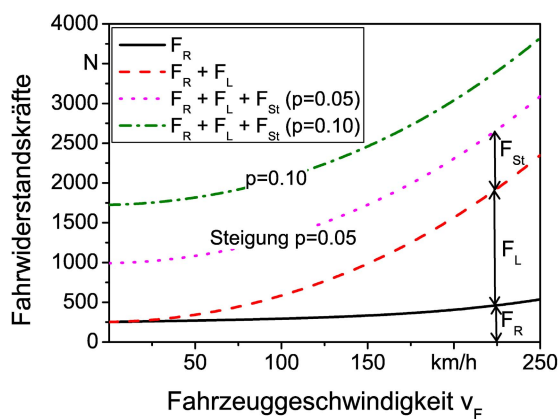


Abbildung 2-1 Zugkraftbedarf des Mercedes Benz 220 CDI [15]

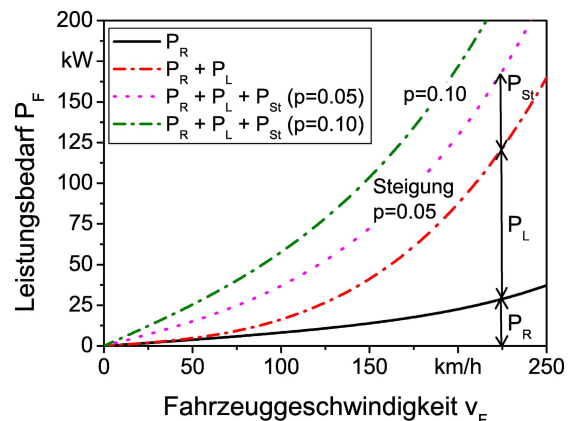


Abbildung 2-2 Leistungsbedarf des Mercedes Benz 220 CDI [15]

Die Aufteilung der beiden Größen in ihre Komponenten wurde dabei deutlich gemacht. Auf die Darstellung von Beschleunigungskraft und -leistung wurde jedoch der Übersichtlichkeit wegen verzichtet. Die für eine Beschleunigung von $a_F = 1 \text{ m/s}^2$ benötigte Kraft entspricht in etwa der Steigungswiderstandskraft bei einer Steigung von $p = 0,1$. Im unteren Geschwindigkeitsbereich erreichen normale Fahrzeuge leicht Beschleunigungen von $a_F = 3 \text{ m/s}^2$. Der Beschleunigungswiderstand kann also verhältnismäßig groß werden.

Man erkennt, dass in höheren Geschwindigkeitsbereichen (etwa ab $v_F = 130 \text{ km/h}$) der Luftwiderstand F_L gegenüber dem Radwiderstand F_R dominiert. Außerdem ist ersichtlich, dass das Fahrzeug bei Konstantfahrt in der Ebene mit 100 km/h nur eine Leistung von 18 kW , d. h. einen Bruchteil der üblichen Verbrennungsmotorleistung benötigt.

Die Kraftübertragung wird durch die maximale Reibkraft zwischen Rad und Straße begrenzt. Bei normalen Straßenverhältnissen wird diese Kraftgrenze jedoch selten erreicht.

2.1.3 Kennlinien des Verbrennungsmotors

Die typischen Kennlinien eines Verbrennungsmotors sollen hier exemplarisch an einem 140-kW-Ottomotor von DaimlerChrysler vorgestellt werden. Dessen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien sind dem Berechnungsprogramm [15] entnommen und in Abbildung 2-3 dargestellt. Die Kenndaten des Motors finden sich im Abschnitt A Anhang in Tabelle A-2³.

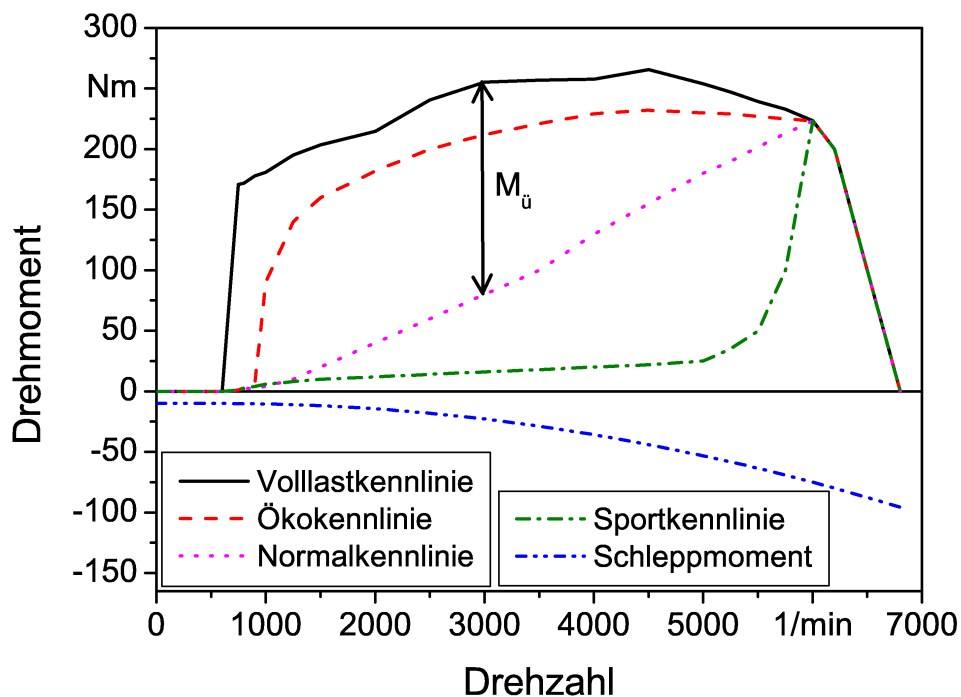


Abbildung 2-3 Kennlinien des DC-140-kW-Ottomotors [15]

Wegen der strömungsabhängigen Gemischbildungsvorgänge, funktionieren Verbrennungsmotoren erst ab einer bestimmten Mindestdrehzahl, hier z. B. etwa 700 min^{-1} , vorher ist die Saugwirkung des Motors nicht ausreichend. Eine nennenswerte Drehmomentabgabe erfolgt aber erst ab einer Drehzahl von ca. 1000 min^{-1} . Über das Gaspedal kontrolliert

³ Dieser Ottomotor wurde zwar nie in dem in Kapitel 2.1.2 genannten Fahrzeug serienmäßig eingebaut, kann aber ohne Weiteres als Hauptantrieb in einem Hybridfahrzeug der gehobenen Mittelklasse zum Einsatz kommen.

der Fahrer direkt den Laststeller des Motors⁴ und damit auch das abzugebende Motordrehmoment.

Je nach Gaspedalstellung und Drehzahl ergibt sich ein momentaner Betriebspunkt zwischen Volllast- und Schleppmomentenkennlinie. Als Überschussmoment wird jenes Drehmoment bezeichnet, welches der Verbrennungsmotor in diesem Betriebspunkt bei gleichbleibender Drehzahl sofort zusätzlich aufbringen kann.

Exemplarisch ist in Abbildung 2-3 das Überschussmoment $M_{\ddot{u}}$ eines Betriebspunktes auf der Normalkennlinie bei 3000 min^{-1} dargestellt. Dieses beträgt etwa 170 Nm. Die sich aus dem Überschussmoment ergebende Überschussleistung ist die Dynamikreserve des Motors im momentanen Betriebspunkt. Je höher diese ist, desto mehr Beschleunigungspotential hat das Fahrzeug.

Die in der Abbildung eingezeichneten Kennlinien sind wie folgt zu charakterisieren:

- Volllastkennlinie - Diese Kennlinie gibt das in Abhängigkeit von der Drehzahl vom Verbrennungsmotor maximal abgebbare Moment an. Wird der Motor in Punkten auf dieser Kennlinie gefahren, kann er kein Überschussmoment aufbringen, d. h., eine Beschleunigung bei gleichbleibendem Bedarf des Fahrzeugs und gleicher Drehzahl ist nicht möglich. Der Wirkungsgrad des Motors ist entlang dieser Kennlinie recht gut, wenn auch nicht optimal. Eine Regelstrategie auf Basis der Volllastkennlinie ist nicht sinnvoll.
- Kennlinie des minimalen Verbrauchs (Ökokennlinie bzw. Optimalkennlinie) - Diese Kennlinie verbindet alle Betriebspunkte optimalen Wirkungsgrades miteinander. Wird der Verbrennungsmotor mit dieser Betriebskennlinie betrieben, kann er geringe Überschussmomente aufbringen, so dass kleinere Beschleunigungen möglich sind. Jedoch ist das Beschleunigungsvermögen stark eingeschränkt und wird vom durchschnittlichen Fahrer nur dann akzeptiert, wenn bei Beschleunigungswunsch das Getriebe schnell und ruckfrei in eine andere, zum Beschleunigen günstigere Übersetzung wechseln kann.

⁴ Die Drosselklappe ist der Laststeller des Ottomotors, beim Dieselmotor ist es der Einspritzregler

- Normalkennlinie - Sie ist ein Kompromiss zwischen Optimal- und Sportkennlinie. Die Betriebspunkte liegen immer noch bei guten Wirkungsgraden und das Überschussmoment ist für das vom durchschnittlichen Fahrer gewünschte Beschleunigungsvermögen groß genug.
- Sportkennlinie - Durch das hohe Überschussmoment bei fast allen Drehzahlen ermöglicht das Fahren auf der Sportkennlinie hohe Beschleunigungen. Bei Verwendung dieser Kennlinie wird der Motor aber ständig bei schlechten Wirkungsgraden und hohen Drehzahlen betrieben.
- Schleppmomentenkennlinie - Wird dem Motor kein Kraftstoff zugeführt (Laststeller ist nicht betätigt.), hat er eine bremsende Wirkung, die mit zunehmender Drehzahl steigt (Motorbremse).

Verbrennungsmotoren haben sich in Antrieben für Kraftfahrzeuge etabliert, weil die Speicherung des Energieträgers einfach und platzsparend erfolgt und das Fahrzeug somit ein hohes Maß an Autonomie erreicht. Außerdem haben sie ein niedriges leistungsbezogenes Gewicht. Nachteilig sind die ständigen Abgasemissionen. Ein emissionsfreier Betrieb ist nur kurzzeitig bei Schubbetrieb möglich.

Aufgrund der Unterschiede zwischen Motorkennlinie und Fahrzeugbedarfskennlinie müssen in Kraftfahrzeugen Kennlinienwandler eingesetzt werden. Die Kupplung als Drehzahlwandler überbrückt den Bereich unterhalb der Minstdrehzahl des Verbrennungsmotors. Das Getriebe als Drehzahl- und Drehmomentenwandler ermöglicht durch seine Spreizung eine optimierte Kennlinienanpassung in größeren Geschwindigkeitsbereichen. Zur Realisierung guter Verbrauchswerte bei kleineren Fahrleistungen ist z. B. eine starke Ausdehnung des Übersetzungsbereiches ins Schnelle nötig. Gute Steigfähigkeit dagegen lässt sich nur durch hohe Übersetzungen ins Langsame realisieren.

Bei stufenlosen Getrieben gibt es neben der Verwendung einer Kupplung in der Regel noch eine andere Möglichkeit, den Anfahrvorgang mit laufendem Motor zu ermöglichen. In der sogenannten *geared neutral* - Stellung steht der Abtrieb bei laufendem Antrieb ohne das beide durch eine Kupplung getrennt wären. In diesem Fall ist die Getriebeübersetzung $i_G = \infty$. Durch Absenken der Getriebeübersetzung fährt das Fahrzeug dann langsam an.

Hybridfahrzeuge mit Elektromotor können in der Regel auch rein elektrisch anfahren. Im Bereich unterhalb der Minstdrehzahl des Verbrennungsmotors stellt dann der Elektromotor die Antriebsleistung bereit.

2.1.4 Kraftstoffverbrauch von Verbrennungsmotoren

Ein weiterer Nachteil der Verbrennungsmotoren ist der stark vom Betriebspunkt abhängige Wirkungsgrad.

In Abbildung 2-4 ist der spezifische Kraftstoffverbrauch b_e in g/kWh in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment dargestellt. Dabei wurden die Daten des DC-140-kW-Ottomotors verwendet, wobei dieser Verlauf der Linien konstanten Wirkungsgrades für alle Ottomotoren charakteristisch ist.

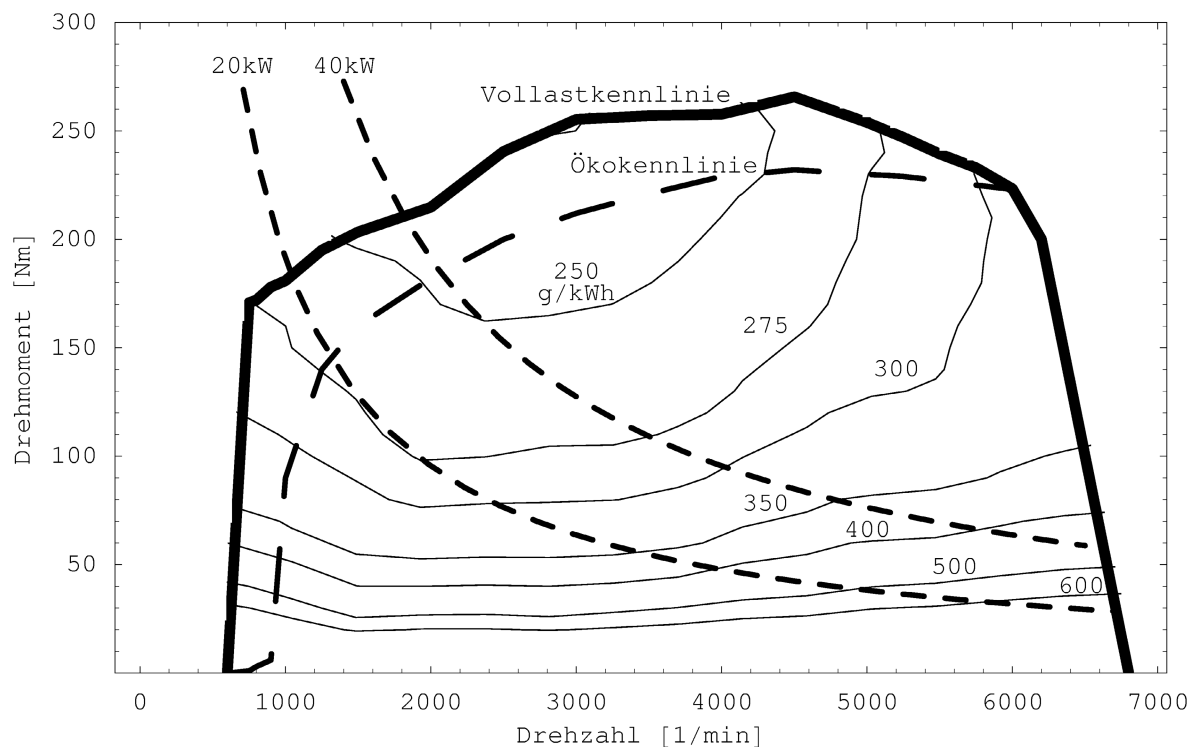


Abbildung 2-4 Spezifischer Verbrauch des DC-140-kW-Ottomotors [15]

Der niedrigste spezifische Verbrauch (und damit der beste Wirkungsgrad) wird bei hohen Momenten und mittleren Drehzahlen erreicht.

Ein schlechter spezifischer Verbrauch ergibt sich generell für Betriebspunkte mit niedrigen Drehmomenten. Sinkt das Drehmoment unter 30 Nm, ergibt sich mit $b_e = 500 g/kWh$ ein doppelt so hoher spezifischer Verbrauch, wie im Bereich niedrigen Verbrauchs, wo b_e sogar unter $250 g/kWh$ sinkt.

Zur besseren Veranschaulichung der Problematik wurden auch zwei Hyperbeln konstanter Leistung dargestellt. Die für einen bestimmten Fahrzustand benötigte Leistung kann der Verbrennungsmotor in allen Punkten der Hyperbel, die im Kennfeld liegen, bereitstellen. Um diese Leistung möglichst wirkungsgradoptimal zu erzeugen, sollte die Getriebeübersetzung so eingestellt werden, dass die benötigte Leistung bei kleinen Drehzahlen und hohen Momenten erzeugt wird. Der Optimalpunkt ergibt sich immer im Schnittpunkt der Hyperbel mit der Kennlinie des optimalen Verbrauchs (Ökokennlinie). Bei einer Bedarfsleistung von 20 kW (Das entspricht in etwa dem Leistungsbedarf des Fahrzeuges bei Konstantfahrt mit 100 km/h in der Ebene.) sollte der Motor also günstigstenfalls mit einer Drehzahl von nur 1400 min^{-1} laufen.

In Schaltgetrieben ist es aufgrund der Stufensprünge schwieriger, den Motor über breitere Betriebsbereiche nahe der verbrauchsoptimalen Kennlinie zu betreiben. In stufenlosen Getrieben (und damit auch im Toyota Prius und dem Hybridkonzept SEL der TU Chemnitz) ist dies hingegen prinzipiell möglich. Probleme ergeben sich aber hinsichtlich der Fahrdynamik. Da der Motor auf der verbrauchsoptimalen Kennlinie kein hohes Überschussmoment aufbringen kann, muss das Getriebe im Bedarfsfall schnell und ruckfrei in andere Übersetzungen wechseln können.

Werden neben dem stufenlosen Getriebe auch Elektromotoren eingesetzt, kann der Verlust an Fahrdynamik, der sich beim Fahren entlang der verbrauchsoptimalen Kennlinie ergibt, durch die schnelle Leistungslieferung aus den Elektromaschinen wieder wettgemacht werden.

Dieser sogenannte elektrische Booster ist aber nur dann möglich, wenn die Batterie geladen ist. Führt der Fahrer z. B. mehrere Überholvorgänge hintereinander unter Verwendung des Boosters durch, kann dieser irgendwann während eines Überholvorgangs versagen und so ein Risiko für den Fahrer darstellen. Schon dadurch werden die hohen Anforderungen an die Betriebsstrategie deutlich.

In der Ebene bei kleinen bis mittleren Geschwindigkeiten benötigt das Kraftfahrzeug nur eine geringe Leistung, dort kann der Bereich günstigen Kraftstoffverbrauchs wegen fehlender Bedarfsleistung nicht erschlossen werden.

Im Falle des Hybridgetriebes kann es sich lohnen, den Verbrennungsmotor im mittleren Geschwindigkeitsbereich mit mehr Leistung zu betreiben, so dass die Elektromaschinen als Generatoren Energie in die Batterie speisen können.

Diese Energie kann dann genutzt werden, um im unteren Geschwindigkeitsbereich rein elektrisch zu fahren. Die dazu notwendige doppelte Energiewandlung vernichtet aber zum Teil potentielle Energieeinsparungseffekte. Schlechte Wirkungsgrade ergeben sich auch beim Motorkaltstart. Die Verbrauchswerte können dann leicht das Vierfache der im Diagramm angegebenen Werte erreichen. Aus diesem Grund gibt es Bestrebungen, Verbrennungsmotoren vor dem Start vorzuheizen, um Verbrauchs- und Emissionswerte zu verbessern.

2.1.5 Getriebewirkungsgrad

Jedes Maschinenelement hat einen Wirkungsgrad, der mit steigendem Drehmoment zunimmt und beim Leerlaufdrehmoment den Wert $\eta = 0$ hat. Der sich aus den einzelnen Teilen ergebende Gesamtwirkungsgrad des Getriebes ist in Abbildung 2-5 für verschiedene Zugkraftbelastungen über der Geschwindigkeit abgetragen. Die Quelle der Daten ist das Berechnungsprogramm [15].

In allen dort durchgeführten Berechnungen wurde der Getriebewirkungsgrad beachtet. Man erkennt, dass sich bei höheren Zugkraftbelastungen hohe Wirkungsgrade (80 – 90%) ergeben. Damit ist auch klar, warum es soviel mehr Sinn macht, die Leistung des Verbrennungsmotors direkt mechanisch zu den Antriebsrädern zu übertragen und nicht wie in einem seriellen Hybriden in elektrische Leistung zu wandeln und rückzuwandeln. Bei letztgenannter Variante ergibt sich zwischen Verbrennungsmotor und Antriebsachsen nämlich nur ein Wirkungsgrad von $\eta = 55\%$ [7].

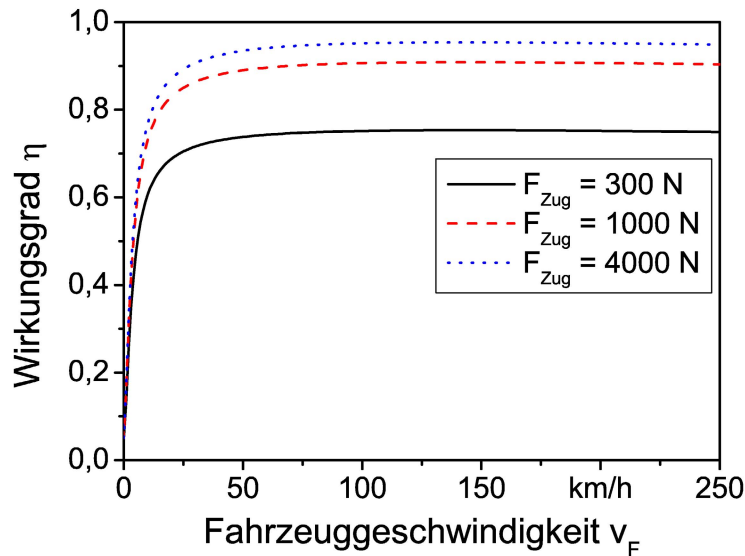


Abbildung 2-5 Verlauf des Getriebewirkungsgrades [15]

2.1.6 Energieeffizienz

Die Energieeffizienz ε ist nach [3] eine integrale energetische Kenngröße für periodische Bewegungsabläufe mit der Periodendauer T .

$$\varepsilon = \frac{\int_0^T p_a(t) dt}{\int_0^T p_e(t) dt} \quad (2-10)$$

$p_e(t)$ Eingangsleistung, Zeitfunktion $p_a(t)$ Ausgangsleistung, Zeitfunktion

Im Unterschied zum Wirkungsgrad η , der an einem bestimmten Arbeitspunkt definiert ist, kennzeichnet die Energieeffizienz ε die energetische Gesamtbilanz eines Arbeitszyklus. Sie ist abhängig vom Bewegungsablauf, d. h. von Drehzahl und Drehmoment als Funktion der Zeit, gewichtet mit der relativen Dauer ihres Auftretens. Die Energieeffizienz ist damit eine Gütekennggröße des Systems.

Wie schon in [8] ausgeführt, reicht die Betrachtung des maximalen Wirkungsgrades zur Bewertung von Fahrzeugantrieben nicht aus. Deshalb ist es erforderlich, anhand der Energieeffizienz die angestrebten Einspareffekte zu bewerten. In dieser Arbeit werden in Abschnitt 4.3.8 Ergebnisse vorgestellt.

2.2 Hybridfahrzeugkonzepte

2.2.1 Mehrwert von Hybridfahrzeugen

Der wesentliche Vorteil von Hybridfahrzeugen ist das Energieeinsparpotential im Teillast- und Start-Stopp-Betrieb. Dies lässt sich allgemein auf zwei Prinzipien (mit Unterpunkten) zurückführen:

- Energierückgewinnung
 - Energierückgewinnung beim Bremsen
- Verbrauchsreduzierung
 - Betrieb des Verbrennungsmotors entlang der Kennlinie des optimalen Verbrauchs über weite Bereiche des Fahrzeugbedarfskennfeldes hinweg
 - Vermeiden des nicht wirkungsgradoptimalen Teillastbereichs
 - „Downsizing“ des Verbrennungsmotors
 - Rein elektrisches Fahren im unteren Teillastbereich

Mit der Bremsenergieerückgewinnung lässt sich mehr Energie sparen als durch die Verbrauchsreduzierungen [16]. Innerhalb der Verbrauchsreduzierung kann zwischen dem Betrieb entlang der „Ökokennlinie“, was prinzipiell mit anderen stufenlosen Getrieben in gewisser Weise auch möglich ist, und dem Vermeiden des verbrauchsungünstigen Teillastbereichs des Motors unterschieden werden.

Wie in den Abschnitten 2.1.3 und 2.1.4 gesehen, sind Verbrennungsmotoren für eine hohe Dynamik ausgelegt. Bei Konstantfahrten im unteren und mittleren Geschwindigkeitsbereich wird nur ein Bruchteil der Leistung benötigt, die der Motor bereitstellen kann, was zu schlechten Wirkungsgraden führt. Die Leistung für die der Motor ausgelegt ist, wird nur in sehr wenigen Fahrsituationen (z. B. bei Fahrten nahe der Höchstgeschwindigkeit und Vollbeschleunigung) benötigt. Wenn die Elektromaschinen so ausgelegt sind, dass sie diese Leistungsspitzen abfangen können, kann der Verbrennungsmotor kleiner dimensioniert und damit öfter im Bereich guter Wirkungsgrade betrieben werden (sogenanntes *Downsizing*).

Weiterhin ist es natürlich sinnvoll im untersten Geschwindigkeitsbereich rein elektrisch zu fahren, um so die sehr schlechten Wirkungsgrade des Verbrennungsmotors zu vermeiden. Die dazu nötige Energie muss der Verbrennungsmotor im Bereich höherer Teillast liefern, die Generatoren ermöglichen dann die Zwischenspeicherung in der Batterie.

Nachteile des Hybridfahrzeugs sind seine im Vergleich zum konventionellen Fahrzeug größere Masse und der höhere Preis. Mit steigenden Kraftstoffpreisen verringert sich aber die zur Amortisation der Zusatzinvestition nötige Jahreslaufleistung immer weiter. Eines der Hauptargumente gegen Hybridfahrzeuge ist auch die wegen der elektrischen Komponenten vermutete kürzere Lebensdauer eines Hybridfahrzeugs. Die Toyota Motor Cooperation begegnet diesen Befürchtungen mit einer achtjährigen Garantie⁵ auf alle Komponenten des aktuellen Prius-Hybridsystems.

2.2.2 Strukturvarianten von Hybridfahrzeugen

Einteilung

Es gibt drei verschiedene grundlegende Strukturen von Hybridantrieben: [17],[18]

- Serieller Hybrid
- Paralleler Hybrid
- Kombiniertes und leistungsverzweigendes Hybrid

Eine Übersicht über mögliche Topologien der einzelnen Strukturen bietet Tabelle 2-1.

Der serielle Hybrid

Bei diesem ist der Verbrennungsmotor mechanisch nicht mit den Rädern verbunden. Sämtliche von ihm gelieferte mechanische Leistung wird mittels eines Generators in elektrische Leistung umgewandelt, um danach an den Rädern durch einen Elektromotor wiederum in mechanische Leistung umgewandelt zu werden.

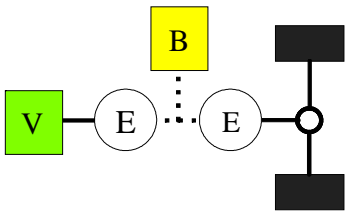
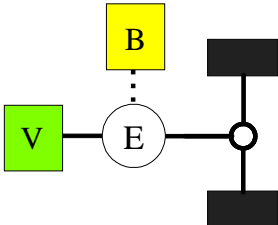
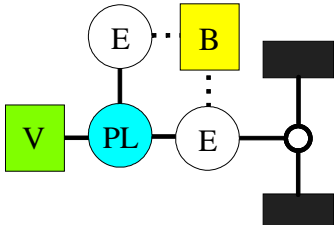
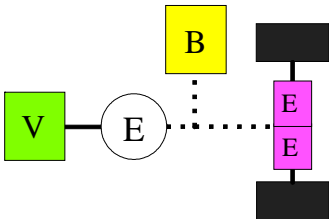
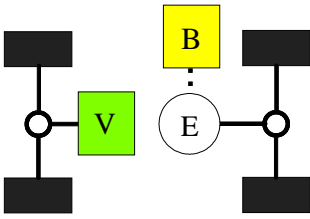
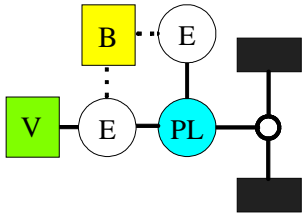
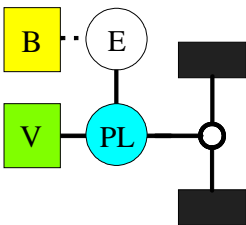
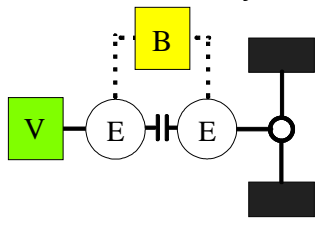
Durch diese Entkopplung von Verbrennungsmotor- und Raddrehzahl ist es möglich, den Verbrennungsmotor ständig entlang der Kennlinie optimaler Wirkungsgrade zu betreiben. Zusätzlich wird das Fahrgetriebe eingespart. Durch die mehrmalige Wandlung der Leistung senkt sich aber der Gesamtwirkungsgrad beträchtlich.

Außerdem ist es nötig, Verbrennungsmotor und Elektromaschinen für die gesamte Fahrzeugleistung (und damit sehr groß) auszulegen.

⁵ bis maximal 160.000 km Laufleistung

Tabelle 2-1

Strukturvarianten von Hybridfahrzeugen [17],[18]

serieller Hybridantrieb	paralleler Hybridantrieb	kombinierter bzw. leistungs- verzweigender Hybrid
	Drehmomentenaddition 	Leistungsverzweigung 
	Zugkraftaddition 	Leistungsverzweigung 
	Drehzahladdition 	kombinierter Hybrid 

Abkürzungen: V - Verbrennungsmotor, E - Elektromaschine, B - Batterie,

PL – Planetenradgetriebe

Darstellung: ————— mechanischer Leistungsfluss

..... elektrischer Leistungsfluss

Der parallele Hybrid

Verbrennungsmotor und Elektromotor treiben wahlweise einzeln oder auch in Kombination die Räder mechanisch an, wobei bezüglich der Art der Leistungsüberlagerung zwischen Momenten-, Zugkraft- und Drehzahladdition unterschieden werden kann.

Bei der Momentenaddition, die über Stirnrad- oder Kettengetriebe erfolgt, ist das Drehmomentenverhältnis der beiden Energiewandler frei wählbar, während deren Drehzahlen in einem festen Verhältnis zueinander stehen. Eine Entkopplung kann über einen Freilauf oder eine Kupplung erfolgen. Die Zugkraftaddition ist von ihrem physikalischen Prinzip mit der Dreh-

momentenaddition verwandt - Elektro- und Verbrennungsmotor wirken hier lediglich auf verschiedene Antriebsachsen.

Charakteristisch für die Drehzahladdition hingegen ist, dass das Drehmomentenverhältnis der beiden Motoren starr durch die Übersetzung des Getriebes vorgegeben ist. Die Drehzahlen der beiden Antriebssysteme können jedoch unabhängig voneinander beliebig gewählt werden. Die Zusammenführung der Leistungen erfolgt bei der Drehzahladdition mittels eines Planetenradgetriebes.

Die Leistungsaddition des parallelen Hybriden erlaubt es, die Motoren etwas kleiner zu dimensionieren und damit Gewicht und Kosten zu sparen.

Der kombinierte und der leistungsverzweigende Hybrid

Der sogenannte kombinierte Hybrid (Tabelle 2-1 unten rechts) kann wahlweise als paralleler Hybrid (Kupplung geschlossen) oder serieller Hybrid (Kupplung geöffnet) betrieben werden. Bei besonders hohen Leistungsanforderungen wird die Kupplung geschlossen, die Leistung des Verbrennungsmotors wird dadurch direkt mechanisch an die Räder übertragen, wodurch der Wirkungsgrad steigt. Nachteile dieser Struktur sind die zusätzliche Kupplung und die komplexe Betriebsstrategie.

Der leistungsverzweigende Hybrid stellt eine noch komplexere Kombination aus seriellern und parallelem Hybriden dar. Der Großteil der Leistung des Verbrennungsmotors wird direkt mechanisch (und damit mit hohem Wirkungsgrad) an die Antriebsräder übertragen. Die restliche Leistung gelangt z. B. über ein Planetenradgetriebe und zwei Elektromaschinen an die Antriebsräder. Durch diese Anordnung agiert das System als stufenloses Getriebe und macht ein weiteres Getriebe für den Verbrennungsmotor überflüssig.

Der Wirkungsgrad dieser Anordnungen ist wegen der teilweise direkten mechanischen Leistungsübertragung höher als bei den seriellen Hybriden. Dem höheren Wirkungsgrad und größerem Fahrkomfort (wegen des stufenlosen Getriebes) stehen ein erhöhter konstruktiver Aufwand und eine kompliziertere Betriebsstrategie gegenüber. Als wesentlicher Nachteil von stufenlosen Koppelgetrieben mit elektrischer Leistungsverzweigung im Vergleich zu parallelen Hybridstrukturen wird im Allgemeinen die Notwendigkeit von zwei Elektromaschinen und die damit verbundenen höheren Fertigungskosten angesehen [16].

Hybridisierungsgrade

Neben dem Vollhybriden (wie z. B. Toyota Prius und Nissan Tino) etablieren sich auch andere, abgeschwächte Varianten von Hybridantrieben, die auf einer parallelen Anordnung von Verbrennungsmotor und Elektromaschine basieren.

Zum Einen gibt es die Startergeneratorsysteme, die als Starter fungieren und Bremsenergie rückgewinnen können. In Haltephasen schalten diese den Verbrennungsmotor ab und sparen so bereits einen beträchtlichen Prozentsatz an Energie. Der Start des Verbrennungsmotors erfolgt sehr schnell (ca. 300 ms) und ohne laute Nebengeräusche, so dass der Fahrer den Start-Stopp-Betrieb nicht als negativ empfindet. Zum Anderen stellen die sogenannten Minimal-, Soft- oder Mild-Hybriden eine höhere Stufe dar, die neben den Funktionalitäten der Startergeneratoren auch zusätzliche Antriebsleistung (elektrischer Booster) bereitstellen können [19],[20].

Beide Konzepte bergen ein signifikantes Energieeinsparungspotential und sind mit verhältnismäßig geringen konstruktivem Aufwand (und damit geringen Kosten) realisierbar. Einen Überblick über die Hybridantriebsvarianten bietet Tabelle 2-2.

Tabelle 2-2 Charakterisierung von Hybridfahrzeugen nach der Leistung der verwendeten Elektromaschinen [19][20]

Leistung der Elektromaschine	Zusatzkosten	Bezeichnung	Einsparpotential ⁶	Beispiele
≤6 kW	Niedrig	Startergenerator	5-15%	Bosch RSG ⁷⁸ , Continental ISAD ⁹
5 kW-12 kW	Mittel	Minimal-Hybrid	15-30%	Siemens ISG ¹⁰ , Honda IMA ¹¹
12 KW-50 kW	Hoch	Voll-Hybrid	20-40%	Toyota Prius, Nissan Tino Hybrid

⁶ Die in der Fachliteratur angegebenen Werte variieren ziemlich stark. Der höchste hier angegebene Wert bezieht sich immer auf reinen Stadtbetrieb

⁷ Riemengetriebener Startergenerator

⁸ realisiert keine Bremsenergie rückgewinnung

⁹ Integrierter Starter Alternator Dämpfer

¹⁰ Integrierter Startergenerator

¹¹ Integrated Motor Assist (eingesetzt z. B. im Honda Civic und Honda Insight)

2.2.3 Eignung von Elektromaschinen

Noch vor wenigen Jahren war der Mangel an geeigneten Elektromaschinen (und auch Batterien) das entscheidende Hindernis für die serienmäßige Produktion von Elektro-Hybridfahrzeugen. Gegenwärtig ist die Technik jedoch weiter voran geschritten.

Die prinzipiellen Anforderungen an Elektromaschinen für Hybridfahrzeuge bestehen nach wie vor bzw. steigen weiter - Wartungsfreiheit, hohe Leistungsdichte, ein hoher Wirkungsgrad und gute Regelbarkeit werden gefordert. Als besonders geeignet haben sich permanenterregte Synchronmaschinen (PSM) erwiesen.

So sind diese unter den gegenwärtig in Hybridfahrzeugen eingesetzten Elektromaschinen am häufigsten vertreten. Lediglich Volkswagen setzt im Bereich der alternativen Antriebe vermehrt auf Asynchronmaschinen [21]. Permanenterregte Synchronmaschinen bieten sich vor allem wegen ihres sehr hohen Wirkungsgrades und des besseren Leistungsgewichts an. Zur Erregung werden meist Seltenerd-magnete verwendet.

Asynchronmaschinen bieten vor allem hohe Robustheit und niedrige Kosten, benötigen jedoch mehr Bauraum, welcher in Kraftfahrzeugen meist knapp ist.

Weitere Hinweise zum Einsatz von Elektromaschinen in Hybridfahrzeugen finden sich z. B. in [20].

Der Vorteil der PSM gegenüber den ASM ist, dass im Läufer nahezu keine Verluste auftreten. Es ist kein Magnetisierungsstrom nötig, der die Ständerwicklungen zusätzlich erwärmt.

2.2.4 Testzyklen zur Ermittlung des Kraftstoffverbrauchs

In den verschiedenen Industriestaaten der Welt wurden verschiedene Testzyklen zur Bestimmung des Kraftstoffverbrauchs von Kraftfahrzeugen definiert. Von großer Bedeutung sind die US-amerikanischen, die europäischen und die japanischen Zyklen.

Eine gute Zusammenstellung von verschiedenen offiziellen Fahrzyklen findet sich in [22].

In Europa wird zur Zeit der sogenannte *Neue Europäische Fahrzyklus* (NEFZ) verwendet. Dieser existiert seit dem Jahr 2000 und geht auf den Motor Vehicle Emission Group (MVEG-A)-Zyklus zurück. Das Geschwindigkeitsprofil ist identisch geblieben, jedoch haben sich die Rahmen-

bedingungen geändert. So müssen die Kraftfahrzeuge seitdem den Zyklus ohne vorherige Warmlaufphase absolvieren, was zu signifikant schlechteren Verbrauchs- und Emissionswerten führt.

In den USA wird u.a. der US-City-Zyklus und der US-Highway-Zyklus verwendet. Die offizielle Bezeichnung des US-City-Zyklus ist U.S. FTP-72 (Federal Test Procedure) oder auch *Urban Dynamometer Driving Schedule*. Der US-Highway-Zyklus ist unter der offiziellen Bezeichnung *Highway Fuel Economy Cycle* bekannt.

In Japan wird zur Zeit der *10-15 mode cycle* verwendet, dessen Geschwindigkeitsprofil erheblich niedriger ist und somit dem japanischen Stadtverkehr gerecht wird.

Vom Geschwindigkeitsprofil her ist der US-City-Zyklus praxisnäher als der NEFZ. Letztlich werden die offiziellen Verbrauchsangaben für in Europa verkaufte Fahrzeuge aber unter Verwendung des NEFZ ermittelt. Automobilhersteller optimieren deshalb ihre für Europa bestimmten Fahrzeuge meist auf diesen Zyklus.

Für Hybridfahrzeuge sind eigentlich besondere Testverfahren zur Ermittlung des Kraftstoffverbrauchs notwendig. Der Ladungszustand der Batterien ändert sich nämlich vom Teststart bis Testende, diese Differenz muss zur besseren Vergleichbarkeit auch in einen Kraftstoffverbrauch umgerechnet werden.

Außerdem liefern Tests nicht so leicht reproduzierbare Ergebnisse, da die Betriebszeiten des Verbrennungsmotors je nach Betriebsstrategie vom aktuellen Batterieladezustand und der Pedalbetätigung des Testfahrers abhängen [7].

Die Geschwindigkeitsverläufe von NEFZ, US-City- und US-Highway-Zyklus sind im Anhang in Abbildung A-3, Abbildung A-4 bzw. Abbildung A-5 dargestellt.

2.3 Hybridkonzepte mit Leistungsverzweigung

Im Folgenden sollen drei Vollhybridkonzepte vorgestellt und verglichen werden, deren Details in [4] behandelt werden. Dabei wird ersichtlich, wie sich ein komplexeres mechanisches Getriebe positiv auf die Anforderungen an die E-Maschinen auswirkt.

Die E-Maschine 2, welche direkt auf der Abtriebswelle sitzt, ermöglicht ein rein elektrisches Anfahren und Bremsen. Sie ist für ein Drehmoment von 400 Nm konzipiert und kann kurzzeitig überlastet werden. Das Überlagerungsgetriebe ermöglicht eine stufenlose Übersetzungseinstellung zwischen Verbrennungsmotor und Getriebeabtrieb und macht ein Schaltgetriebe konventioneller Art für eine Drehmoment-Drehzahlwandlung und einen Anlasser überflüssig.

Zum Starten des Verbrennungsmotors wird E1 auf positive Drehzahlen beschleunigt, wodurch auch der Verbrennungsmotor über das Planetengetriebe beschleunigt und gestartet werden kann. Um das Widerstandsmoment beim Anlassvorgang gering zu halten, ist der Ottomotor im Toyota Prius sehr reibungsarm konstruiert. Zur Vermeidung bzw. Reduzierung der Kompressionsmomente werden über einen variablen Ventiltrieb alle Ventile beim Startvorgang geöffnet.

Das Startdrehmoment wird über die Drehmomentübersetzung zwischen Sonnenrad und Planetenträger um den Faktor 3,3 vergrößert.

Das Antriebsdrehmoment des Verbrennungsmotors von max. 115 Nm wirkt auf den Planetenträger des Überlagerungsgetriebes. Dieses teilt sich in Abhängigkeit der Standübersetzung des Planetengetriebes auf die Getriebewellen auf. Der größere Teil (ca. 70%) wirkt direkt mechanisch am Hohlrad auf den Abtrieb. Der kleinere Teil (ca. 30%) wirkt am Sonnenrad auf die E-Maschine 1, deren generatorische elektrische Leistung über die Umrichter der beiden E-Maschinen und E-Maschine 2 zum Abtrieb gelangt.

Der Leistungsanteil, welcher über den elektrischen Zweig fließt, ist betriebspunktabhängig.

Der elektrische Leistungsanteil ist beim Anfahren hoch und beim Fahren im Overdrive niedrig. Das Fahren im Overdrive nimmt den Hauptanteil im Fahrzyklus ein. Da hierbei die über die E-Maschine 1 fließenden Leistungen bei kleinen Drehzahlen am Sonnenrad klein sind, ist in diesen Betriebszuständen der Wirkungsgrad dieses Hybridsystems hoch. Durch das mechanisch sehr einfache System treten kaum weitere Schleppverluste durch weitere Getriebekomponenten auf.

Die direkte Kopplung der großen E-Maschine 2 auf den Abtrieb bietet Vorteile beim rein elektrischen Anfahren und Rangieren, weil dann das Verzweigungsgetriebe und E1 unbelastet sind.

E2 muss jedoch für den gesamten Drehzahlbereich bis zur Höchstgeschwindigkeit und auch für ausreichende Abtriebsdrehmomente konzipiert sein. Um einer Überlastung dieser E-Maschine vorzubeugen, wurde der Toyota Prius nicht für Anhängerbetrieb zugelassen und die Höchstgeschwindigkeit auf 170 km/h begrenzt.

In die Dimensionierung von E1 und E2 fließen also Fahrzeuggewicht, Fahrleistungsanforderungen, Stellbereich und Regelstrategie des Systems ein.

Dieses Toyota – Konzept ist für leichte Fahrzeuge (<1,5 t) mit geringer Motorleistung (<100 kW) und geringen Anforderungen an Beschleunigungen und Höchstgeschwindigkeit (<180 km/h) gut geeignet. Bei Fahrzeugen der gehobeneren Mittelklasse stößt diese Realisierung jedoch an ihre Grenzen. Wie die Betriebsbereiche eines Hybridsystems für noch stärkere Fahrzeuge realisieren werden kann, sollen die folgenden zwei Beispiele belegen [4].

2.3.2 Two-Mode- Konzept von General Motors und DaimlerChrysler

General Motors (GM) und DaimlerChrysler (DC) arbeiten zusammen an einem Two-Mode-Vollhybridgetriebe [37]. In Abbildung 2-7 ist eine mögliche Struktur eines solchen Getriebes dargestellt. Wie beim Toyota – Prius dient ein Planetengetriebe als Überlagerungsgetriebe. Dieses vierwellige Getriebe besitzt zwei Fahrbereiche, die über zwei Kupplungen (K1, K2) angewählt werden können. Der Verbrennungsmotor treibt über eine Anfahrkupplung eine Sonnenradwelle. Die E-Maschine E1 wirkt an einer weiteren Sonnenradwelle. Die zweite E-Maschine E2 sitzt an der Hohlradwelle der ersten Planetenstufe.

Im ersten Fahrbereich wird die Welle des Planetenradträgers über Kupplung K1 mit der Abtriebswelle verbunden. Die Kupplung K2 ermöglicht eine Verbindung von E-Maschine E1 mit dem Abtrieb.

Der Fahrbereich 1 wird im Underdrive ($n_{ab}/n_{an} \leq 1$) genutzt. Dabei muss für eine Volllastanfahrt die E-Maschine 2 ein hohes Drehmoment abgeben. Da diese jedoch nicht direkt auf den Abtrieb wirkt, ist das erforderliche Moment nicht so groß wie beim Toyota-Konzept. Die Belastung der anderen E-Maschine E1 ist im leistungsverzweigten Betrieb wesentlich geringer.

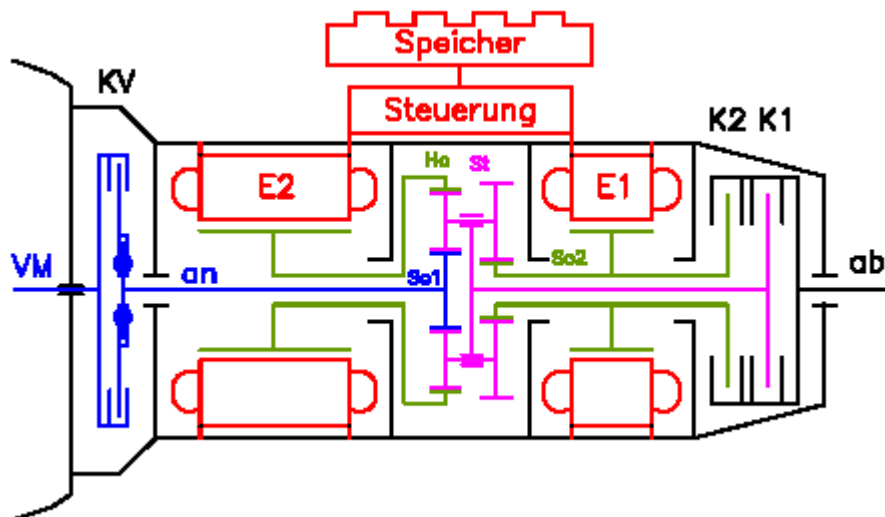


Abbildung 2-7 Struktur des Two-Mode-Hybridgetriebes von GM/DC nach [4]

Wenn E2 bei einer bestimmten Underdrive-Übersetzung steht, wird diese sogar null. E2 arbeitet bei größeren Übersetzungen als Generator und E1 als Motor. Bis zu einer bestimmten Übersetzung sinkt der Leistungsfluss über den elektrischen Zweig auf null. Ab dieser Übersetzung bis zur Übersetzung $i=1$ nimmt der elektrische Leistungsanteil wieder zu, E1 arbeitet nun als Generator und E2 als Motor. Der Leistungsanteil, welcher über die beiden E-Maschinen in diesem Fahrbereich fließt, ist wesentlich geringer als beim Toyota-Konzept.

Bei der Übersetzung $i=1$ erfolgt die Umschaltung der Fahrbereiche. Im Overdrive mit $n_{ab}/n_{an} > 1$ wird der zweite Fahrbereich genutzt. Zu Beginn dieses Fahrbereiches ist wieder E2 Generator und E1 Motor. Das ändert sich wieder zum extremen Overdrive hin, wenn die Drehzahl von E2 das Vorzeichen wechselt. Die Übersetzungen des Overdrives werden die meiste Zeit in einem Fahrzyklus genutzt. Deshalb ist die Energieeffizienz in diesem Bereich entscheidend. Da in diesem Fahrbereich wieder der größte Teil der Leistung rein mechanisch und nur zwischen 0% und 30% über eine doppelte Energiewandlung über den elektrischen Zweig übertragen wird, erhält man einen hohen Wirkungsgrad.

Durch den erhöhten mechanischen Aufwand können bei dem Two-Mode-System die erforderlichen Maximalmomente der E-Maschinen und somit deren Baugröße im Vergleich zum Toyota Prius reduziert werden. Außerdem ist der Wirkungsgrad im Underdrive besser als beim Toyota.

Nachteilig ist jedoch neben den zusätzlich erforderlichen mechanischen Elementen auch die wesentlich komplexere Regelung der E-Maschinen zur präzisen Durchführung der Fahrbereichswechsel im Zusammenspiel mit der Ansteuerung der Kupplungen.

Ein Hybridsystem mit noch wesentlich kleineren E-Maschinen für noch höhere Antriebsdrehmomente braucht jedoch ein anderes Konzept der Leistungsverzweigung und Drehmomenterzeugung [4].

2.3.3 SEL-Getriebekonzept der TU Chemnitz

Seit 1998 wird an der TU Chemnitz an einem eigenen Konzept eines stufenlos elektrisch leistungszweigenden (SEL-) Getriebes mit drei Fahrbereichen für einen Hybridantrieb gearbeitet. Dessen Ziel ist es, die Vorteile des Toyota-Prius-Konzepts beizubehalten und seine Schwächen zu beseitigen. Das resultierende Hybridgetriebe besteht aus einem Überlagerungsschaltgetriebe mit drei Schaltelementen, einer einfachen elektrohydraulischen Steuerung, einem Stellgetriebe mit zwei permanent-erregten Synchronmaschinen sowie einer Leistungssteuerung. Als Permanentmagnete werden NeodymEisenBohr (NdFeB) verwendet. In Abbildung 2-8 ist die Struktur des SEL-Konzeptes dargestellt.

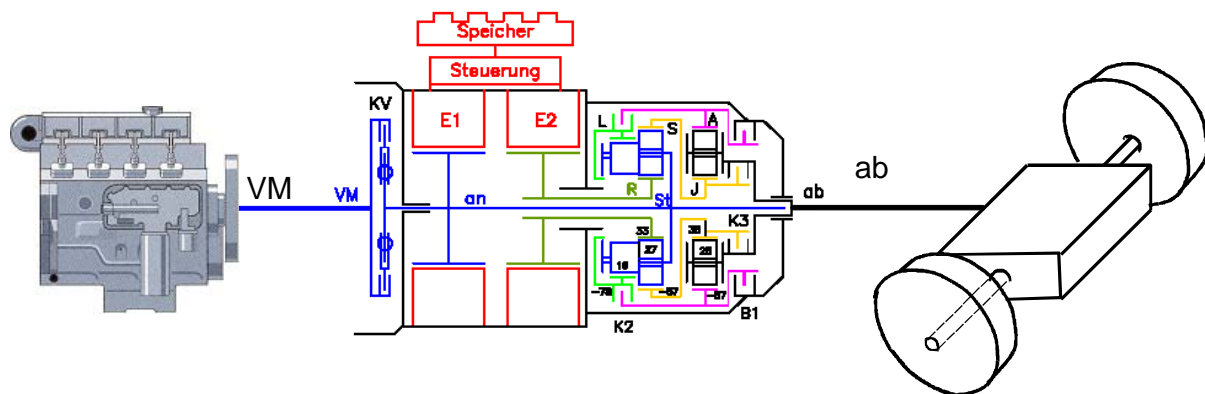


Abbildung 2-8 Struktur des SEL-Konzeptes der TU Chemnitz

Das detaillierte Schema des SEL 120/3-Getriebes ist im Anhang A.1 in Abbildung A-1 dargestellt. Die Tabelle A-3 beinhaltet die Kenngrößen der Synchronmaschinen.

Der geforderte Stellbereich konstanter Leistung ist klein. Die PSM kann in einem kleinen Feldschwäcbereich betrieben werden. Als aussichtsreiche Alternative zu stufenlosen Umschlingungsgetrieben mit Anfahrkupplung und Wendegetriebe sollte das stufenlose elektrische Getriebe ohne

Anfahrelement und ohne Wendegetriebe auskommen und möglichst kleine Elektromaschinen aufweisen.

Über die Antriebswelle des SEL-Getriebes wird gleichzeitig der Planetenträger eines 4-welligen Überlagerungsgetriebes und die erste E-Maschine E1 angetrieben. Die zweite E-Maschine E2 ist mit der Sonnenradwelle des Planetengetriebes verbunden.

Die Hohlradwelle L dreht immer langsamer als die Antriebswelle, währenddessen die Hohlradwelle S immer schneller als die Antriebswelle dreht. Um im Underdrive hohe Drehmomente aufzubauen, hat das Getriebe abtriebsseitig noch ein weiteres Planetengetriebe. Dessen Komponenten sind der Planetenträger auf der Abtriebswelle, das Sonnenrad J und das Hohlrad A. Die Wellen J und S sind fest miteinander verbunden. Die drei möglichen Fahrbereiche werden wie folgt angewählt:

Erster Fahrbereich:

Über die Bremse B1 wird das Hohlrad A mit dem Getriebegehäuse verbunden. Eine Drehmomenterhöhung von der Welle $S=J$ zum Abtrieb wird durch die abtriebsseitige Getriebestufe erreicht.

Zweiter Fahrbereich:

Das Hohlrad A ist über Kupplung K2 mit der langsamen Welle L verbunden. Das abtriebsseitige Planetengetriebe wird dadurch Teil des Überlagerungsgetriebes. Der Leistungsfluss erfolgt über die Wellen L und S zum Abtrieb. B1 wird gelöst.

Dritter Fahrbereich:

Die schnelle Welle $S=J$ ist über Kupplung K3 direkt mit dem Abtrieb verbunden. Die Leistung fließt nicht über die abtriebsseitigen Getriebestufe. K2 wird geöffnet.

Eine stufenlose Drehzahl- und Drehmomentwandlung von Underdrive bis Overdrive ist durch die gewählten Übersetzungen der Getriebestufen möglich. Die Einstellung der Übersetzung erfolgt über die Drehzahl der Regelmaschine E2. Deren Drehzahl variiert von der Antriebsdrehzahl des Verbrennungsmotors über den Stillstand bis ungefähr zur negativen Antriebsdrehzahl.

Bei sehr geringen Abtriebsdrehzahlen muss die Drehzahl n_{E2} größer als n_{an} sein. Da bei diesen Betriebspunkten nur bei reduzierter Antriebsdrehzahl gefahren wird, ist dies nicht kritisch für die Auslegung der Maximaldrehzahl der E-Maschinen.

Die beiden E-Maschinen E1 und E2 vertauschen ihre Funktion als Generator oder Motor bei jedem Vorzeichenwechsel der Stellübersetzung n_{E1}/n_{E2} und auch bei jedem Fahrbereichswechsel.

Der elektrische Leistungsfluss über das Stellgetriebe ist im Vergleich zur rein mechanisch übertragenen Komponente relativ gering. Deshalb erfolgt die Gesamtdrehzahl-/Drehmomentwandlung mit einem hohen Wirkungsgrad [4].

2.3.4 Vergleich der vorgestellten Hybridkonzepte

In Tabelle 2-3 sind die wesentlichen Charakteristika der drei vorgestellten Vollhybridgetriebe dargestellt.

Tabelle 2-3 Vergleich der 3 Vollhybridgetriebe nach [4]

Hersteller	Toyota	GM/DC	
Bezeichnung	Hybrid Synergy Drive	Two-Mode-Hybrid	SEL-Getriebe
Anzahl Fahrbereiche	1	2	3
M_{E1max}	100 Nm	150 Nm	120 Nm
M_{E2max}	1000 Nm	650 Nm	120 Nm
mechanische Drehmomentwandlung	Nein	gering	>3
Überlagerungsgetriebe	dreiwellig	vierwellig	vierwellig
Anzahl Kupplungen / Bremsen	0/0	2/0	2/1

Der Hauptunterschied zwischen den Konzepten besteht in der Anzahl der Fahrbereiche. Es ist offensichtlich, dass sich eine erhöhte Anzahl der Fahrbereiche reduzierend auf die erforderlichen Maximalmomente der E-Maschinen und somit auf den erforderlichen Bauraum für diese auswirken. Zum Einen ist es natürlich ein Vorteil des Toyota-Getriebes

ohne Schaltelemente auszukommen, da es das Getriebe konstruktiv vereinfacht und somit auch billiger und robuster macht. Außerdem benötigt man keine Schaltstrategien und -komponenten. Auf der anderen Seite muss deshalb im Prius ein großer Teil der Leistung über den elektrischen Leistungsweig übertragen werden. Die dabei auftretende doppelte Energiewandlung senkt den Gesamtwirkungsgrad des Getriebes. Wegen der drei Fahrbereiche des SEL-Konzepts der TU Chemnitz fließt durchschnittlich weniger Leistung über den elektrischen Zweig, was den Wirkungsgrad gegenüber dem Toyota Prius erhöht.

Außerdem laufen die Motoren bei dem Getriebe mit nur einem Fahrbereich über größere Teile des Betriebsbereiches in ungünstigen Drehzahlbereichen und das Abtriebsmoment des Prius kann nicht die Größe erreichen, die für hohe Beschleunigungen und Steigfähigkeiten benötigt wird. Es ergeben sich also auch Fahrdynamikeinbußen.

Das SEL-Konzept der TU Chemnitz bietet also mehr Komfort (durch höhere Fahrdynamik) und auch mehr Einsparungspotential als die Konzepte von Toyota. Der mechanische Aufwand in diesem Getriebe ist zwar noch etwas größer als im GM/DC-Getriebe, die erforderlichen E-Maschinen sind aber wesentlich kleiner. Deshalb baut es inklusive der beiden E-Maschinen nicht größer als ein herkömmliches Automatikgetriebe. Die verfügbaren Bauräume von Mittelklassefahrzeugen sind für das SEL-Getriebe ausreichend [4].

2.4 Dimensionierung des SEL-Hybrids

2.4.1 Allgemeines

In diesem Kapitel soll auf Ergebnisse aus den Berechnungen des Lehrstuhls für Maschinenelemente [15] eingegangen werden, da diese wesentlich die Dimensionierung des Gesamtsystems festlegen. Insbesondere sollen dabei die Daten, welche für Auslegung und Tests der Elektromaschinen relevant sind, vorgestellt werden.

Im Berechnungsprogramm sind die Kenndaten von fünf verschiedenen Motoren und vier Fahrzeugen vorgespeichert. Alle Berechnungen können für verschiedene Motor-Fahrzeug-Kombinationen durchgeführt werden.

Zu Beginn des Programms erfolgt die Berechnung des Leistungsbedarfs für das gewählte Fahrzeug nach der in Abschnitt 2.1.2 beschriebener Weise.

Für die hier aufgezeigten exemplarischen Beispielrechnungen wird das bereits vorgestellte Fahrzeug (MB 220 CDI) sowie der genannte Motor (DC-140-kW-Ottomotor) verwendet, obwohl dieser Ottomotor nie in diesem Fahrzeug eingebaut wurde aber ohne weiteres als Hauptantrieb in einem Hybridfahrzeug der gehobenen Mittelklasse zum Einsatz kommen kann.

2.4.2 Auslegung des Getriebes

Aus Anforderungen wie maximaler Steigfähigkeit, Höchstgeschwindigkeit und Mindestgeschwindigkeit bei laufendem, mit dem Abtrieb gekoppeltem, Motor wurde im Programm die minimal und die maximal nötige Übersetzung des Getriebes bestimmt. Danach erfolgte die Teilung des Übersetzungsbereichs in Fahrbereiche. Dabei wurde beachtet, dass die Elektromotoren im zulässigen Drehzahlbereich betrieben werden sollen. Die Vorteile der Elektromotoren (Stufenlosigkeit bis zum Stillstand) werden im Getriebekonzept ausgenutzt.

Mit Kenntnis der gewünschten Übersetzungsverhältnisse erfolgte die konkrete Auslegung des Getriebes, welche um einiges komplizierter war. Es musste untersucht werden, welche Zähnezahl- und Zahnradkombination wie konstruktiv miteinander in Einklang gebracht werden können, so dass ein möglichst optimales Getriebe entsteht. Dazu finden sich keine weiteren Berechnungen im vorliegenden Programm. Die konstruktive Lösung samt Zähnezahlen und Zahnradanordnungen kann in dem von der Professur Maschinenelemente entworfenen Getriebe begutachtet werden. In Tabelle A-4 sind die wichtigsten Kenndaten des SEL-Getriebes aufgeführt.

Mit der Festlegung der Zähnezahlen wurden auch die Drehzahlverhältnisse der einzelnen Wellen im Getriebe definiert. Die Getriebegesamtübersetzung (zwischen Verbrennungsmotor und Abtrieb) wurde (jeweils für alle drei Fahrbereiche) als Funktion der Stellübersetzung i_E (Drehzahlverhältnis der beiden Elektromaschinen) definiert.

$$i_E = \frac{n_{E2}}{n_{E1}} \quad (2-11)$$

Die Gesamtgetriebeübersetzungen der drei Fahrbereiche i_{G1} , i_{G2} und i_{G3} in Abhängigkeit von i_E sind in Abbildung 2-9 dargestellt. Das Anfahren erfolgt im ersten Fahrbereich mit hohen Übersetzungen. Mit zunehmender Geschwindigkeit wird die Getriebeübersetzung immer weiter abgesenkt, der Fahrbereichswchsel in den zweiten bzw. dritten Gang erfolgt bei einem Stellübersetzungsverhältnis $i_E = -1,363$ respektive $i_E = 1$. Im dritten Fahrbereich werden sehr niedrige Getriebeübersetzungen erreicht (auch als *langer overdrive* bezeichnet), die ein sparsames Fahren bei mittleren Geschwindigkeiten ermöglichen.

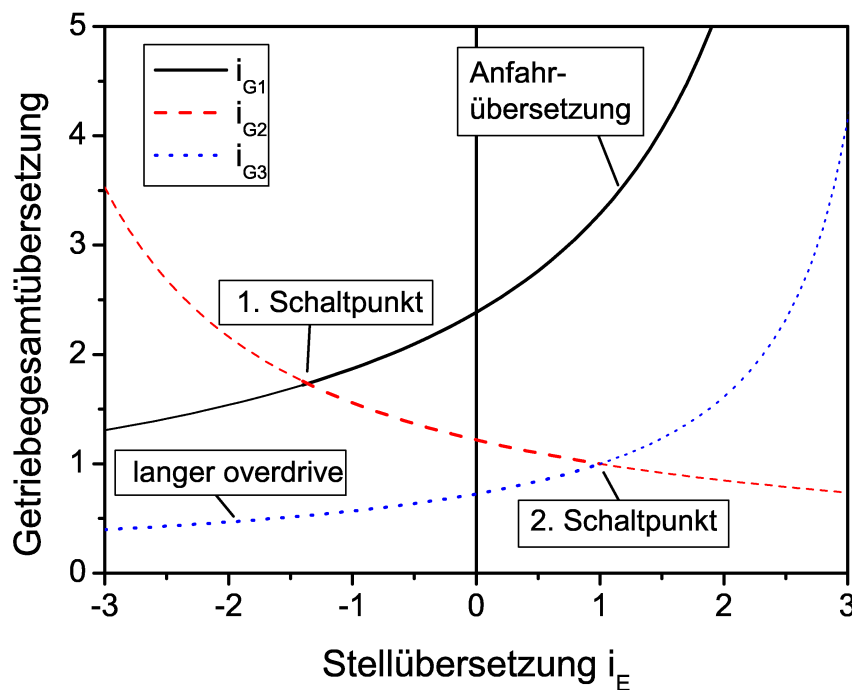


Abbildung 2-9 Verlauf der Getriebeübersetzungen als Funktion der Stellübersetzung i_E

2.4.3 Berechnung statischer Betriebszustände

Ein Teil des Berechnungsprogramms dient der Bestimmung von Drehzahl- und Drehmomentwerten in einzelnen Betriebspunkten. Anders als bei der Simulation von Testzyklen (Abschnitt 2.4.6) wird hier die dynamische Entwicklung zwischen den einzelnen Betriebspunkten z. B. während Beschleunigungs- und Abbremsvorgängen nicht (oder nur stark vereinfacht) berücksichtigt.

Die Festlegung der Solldrehzahl des Verbrennungsmotors basiert auf einer vereinfachten Berechnungsvorschrift. Die Motordrehzahl richtet sich nach Fahrprogramm, Fahrstrategie und momentan benötigter Fahrleistung¹². Sie basiert auf der Annahme, dass momentan nur die Leistung nachgefragt wird, die bei Konstantfahrt in der Ebene mit der momentanen Geschwindigkeit notwendig ist. Sie ist unabhängig von der momentan vom Fahrer angeforderten Leistung. Wird zusätzlich z. B. Beschleunigungs- oder Steigungsleistung benötigt, muss diese mit Hilfe des Überschussmoments erbracht werden. Alle Geschwindigkeiten sind also statisch mit einer bestimmten Drehzahl verknüpft.

2.4.4 Regelungsmodi der Motoren

Je nach Betriebsart des Hybridgetriebes arbeiten die beiden Elektromaschinen und der Verbrennungsmotor in unterschiedlichen Regelungsmodi, so wie sie in Tabelle 2-4 zugewiesen sind [23].

Tabelle 2-4 Regelungsmodi der Maschinen in den verschiedenen Betriebsarten [23]

Betriebsart	Abtriebsmoment	Maschine E 1	Maschine E 2	Verbrennungsmotor
Elektrisch Anfahren	niedrig hoch	Drehzahlregelung Lastregelung	Lastregelung Lastregelung	Schleppbetrieb Schleppbetrieb
Hybridbetrieb	hoch	Lastregelung	Lastregelung	Lastregelung
Geared neutral	niedrig	Drehzahlregelung	Lastregelung	Lastregelung
Elektrisch Bremsen	niedrig	Drehzahlregelung	Lastregelung	Schleppbetrieb
Rangieren	niedrig hoch	Drehzahlregelung Lastregelung	Lastregelung Lastregelung	

Bei experimentellen Untersuchungen konnte das Verhalten des Testgetriebes in zwei dieser Betriebsarten untersucht werden (Abschnitt 3.4.7).

¹² Eine Begrenzung ergibt sich noch aufgrund der Maximaldrehzahlen der Elektromaschinen.

2.4.5 Elektrischer Speicher

Das elektrische System besteht aus der Batterie, den beiden Elektromaschinen sowie der Kühlwasser- und der Ölpumpe.

Es wurde weder eine spezielle Batterie noch Pumpen ausgewählt, für die Rechnungen wurden daher Annahmen getroffen, um das elektrische System simulieren zu können (siehe Tabelle A-5). In der Leistungsbilanz werden neben den Verlusten der Batterie auch die Wirkungsgrade der Elektromaschinen beachtet. Das dazu verwendete Wirkungsgradkennfeld ist jedoch nicht das, welches für die entworfenen Synchronmaschinen berechnet wurde, sondern das einer Asynchronmaschine von Bosch.

Das System der leistungselektronischen Schaltungen wurde nicht modelliert. Ebenso blieb unberücksichtigt, dass die Batterie (je nach Ladezustand) nur begrenzt Leistung abgeben und aufnehmen kann.

Potentiell im Fahrzeug außerdem vorhandene Energiekonsumenten (Klimaanlage, Scheibenwischer, elektrische Fensterheber etc.) wurden vernachlässigt.

2.4.6 Simulation von Testzyklen

Innerhalb des Programms kann die Fahrt verschiedener Testzyklen simuliert werden, welche zum Teil schon in Abschnitt 2.2.4 vorgestellt wurden.

Neben dem NEFZ, US-City- und US-Highway-Zyklus wurde von Prof. Tenberge noch ein Rennzyklus definiert, mit Hilfe dessen der Verbrauch in höheren Geschwindigkeitsbereichen berechnet werden kann. Der Geschwindigkeitsverlauf dieses Rennzyklusses ist im Anhang A.2 in Abbildung A-6 dargestellt.

Im Berechnungsprogramm werden die Auswirkungen von Kaltstarts nicht berücksichtigt. Der Verbrauch wird allein anhand des Kennfeldes des betriebswarmen Motors bestimmt, da Daten über Verbrauchswerte bei kaltem Verbrennungsmotor nicht vorliegen. Aus diesem Grund ist es richtig, wenn man innerhalb dieser Berechnungen anstelle von NEFZ weiterhin vom MVEG-Zyklus spricht.

Der Hauptunterschied im Vergleich zur Berechnung der statischen Betriebspunkte liegt in der Generierung der Solldrehzahl. Die Generierung der Motorsolldrehzahl erfolgt aus der Leistungsanforderung des Fahrers. Der Leistungsbedarf des Fahrzeugs kann aus den für den Testzyklus gegebenen Verläufen von Geschwindigkeit und Beschleunigung berech-

net werden. Die Bestimmung der Solldrehzahl des Verbrennungsmotors hat starken Einfluss auf das dynamische Verhalten und die Verbrauchswerte. (siehe Abschnitte 2.1.3 und 2.1.4) Aus diesem Grund ist es wichtig, die Sollwertgenerierung der Verbrennungsmotordrehzahl für die Berechnung der Fahrzyklen so zu definieren, dass sie auch im praktischen Fahrbetrieb vom Fahrer akzeptiert würde. Ausgegangen wird deshalb vom Leistungsbedarf des Fahrzeugs, der mit dem für jeden Fahrzyklus gegebenen Geschwindigkeits- und Beschleunigungsverlauf gegeben ist. Dieser Bedarf wird (eventuell zuzüglich einer Dynamikreserve) in eine Motordrehzahl umgerechnet. Dazu wird die Normalkennlinie des Motors verwendet. Zusätzlich wird gewährleistet, dass die Motordrehzahl sich mit steigender Geschwindigkeit erhöht, was für das Fahrgefühl wichtig ist.

Der Drehzahlregler gibt seine Vorgabe für die Verbrennungsmotordrehzahl unabhängig vom Fahrprogramm und der maximalen Elektromotorendrehzahl als Funktion von Leistungsbedarf, Motorkennfeld und Fahrstrategie.

Dieser Vorgabe versucht das Getriebe zu folgen, wenn nicht die Getriebesteuerung anderes entscheidet. Für alle Wellen lassen sich die Drehzahlen, Beschleunigungen und Momente in Abhängigkeit des Fahrzustandes ausrechnen. Für die Untersuchung des elektrischen Getriebeteils interessieren aber vor allem die Drehzahlen der beiden Synchronmaschinen sowie des Abtriebes.

In Abbildung 2-10 und Abbildung 2-11 wurden die Betriebspunkte der ersten Synchronmaschine (E1) während des MVEG-Zyklus dargestellt. Da sich diese an der selben Welle, wie der Verbrennungsmotor befindet, haben alle Betriebspunkte positive Drehzahlen. Weiterhin ist festzustellen, dass diese Maschine hauptsächlich als Motor funktioniert und nur wenige Betriebspunkte im Bereich negativer Momente liegen. Zu bemerken ist, dass die Maschine kurzzeitig Momente über 150 Nm aufbringen muss. Die höchste Drehzahl liegt etwa bei 3800 min^{-1} .

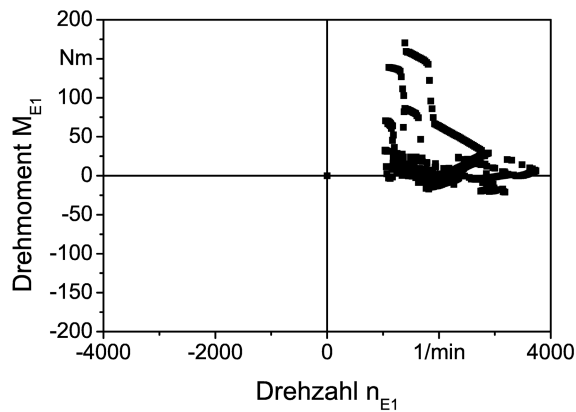


Abbildung 2-10 n-M-Betriebspunkte von E1 im MVEG-Zyklus

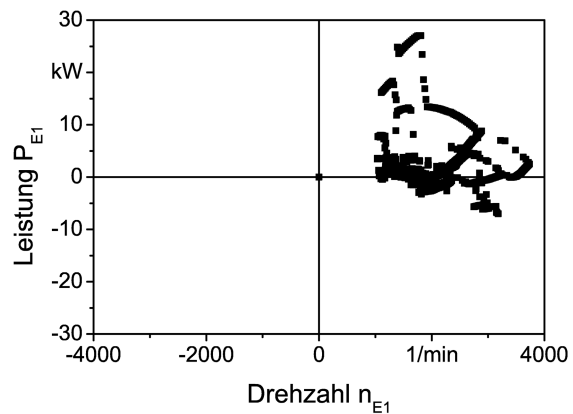


Abbildung 2-11 n-P-Betriebspunkte von E1 im MVEG-Zyklus

Die Betriebspunkte der zweiten Synchronmaschine (E2) wurden in Abbildung 2-12 und Abbildung 2-13 dargestellt. Sie sind wesentlich gleichmäßiger verteilt. Die Maschine arbeitet genau so oft als Motor (erster und dritter Quadrant) wie als Generator (zweiter und vierter Quadrant). Im Stillstand muss die Maschine vereinzelt Momente bis 30 Nm aufbringen, relativ häufig wird sie bis 20 Nm belastet. Die Drehzahlen liegen etwa im Bereich von -4000 min^{-1} bis 3500 min^{-1} .

In Abbildung 2-11 und Abbildung 2-13 sind für die beiden Elektromaschinen die Betriebspunkte (Leistung über Drehzahl) dargestellt. Die erste Elektromaschine muss als Motor vereinzelt Leistungen bis 25 kW aufbringen. Als Generator generiert sie dagegen nur etwa 8 kW. Maschine E2 liefert als Generator etwa 6 kW und leistet als Motor bis zu 8 kW.

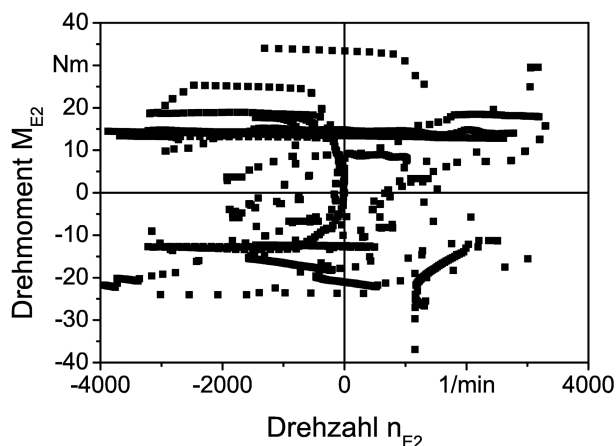


Abbildung 2-12 n-M-Betriebspunkte von E2 im MVEG-Zyklus

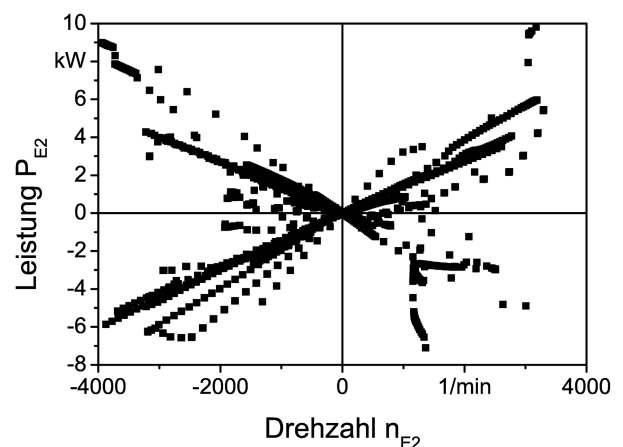


Abbildung 2-13 n-P-Betriebspunkte von E2 im MVEG-Zyklus

Im Anhang A.2 finden sich weitere Diagramme, in denen die Betriebspunkte der beiden Elektromaschinen bei der Simulation von US-City-Zyklus (Abbildung A-7 und Abbildung A-8), US-Highway-Zyklus (Abbildung A-9 und Abbildung A-10) und des Rennzyklus (Abbildung A-11 und Abbildung A-12) dargestellt sind. Im letztgenannten Zyklus erreichen die geforderten Momente viel zu hohe Werte (für E1 z. B. Werte bis zu 600 Nm). Die Betriebsstrategie muss also so verbessert werden, dass solche Werte nicht auftreten können.

Ein weiteres Maß für die Beanspruchung der Synchronmaschinen ist die Häufigkeit der Wechsel von Dreh- und Lastrichtung während eines Testzyklusses, welche in Tabelle 2-5 dargestellt sind. Wie schon erwähnt, spiegelt der US-City-Zyklus den normalen Stadtverkehr am besten wider. In diesem Zyklus erfolgen die Wechsel deshalb am häufigsten. In jedem Fall erfolgen die Lastwechsel an den Elektromaschinen nicht mit problematisch hohen Häufigkeiten. Bei Definition von Schalthysteresen, wie sie im Anwendungsfall nötig sein werden, wird sich die Lastwechselhäufigkeit noch mehr senken, da die Schaltvorgänge in der Regel mit einem Umlasten der Synchronmaschinen verbunden sind.

Tabelle 2-5 Durchschnittliche Zeiten zwischen Richtungs- und Lastwechsel der Synchronmaschinen während der verschiedenen Testzyklen

	MVEG-Zyklus	US-City-Zyklus	US-Highway-Zyklus
Drehrichtungswechsel (n_{E2})	20 s	10,5 s	21,5 s
Momentenlastwechsel (M_{E1})	17 s	7,8 s	8,6 s
Momentenlastwechsel (M_{E2})	20 s	10,3 s	14,3 s

In Tabelle 2-6 wurde der Kraftstoffverbrauch für diverse Fahrzeug-Motor-Kombinationen in den verschiedenen Testzyklen aufgeführt.

Für das schwere Testfahrzeug mit dem leistungsstarken Motor ergeben sich recht hohe Verbräuche. Für die anderen Fahrzeuge liegen sie aber in der Größenordnung des Verbrauchs des Toyota-Prius .

Der dabei errechnete Verbrauch liegt höher als der des Toyota Prius. Das liegt zum einen am hohen Gewicht der Testfahrzeuge und zum anderen an der hohen Leistungen der zur Auswahl stehenden Motoren.

Tabelle 2-6 Verbrauchswerte für diverse Fahrzeug-Motor-Kombinationen in den verschiedenen Testzyklen[15]

Fahrzeug & Motor	MB 220 CDI DC-140-kW	Oberklasse DC-92-kW	untere Mittelklasse DC-92-kW
MVEG-Zyklus	8,9 l/100 km	7,1 l/100 km	6,0 l/100 km
US-City-Zyklus	8,7 l/100 km	6,8 l/100 km	5,8 l/100 km
US-Highway- Zyklus	7,4 l/100 km	6,2 l/100 km	5,3 l/100 km

Das vorgestellte Programm ermöglicht aufschlussreiche Berechnungen und Fahrsimulationen des konzipierten Hybridfahrzeugs und bildete die Grundlage der Dimensionierung der E-Maschinen des SEL-Getriebes.

3 SEL – Versuchsgetriebe

3.1 Allgemeines zu Planetenradgetrieben

Bei dem zu untersuchenden Getriebe im Versuchsstand handelt es sich um ein Planetenradgetriebe oder Umlaufgetriebe. Detaillierte Betrachtungen zu Planetenradgetrieben finden sich in der Fachliteratur [24][25]. An dieser Stelle soll kurz auf die wichtigsten Zusammenhänge eingegangen werden [26].

Eine Planetenradstufe besteht aus drei Wellen. Die erste Welle ist mit dem Sonnenrad verbunden, sie dreht sich mit der Drehzahl n_1 und überträgt das Moment M_1 . Die zweite Welle (Drehzahl n_2 und Drehmoment M_2) ist mit dem Hohlrad verbunden. Die dritte Welle (Drehzahl n_s und Drehmoment M_s) ist der sogenannte Steg oder Planetenträger, sie ist mit den Planeten verbunden.

Eine schematische Darstellung einer Planetenradstufe findet sich in Abbildung 3-1.

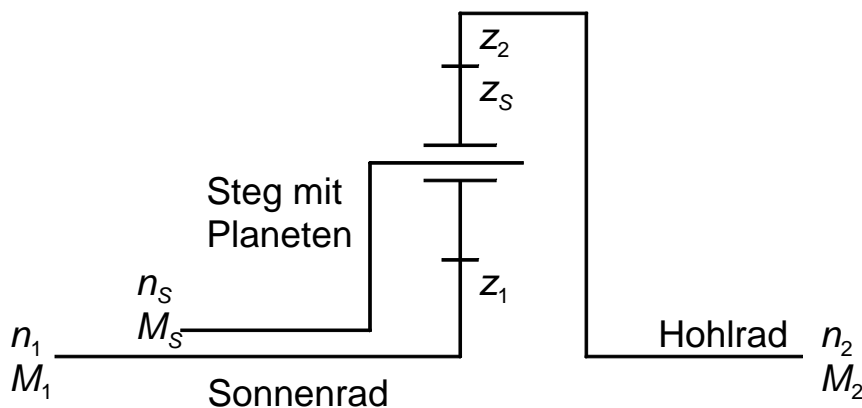


Abbildung 3-1 Getriebeplan einer Planetenradstufe

Die wichtigste Kenngröße einer Planetenradstufe ist die Standübersetzung i_0 . Sie ergibt sich aus dem Verhältnis der Zähnezahlen von Sonnenrad und Hohlrad¹³.

¹³ Es ist zu beachten, dass die Zähnezahlen vorzeichenrichtig eingesetzt werden, d.h., negative Zähnezahlen im Falle einer Innenverzahnung (z. B. bei Hohlrädern) und positive Zähnezahlen im Falle einer Außenverzahnung.

$$i_0 = \left(\frac{z_2}{z_1} \right) \quad (3-1)$$

Die Standübersetzung i_0 ist die Übersetzung von Hohlrad zu Sonnenrad, die vorliegt, wenn der Steg sich nicht dreht. In einem Planetenradgetriebe sind jedoch die Antriebs- und Abtriebswellen nicht zwingend zu Hohl- und Sonnenrad zugeordnet, weshalb sich die Standübersetzung sehr wohl von der Übersetzung zwischen An- und Abtriebswelle unterscheiden kann.

Mit Hilfe der konstruktiv festgelegten Größe i_0 lassen sich die Beziehungen zwischen den Drehzahlen und Drehmomenten der drei Wellen darstellen. Es gibt zwei Arten dieser sogenannten Grundgleichungen:

- Kinematische Grundgleichung:

$$i_0 = \frac{n_1 - n_s}{n_2 - n_s} \quad (3-2)$$

- Kinetostatische Grundgleichungen:

$$i_0 = - \frac{M_2}{M_1} \quad (3-3)$$

$$M_1 + M_2 + M_s = 0 \quad (3-4)$$

Die drei Drehzahlen werden also durch eine Gleichung eingeschränkt. Für eine Planetenradstufe ergeben sich zwei Freiheitsgrade für die Drehzahlen. Die Momente werden durch zwei Gleichungen eingeschränkt. Somit ergibt sich nur ein Freiheitsgrad für die Drehmomente.

Die Bezeichnung *kinetostatisch* weist darauf hin, dass diese Gleichungen nur in stationären Betriebspunkten (also bei konstanten Drehzahlen) gelten. Bei dynamischen Vorgängen werden den statischen Momenten Beschleunigungsmomente überlagert. In Messungen kann nur die Summe dieser beiden Momentenanteile bestimmt werden. Diese Summenmomente erfüllen die kinetostatischen Grundgleichungen nicht.

3.2 Charakteristika des Versuchsgetriebes

3.2.1 Getriebeplan

Der Getriebeplan des im Versuchsstand verwendeten Planetengetriebes sowie die einzelnen Zähnezahlen sind in Abbildung 3-2 dargestellt. Dabei handelt es sich um ein anderes Getriebe als das für das SEL 120/3-Getriebe konzipierte. Aus Kostengründen wurden verfügbare Baugruppen aus einem Automatikgetriebe verwendet.

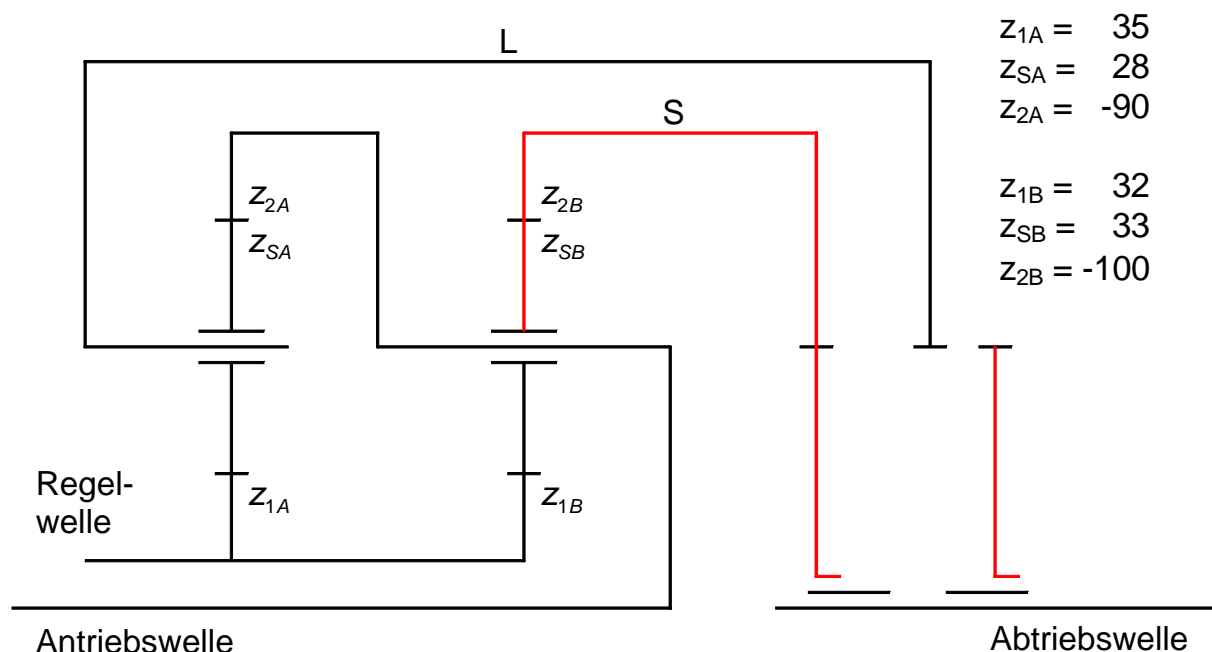


Abbildung 3-2 Getriebeplan des Versuchsgetriebes (zweiter Fahrbereich geschaltet, Leistung fließt über Welle S)

Das Getriebe besteht aus zwei Planetensätzen, ab jetzt A und B genannt.

Nach Formel $i_0 = \left(\frac{z_2}{z_1} \right)$ ergeben sich folglich auch zwei Standübersetzungen i_{0A} und i_{0B} .

$$i_{0A} = \frac{z_{2A}}{z_{1A}} = -2,571 \quad (3-5)$$

$$i_{0A} = \frac{z_{2B}}{z_{1B}} = -3,125 \quad (3-6)$$

3.2.2 Fahrbereiche

Das Getriebe hat zwei Fahrbereiche, welche sich durch Hydraulikdrücke (p_1, p_2) schalten lassen. Im Fahrbereich 1 erfolgt die Leistungsübertragung über die Planetenradstufe A, im Fahrbereich 2 fließt die Leistung über die Planetenradstufe B. In einem dritten Schaltzustand, dem sogenannten Schaltbereich, kann die Leistung über beide Planetenradstufen fließen. Die Schaltung von Fahrbereich 1 zu Fahrbereich 2 und zurück muss immer über den Schaltbereich erfolgen. Gelegentlich wird anstelle von *Fahrbereich* auch die Bezeichnung *Gang* verwendet. *Gang 1* steht dann für Fahrbereich 1, *Gang 2* für Fahrbereich 2 und *Gang 3* für den Schaltbereich.

In Tabelle 3-1 ist die Zuordnung der äußeren Wellen (An-, Abtriebs- und Regelwelle) zu den getriebeinternen Wellen (Steg, Sonnen- und Hohlrad der beiden Planetenradstufen) für die verschiedenen Betriebsbereiche angegeben.

Tabelle 3-1 Verschaltung der Wellen in den einzelnen Betriebsbereichen

	Fahrbereich 1	Fahrbereich 2	Schaltbereich
Antriebswelle	Hohlrad A	Steg B	Hohlrad A und Steg B
Regelwelle	Sonnenrad A	Sonnenrad B	Sonnenrad A und B
Abtriebswelle	Steg A	Hohlrad B	Steg A und Hohlrad B

Die Relation zwischen den einzelnen Drehzahlen und der jeweiligen Standübersetzung (für den ersten Fahrbereich i_{0A} , für den zweiten Fahrbereich i_{0B}) ergibt sich nach Formel (3-2) wie folgt:

$$i_{0A} = \frac{n_R - n_{Ab}}{n_{An} - n_{Ab}} \quad (3-7)$$

$$i_{0B} = \frac{n_R - n_{An}}{n_{Ab} - n_{An}} \quad (3-8)$$

Für den Schaltbereich kann keine Standübersetzung definiert werden, da in diesem zwischen den drei Wellen keine Drehzahldifferenz auftreten kann. Es gilt stets $n_{An} = n_R = n_{Ab}$.

3.2.3 Getriebeübersetzungen

Die Getriebeübersetzung ist das Drehzahlverhältnis von An- und Abtriebswelle.

$$i_G = \frac{n_{An}}{n_{Ab}} \quad (3-9)$$

Für Planetenradgetriebe hat es sich bewährt, diese Getriebeübersetzung als Funktion des Verhältnisses der beiden Eingangsdrehzahlen zu definieren (siehe auch Abschnitt 2.4.2). Analog zur Stellübersetzung des SEL-Getriebes (i_E nach Formel (2-11)) kann für das vorliegende Versuchsgetriebe eine Stellübersetzung i_{St} als Verhältnis der Drehzahlen von Regel- und Antriebswelle definiert werden.

$$i_{St} = \frac{n_R}{n_{An}} \quad (3-10)$$

Die Drehzahl der Antriebswelle n_{An} ist im hypothetischen Fall des Einsatzes in einem Fahrzeug identisch mit der Drehzahl des Verbrennungsmotors. Aus diesem Grund hat diese keinen so großen Stellbereich wie n_R , welche nur vom zweiten Elektromotor abhängt und somit auch negative Drehzahlen ermöglicht.

Aus den Definitionen von i_G und i_{St} sowie den Formeln (3-7) und (3-8) ergeben sich die Getriebeübersetzungen der beiden Fahrbereiche (i_{FB1}, i_{FB2}) wie folgt:

$$i_{FB1} = \frac{1 - i_{0A}}{i_{St} - i_{0A}} \quad (3-11)$$

$$i_{FB2} = \frac{i_{0B}}{i_{St} + (i_{0B} - 1)} \quad (3-12)$$

In Abbildung 3-3 sind diese beiden Getriebeübersetzungen als Funktion von i_{St} dargestellt. Das Anfahren erfolgt im ersten Fahrbereich bei $i_{St} = -2,5$. Dort liegt die *geared neutral*-Stellung des Getriebes vor. Während der ersten Geschwindigkeitserhöhung wird die Stellübersetzung auf $i_{St} = 1$ erhöht und damit die Getriebeübersetzung abgesenkt. Bei dieser Stellübersetzung findet die Schaltung statt. Bei weiterer Geschwindigkeitserhöhung wird i_{St} (jetzt im zweiten Fahrbereich) wieder abgesenkt, um noch niedrigere Übersetzungen zu erhalten (*langer overdrive*).

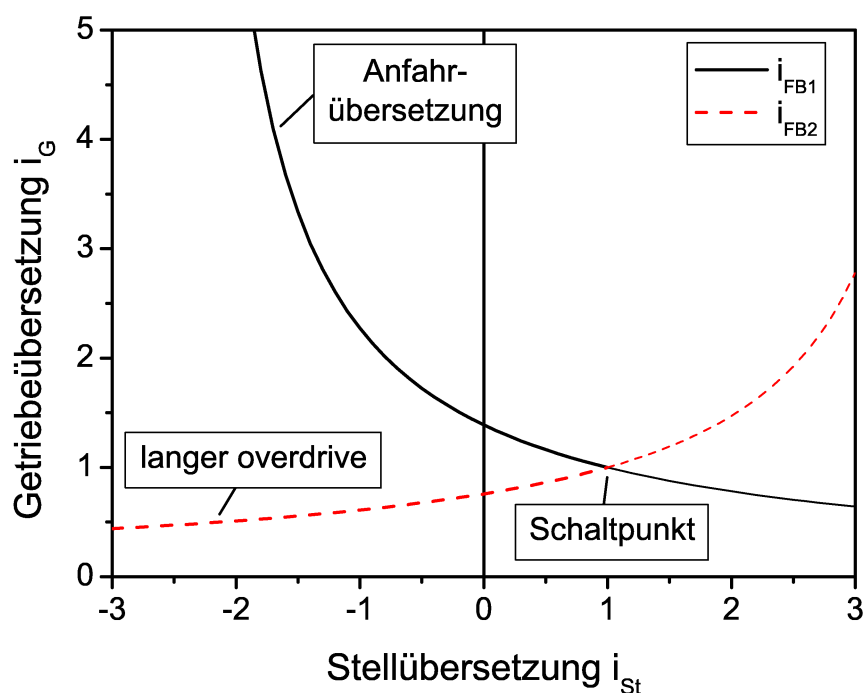


Abbildung 3-3 Übersetzungsverlauf in den beiden Fahrbereichen des Versuchsgetriebes in Abhängigkeit der Stellübersetzung

Zu beachten ist, dass die beiden Elektromotoren nur in der Nähe der Schaltgeschwindigkeit den gleichen Drehsinn haben und sonst entgegengesetzt rotieren. ($i_{St} < 0$). Außerdem ist festzuhalten, dass der Motor an der Regelwelle in zwei Betriebspunkten die Drehzahl $n_R = 0$ aufweist, im Stillstand also auch Drehmoment aufbringen muss.

3.2.4 Drehzahlleiterdiagramme

In Abbildung 3-4 ist das Drehzahlleiterdiagramm für den ersten Fahrbereich des Versuchsgetriebes dargestellt. Aus diesem Diagramm erkennt man bereits, dass in diesem Fahrbereich die Drehzahl der

Abtriebswelle niemals über die Drehzahlen von Antriebs- und Regelwelle steigen kann.

Als Beispiel wurde mittels einer Geraden ein Betriebszustand eingezeichnet bei dem die Antriebswelle mit einer Drehzahl von etwa 1500 min^{-1} und die Regelwelle mit einer Drehzahl von etwa -250 min^{-1} dreht. An der Abtriebswelle, welche im Fahrbereich 1 direkt mit der Welle L gekoppelt ist, ergibt sich dann eine Drehzahl von ca. 1000 min^{-1} .

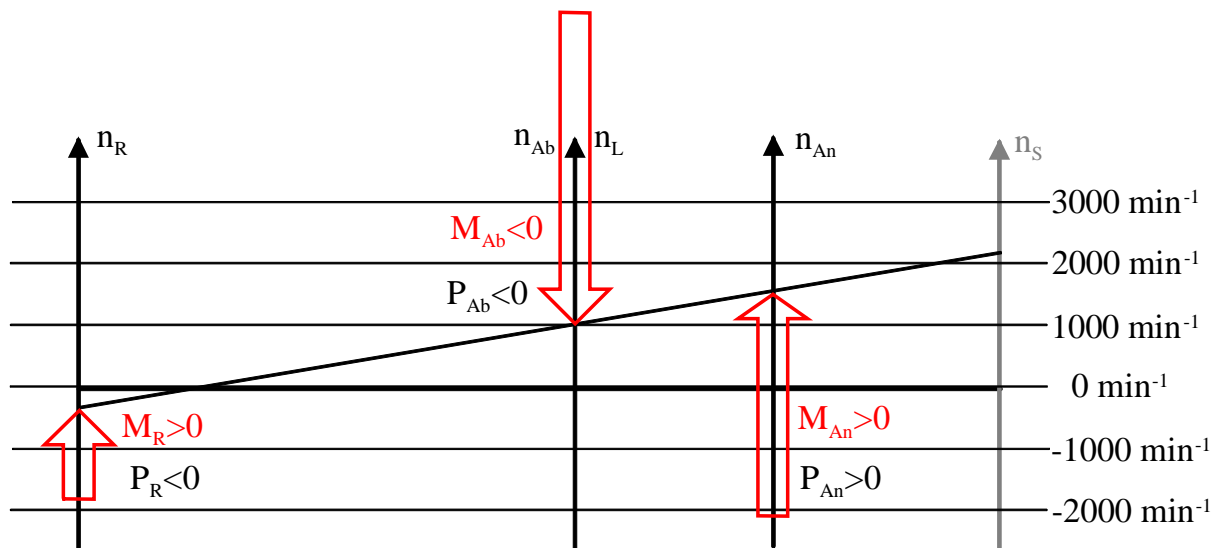


Abbildung 3-4 Drehzahlleiterdiagramm für den ersten Fahrbereich des Versuchsgetriebes

Außerdem wurde durch entsprechende Pfeile eine mögliche Drehmomentenaufteilung dargestellt. Positive Momente ergeben sich an Antriebs- und Regelwelle, an der Abtriebswelle liegt ein negatives Moment vor. Durch Vorzeichenvergleich von Drehzahl und zugehörigen Moment kann abgeleitet werden, welche Wellen Leistung ins Getriebe liefern ($P > 0$) und an welchen Wellen dem Getriebe Leistung entzogen wird ($P < 0$). Im hier dargestellten Fall liefert nur die Antriebswelle Leistung ans Getriebe.

Aus den kinetostatischen Grundgleichungen ergibt sich, dass die Momente M_{An} und M_R im ersten Fahrbereich immer gleichgerichtet sind. M_{Ab} ist zwangsläufig entgegengerichtet und entspricht betragsmäßig der Summe der beiden anderen Momente. In diesem Fahrbereich kann also leicht ein großes Moment an der Abtriebswelle realisiert werden.

Abbildung 3-5 zeigt das Drehzahlleiterdiagramm für den zweiten Fahrbereich. In diesem kann die Abtriebswelle mit einer höheren Drehzahl drehen als Antriebs- und Regelwelle.

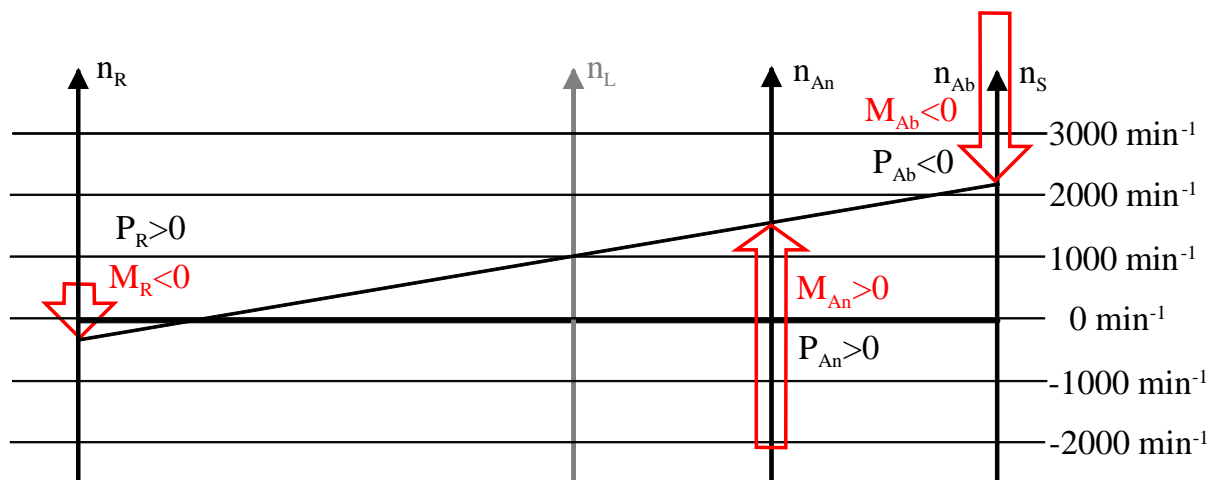


Abbildung 3-5 Drehzahlleiterdiagramm für den zweiten Fahrbereich des Versuchsgetriebes

Wiederum ist mit einer Geraden ein Betriebszustand als Beispiel eingezeichnet. Antriebs- und Regelwelle laufen wieder mit Drehzahlen von 1500 min^{-1} bzw. 250 min^{-1} um. An der Abtriebswelle, welche jetzt der Welle S entspricht, stellt sich jetzt aber eine Drehzahl von etwa 2100 min^{-1} ein. Die Drehmomentenaufteilung hat sich auch etwas geändert. An der Regelwelle wirkt jetzt ein negatives Moment, so dass sich für diese Welle eine positive Leistung ergibt und damit nur an der Abtriebswelle Leistung aus dem Getriebe entnommen wird. Für diesen Fahrbereich sind die Momente an Regel- und Abtriebswelle generell gleichgerichtet. Der Motor an der Antriebswelle muss diesen beiden Momenten entgegenwirken und somit ein relativ hohes Moment aufbringen können.

3.2.5 Schaltung

Charakterisierung

Bei diesem Getriebe handelt es sich um ein sogenanntes Lastschaltgetriebe, d. h., die Schaltung kann ohne Zugkraftunterbrechung erfolgen. Anders als bei konventionellen Fahrzeuggetrieben ist deshalb keine Kupplung nötig, die den Verbrennungsmotor während des Schaltvorgangs vom Getriebe trennt.

Lastschaltgetriebe werden schon seit längerem in Landmaschinen (Traktoren etc.) eingesetzt. Lastschaltgetriebe kommen seit Neuestem auch in Personenkraftwagen zur Anwendung. Sie erhöhen dort den Fahrkomfort und verbessern die Beschleunigungszeiten. Die Drehmo-

mentenübertragung im Getriebe erfolgt rein formschlüssig, d. h., es kommt keine kraftschlüssige Kupplung zum Einsatz wie das bei anderen Lastschaltgetrieben der Fall sein kann (z. B. beim Doppelkupplungsgetriebe).

Der konstruktive Aufbau ist damit einfacher. Jedoch ergeben sich bezüglich Drehzahl- und Drehmomentenregelung für das Testgetriebe höhere Anforderungen an die Schaltalgorithmen.

Schaltdrücke

Wie bereits erwähnt, erfolgt die Schaltung der Fahrbereiche über zwei Schaltdrücke p_1 und p_2 . Tabelle 3-2 gibt an, welche Drücke in welchen Fahrbereichen angelegt sein sollen. Im drucklosen Zustand ist die Verschaltung der Wellen nicht definiert. In der Regel ist noch der Fahrbereich geschaltet, der vor der Druckabschaltung eingelegt war. Es sollte jedoch vermieden werden, das Getriebe in diesem Zustand zu betreiben, da es während des Betriebs zu ungewollten Schaltvorgängen kommen kann.

Tabelle 3-2 Schaltregime des untersuchten Planetenradgetriebes

Betriebsbereich	Druck p_1	Druck p_2	Bemerkungen
Fahrbereich 1	X	-	Leistungsübertragung über Planetensatz A; die langsame Welle L ist mit dem Abtrieb verbunden
Fahrbereich 2	-	X	Leistungsübertragung über Planetensatz B; die schnelle Welle S ist mit dem Abtrieb verbunden
Schaltbereich	X	X	Leistungsübertragung über Planetensätze A und B möglich; die Wellen L und S sind mit dem Abtrieb verbunden; das Getriebe läuft im Block um
	-	-	undefinierter Zustand; das Getriebe sollte in diesem Zustand nicht betrieben werden

Mechanische Abläufe beim Schaltvorgang

In Abbildung 3-6 ist eine Konstruktionsskizze mit den in den Schaltvorgängen involvierten Bauteilen dargestellt.

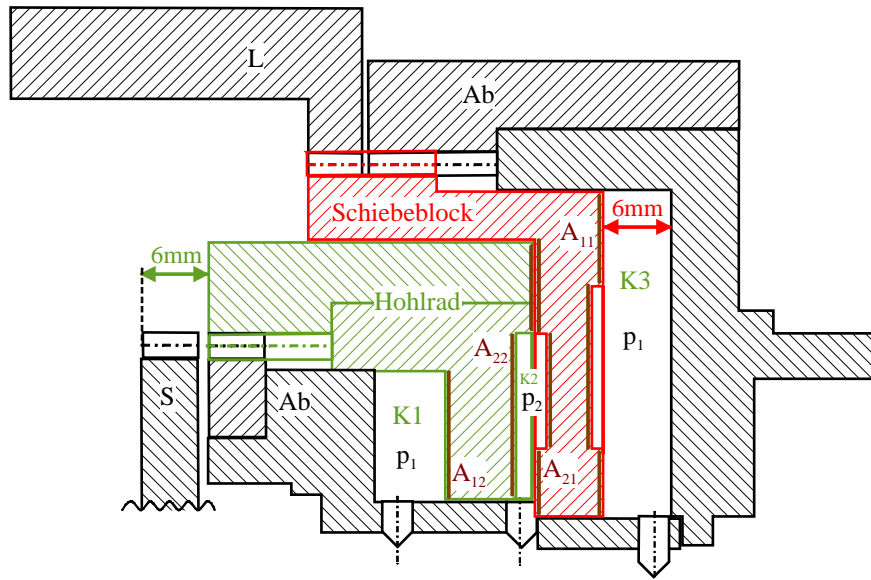


Abbildung 3-6 Prinzipskizze (nicht maßstäblich) mit konstruktiven Details zur Verdeutlichung der Abläufe während der Schaltvorgänge (erster Fahrbereich geschaltet)

Für die Schaltung sind zwei axial verschiebbare Komponenten verantwortlich, welche durch die Drücke p_1 und p_2 verschoben werden. Es gibt drei Ölkammern - K1 und K3 können mit dem Druck p_1 und K2 mit dem Druck p_2 beaufschlagt werden.

Das Hydrauliköl gelangt über die angedeuteten Bohrungen in die Schaltdruckkammern. Die Schalkraft ergibt sich aus der Multiplikation des jeweiligen Druckes mit der zugehörigen, senkrecht zur Bewegungsrichtung liegenden Fläche (A_{11} , A_{12} , A_{21} bzw. A_{22}).

Um ein sichereres Schalten zu gewährleisten wurden nach ersten Testläufen zwei konstruktive Veränderungen vorgenommen. Am Schieblock wurde, rechts unten ersichtlich, der Rand der Öltasche für p_1 abgefräst, so dass das Öl auch dann gut in die Ölkammer K3 fließen kann, wenn der Schieblock ganz nach rechts gerückt ist. Aus dem gleichen Grund wurde am Hohlrad links unten ersichtlich ein kleiner Absatz eingefräst. Durch diese beiden Veränderungen ist das Schalten des ersten Fahrbereichs einfacher und sicherer geworden.

Liegt nur der Druck p_1 an (Fahrbereich 1), rückt dieser den Schieblock in den Eingriff der Welle L und verschaltet diesen so mit der Abtriebswelle.

Gleichzeitig wird durch p_1 das Hohlrad aus dem Eingriff der Welle S gerückt, so dass diese nicht mit dem Abtrieb verbunden ist. (Dieser Zustand ist in der Abbildung 3-6 zu sehen.) Wenn nur p_2 angelegt wird (Fahrbereich 2), drückt dieser das Hohlrad in den Eingriff von Welle S und den Schieblock aus dem Eingriff von Welle L.

Liegen beide Drücke an den Schaltdruckkammern an (Schaltbereich), werden der Schieblock und das Hohlrad in den Eingriff von Welle L bzw. Welle S gerückt. Dabei drückt p_2 das Hohlrad über eine größere Fläche ($A_{22} > A_{12}$) entgegen den Druck p_1 in den Eingriff der Welle S. Falls es Probleme in diesem Schaltzustand geben sollte, würde sich eine Erhöhung des Druckes p_2 anbieten.

Das Bewegen des Schieblocks und des Hohlrades in den Eingriff der Wellen S bzw. L kann nur dann realisiert werden, wenn die Zähne des einen Zahnrades den Lücken des anderen Zahnrades gegenüber stehen. Stehen die Wellen oder haben sie exakt die gleiche Drehzahl, kann es sehr gut sein, dass die Schaltung nicht vollzogen werden kann, da sich die Zähne behindern. Aus diesem Grund ist es vorteilhaft, wenn während der Schaltvorgänge ein kleiner Drehzahlunterschied zwischen den beiden zu verschalteten Wellen vorliegt. Dieser Drehzahlunterschied sollte jedoch auch nicht größer als $\Delta n = 50 \text{ min}^{-1}$ sein, da es sonst zu Beschädigungen des Getriebes kommen könnte. Mit der vorhandenen Technik ist es jedoch ohne Probleme möglich, Drehzahlunterschiede von nur etwa 10 min^{-1} zu realisieren.

Zu Zwecken der Ansynchronisierung haben die zu verschaltenden Zahnräder jeweils mehrere vorstehende Zähne (sogenannte *Fangzähne*). Verhaken sich diese Zähne ist synchroner Lauf und Verschaltbarkeit gewährleistet.

Am Schieblock und dem gegenüberliegenden Zahnrad der Welle L befinden sich jeweils sieben solcher Fangzähne. Am Hohlrad und dem eingezeichneten Teil der Welle S befinden sich jeweils fünf Fangzähne. Die Fangzähne stehen etwa 1 mm vor. Während der Versuche kam es zu Fehlfunktionen der Schaltung, wodurch verschiedene Fangzähne¹⁴ beschädigt wurden (siehe Abschnitt 3.2.8). Die Kanten dieser Fangzähne sind jetzt stark abgerundet, was deren Funktion beeinträchtigt. Dies machte sich auch während der nachfolgenden Versuche bemerkbar.

¹⁴ vor allem Fangzähne am Schieblock

Es ist davon auszugehen, dass zwischen dem Schalten der Drücke am Hydraulikaggregat und dem tatsächlichen Anliegen der Drücke in den Ölkammern eine Totzeit liegt. Es ist die Zeit, die das Öl braucht, um in die Kammern zu fließen. Die Füllvolumina der einzelnen Druckkammern ist in Tabelle 3-3 aufgelistet. Sie sind relativ gering.

Tabelle 3-3 Die Füllvolumina der Druckkammern im Versuchsgetriebe

Ölkammer	Volumen
K1	25 cm ³
K2	130 cm ³
K3	75 cm ³

Außerdem kann man davon ausgehen, dass die Druckzuführschläuche bereits gefüllt sind. Es stellt sich nun die Frage, wie schnell das Hydraulikaggregat die nötigen Volumina liefern kann.

Dieses ermöglicht einen Volumenstrom von 10 l/min und besitzt außerdem einen 1-l-Vorratsbehälter zum Ausgleich kurzzeitiger Ölstromspitzen. Berücksichtigt man den Vorratsbehälter nicht, so würde es bis zu 0,5 s dauern, die Kammern zu befüllen¹⁵.

Die Totzeit zwischen Betätigung der Magnetventile und Anliegen der Drücke in den Ölkammern sollte also maximal bei 0,5 s liegen.

3.2.6 Ölleck- und Druckverluste

Aus den Schaltdruckkammern des Getriebes kann Hydrauliköl entweichen, was die sogenannte innere Leckage darstellt.

Das so entweichende Öl kann über den Sekundärkreislauf zum Hydraulikaggregat zurückfließen, es führt also nicht zwingend zu einer äußeren Leckage.

¹⁵ Im Falle von K2 ist bei einem Schaltvorgang jeweils nur die Hälfte der Kammer zu befüllen. Beim Schalten vom ersten Fahrbereich in den Schaltzustand bewegt sich nur das Hohlrad. Beim Schalten vom Schaltzustand in den zweiten Fahrbereich bewegt sich nur der Schieblock. Zur Realisierung einer dieser Bewegungen ist jeweils nur das halbe Füllvolumen nötig.

Mittels eines Durchflussmessgeräts für Hydrauliköl wurde die innere Leckage bestimmt. Bei einem Druck von 7,5 bar am Ausgang des Hydraulikaggregats ergibt sich für beide Schalldruckleitungen ein Leckagestrom von $Q_L = 1 \text{ l/min}$.

Die äußere Leckage ist nicht so hoch, wie die innere Leckage. Sie ist bedingt durch fehlende Dichtungen an Antriebs- und Regelwelle. An diesen Stellen konnten aus konstruktiven Gründen keine Dichtungen eingebaut werden, der vorhandene Bauraum ist dafür zu klein. Die äußere Leckage kann nur indirekt verringert werden, so z. B. durch Absenken des Schmierölzuflusses, wenn genügend Öl durch die innere Leckage bereitsteht.

Während der ersten Testläufe war die äußere Leckage ziemlich stark. Sie begann etwa 20 s nach dem Anlegen der Drücke und erreichte Volumenströme von schätzungsweise 0,5 l/min bei angelegten Drücken von 7,5 bar. Die äußere Leckage stieg bei höheren Schalldrücken sowie bei gleichzeitigem Anliegen beider Schalldrücke natürlich an. Um die Menge des auslaufenden Öls zu beschränken war es dringend erforderlich, die Versuchsdauern auf etwa 20 Sekunden zu beschränken.

Nach wiederholter Demontage und Montage des Getriebes war in den Versuchen nur noch ein geringer äußerer Leckagestrom festzustellen. Das Getriebe kann nun minutenlang betrieben werden, ohne dass es zu nennenswerten Leckverlusten kommt. Der Grund für dieses Phänomen ist unklar. Es wurden keine Veränderungen vorgenommen, welche die Leckage minimieren sollten.

Der innere Leckagestrom Q_L der Öldruckkammern bewirkt einen Druckverlust Δp vom Ausgang des Hydraulikaggregats bis zur Schalldruckkammer. Die Formeln zur Berechnung von Druckverlusten in Ölleitungen finden sich z. B. in [27].

Für diese Applikation ergibt sich folgende Abhängigkeit:

$$\Delta p = \frac{\zeta_{\text{öl}}}{2} \frac{l_{\text{öl}}}{d_{\text{öl}}} \frac{c_1'}{\text{Re}^{c_2'}} \frac{Q_L^2}{A_{\text{öl}}^2} \quad (3-13)$$

Dabei stellt Re die Reynolds-Zahl und c_1' sowie c_2' die Konstanten, die den Strömungszustand charakterisieren, dar. $l_{\text{öl}}$, $d_{\text{öl}}$ und $A_{\text{öl}}$ charakterisieren die geometrischen Abmessungen (Länge, Durchmesser

und Querschnittsfläche) der Ölzuleitungen im Getriebe. Der Druckabfall, der sich in den Hydraulikschläuchen ergibt, kann vernachlässigt werden, da deren Durchmesser erheblich höher ist als der Durchmesser der Ölkanäle im Getriebe.

Eine Übersicht über die verwendeten Parameter findet sich in Tabelle A-7. Ebenfalls im Anhang A sind weitere relevante Formeln aufgeführt.

Es ergibt sich ein rechnerischer Druckabfall von $\Delta p = 0,8$ bar. In den Schaltdruckkammern beträgt der jeweilige Druck also etwa $p_1 = p_2 = 6,7$ bar. Experimentell kann dieses Ergebnis nicht überprüft werden, da in den Schaltdruckkammern keine Drucksensoren integriert sind.

Mit der Schätzung des in den Schaltdruckkammern vorliegenden Druckes ist es auch möglich, die Schaltkräfte abzuschätzen. Die Kraft, die durch den Druck i auf die Flächen des Schieblockes bzw. des Hohlrades nach Abbildung 3-7 wirkt, berechnet sich wie folgt:

$$F_{ij} = p_i A_{ij} \quad (3-14)$$

Eine Übersicht über die einzelnen Schaltdrücke, Kraftwirkflächen und Schaltkräfte findet sich in Tabelle 3-4.

Tabelle 3-4 Schaltdrücke und -kräfte im Versuchsgetriebe

Druck	Fläche	Kraft
$p_1 = 6,7$ bar	$A_{11} = 11.000 \text{ mm}^2$	$F_{11} = 7.300 \text{ N}$
	$A_{12} = 3.800 \text{ mm}^2$	$F_{12} = 2.500 \text{ N}$
$p_2 = 6,7$ bar	$A_{21} = 9.200 \text{ mm}^2$	$F_{21} = 6.160 \text{ N}$
	$A_{22} = 8.400 \text{ mm}^2$	$F_{12} = 5.630 \text{ N}$

Die Schaltkräfte bewegen sich also in der Größenordnung von mehreren tausend *Newton* und sind damit recht hoch. Warum diese so groß sein müssen, ist nicht ganz ersichtlich. Es wurde jedoch festgestellt, dass es bei kleineren Schaltdrücken (und somit auch kleineren Schaltkräften) zu Problemen beim Schaltvorgang kommen kann.

Das betrifft vor allem den ersten Fahrbereich, der sich bei einem Druck von $p_1 < 5$ bar (selbst im unbelasteten Betrieb) nicht bzw. sehr schlecht

schalten lässt. Dieses Verhalten wurde aber vor allem vor den bereits erwähnten konstruktiven Änderungen beobachtet.

Die Kräfte, die der Schaltung entgegenwirken sind relativ schlecht quantifizierbar. Einen großen Einfluss hat sicher das Verkanten der Hohlräder während der Schaltvorgänge.

Die Spielräume zwischen den bei der Verschaltung zu verschiebenden Teilen sind relativ klein¹⁶. An diesen engen Sitzen könnte es während der Schaltvorgänge unter Umständen zum Verkanten der Hohlräder kommen, was natürlich den Schaltvorgang behindern würde.

Die Schaltung unter Last sollte dann erfolgen, wenn das bisher übertragende Zahnrad komplett entlastet ist und somit am Umfang keine Tangentialkraft auftritt. Folglich sollte auch keine Reibkraft dem Schaltvorgang entgegenwirken.

3.2.7 Erfahrungen bei der Bedienung

Das Getriebe ist anfällig auf Fehlbedienung. Folgende Verfahren sind im Besonderen zu beachten:

- Das Schalten der Fahrbereiche muss bei synchronen Wellendrehzahlen erfolgen, ansonsten nehmen die Fangzähne der Schaltzahnräder Schaden, d. h. werden entweder aus- oder angeschlagen. Eine akzeptable Drehzahldifferenz wird vom Konstrukteur mit etwa 50 min^{-1} angegeben.
- Das Getriebe darf nicht ohne angelegte Schaltdrücke betrieben werden. Sonst könnte es während des Betriebs zu ungewollten Schaltvorgängen kommen, die wiederum das Getriebe beschädigen würden.

Dies ist bei der Programmierung der Ansteuerung der Hydraulik zu beachten. Durch eine softwarebasierte Verriegelung kann eine Fehlbedienung ausgeschlossen werden.

3.2.8 Verschleiß

Während einiger Versuche zu Beginn der Tests ist es zu Beschädigungen des Getriebes gekommen. Insbesondere waren davon die Fangzähne zur

¹⁶ Laut Fertigungsanweisung sind die Sitze auf $40\mu\text{m}$ genau geschliffen, um die innere Leckage zu begrenzen. Nach der gemessenen Leckage ist aber eher davon auszugehen, dass das Spiel etwa $80\mu\text{m}$ beträgt.

Schaltung des ersten Fahrbereichs betroffen. Durch die dabei entstandenen Grate an den Zähnen war das Einlegen dieses Fahrbereichs nicht möglich.

Die Versuche beinhalteten Schaltvorgänge ohne aktive Momentenumsteuerung. Die Abtriebswelle war aber unbelastet, Antriebs- und Regelwelle arbeiteten im frequenzgesteuerten Betrieb. Deshalb war davon auszugehen, dass die hohen Schaltkräfte den Fahrbereichswechsel trotzdem ermöglichen. Dies war jedoch nicht der Fall bzw. geschah erst zu spät. In ca. fünf Versuchen kam es zu lauten Geräuschen beim zu späten Schalten. In diesen Versuchen müssen die Fangzähne beschädigt worden sein. Die Drehzahldifferenzen lagen dabei jedoch ganz sicher unter 200 min^{-1} .

Nach einer Demontage des Getriebes wurden die Grate abgeschliffen. Die Fangzähne stehen jetzt immer noch ca. 1 mm über den anderen Zähnen hervor, jedoch sind die Kanten leicht abgeschliffen. Das Schaltverhalten wird davon negativ beeinflusst.

Es ist nicht möglich diese Art von Beschädigungen auszuschließen, da es keinen Sensor gibt, der erkennt in welcher Position sich die Schalträder befinden. Es besteht faktisch nur die Möglichkeit, nach dem Anlegen des entsprechenden Schaltdruckes eine definierte Zeitspanne zu warten und zu hoffen, dass die Schaltung dann durchgeführt wurde. Jegliche Verzögerung eines Schaltvorgangs birgt die Gefahr weiterer Beschädigungen der Zahnräder.

3.3 Dynamisches Modell des Versuchsgetriebes

Antriebssysteme können u.a. durch Drehmomentenschwankungen zu Torsionsschwingungen angeregt werden. Da das vorliegende Getriebe in weiteren Versuchen dynamischen Belastungen ausgesetzt sein wird, ist eine Abschätzung der Resonanzfrequenzen des Getriebes durchaus sinnvoll. Das Vorgehen zur Bestimmung dieser Eigenkreisfrequenzen wird in dieser Arbeit nur kurz skizziert, genauere Erläuterungen finden sich in der Fachliteratur [28],[29].

Eine Modellskizze des Getriebes ist in Abbildung 3-7 zu sehen. Während des Betriebs in einem der beiden Fahrbereiche handelt es sich um ein verzweigtes Antriebssystem. Die einzelnen Leistungszweige treffen dann nicht wieder zusammen. Im Schaltzustand ist es ein vermaschter Antrieb,

da die Verzweigungen wieder zusammengeführt werden. Das System wird als gefesselt System modelliert, d. h., es werden feste Einspannungen an den drei Anschlusskupplungen angenommen. Auf diese Weise wird nur das Getriebe, nicht aber die angeschlossenen Motoren modelliert. Die Ermittlung der Trägheitsmomente und der Torsionsfedersteifigkeiten erfolgte aus den Abmessungen von Wellen und Zahnrädern. Dabei wurde immer eine Zylinder- bzw. Hohlzylinderform der Bauteile angenommen, was die Berechnungen vereinfachte und das Ergebnis nur in geringerem Maß verfälschen sollte.

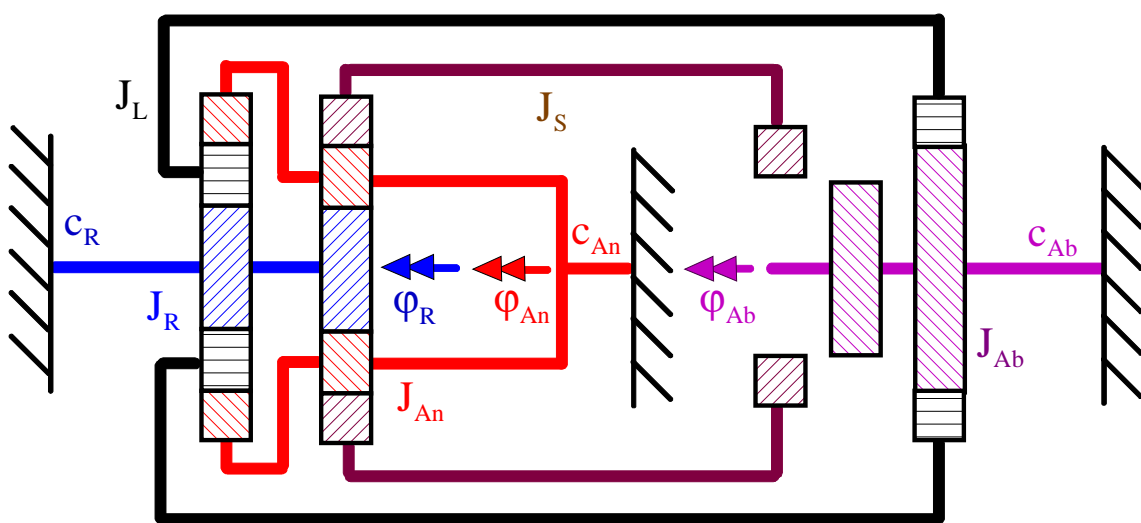


Abbildung 3-7 Modell des Getriebes zur Ermittlung der Eigenkreisfrequenzen (erster Fahrbereich geschaltet)

Die sich an einer Welle befindenden Trägheitsmomente wurden zusammengefasst. Das Trägheitsmoment J_R beinhaltet also das Trägheitsmoment der Regelwelle und die der beiden Sonnenräder. J_{An} beinhaltet das Trägheitsmoment der Antriebsachse, das der Planeten der Planetenstufe B, das des Hohlrades der Planetenradstufe A sowie aller Verbindungselemente. Die Trägheitsmomente der Abtriebswelle sowie aller damit verbundenen Zahnräder sind unter J_{Ab} zusammengefasst. Die Trägheitsmomente der Wellen L und S sind einzeln ausgewiesen, da diese je nach Fahrbereich mit anderen Wellen verbunden sind. Die Trägheitsmomente der Planetenräder bei Rotation um die eigene Achse wurden vernachlässigt, da diese sehr klein sind. Die Torsionssteifigkeiten von Antriebs-, Regel- und Abtriebswelle sind viel kleiner als die der anderen Wellen im Getriebe. Letztere können deshalb als starr angenommen werden. Weiterhin wird für das Modell angenommen, dass

Torsion in den drei erstgenannten Wellen nur zwischen der festen Einspannung und der nächsten trägen Rotationsmasse auftritt, zwischen den beiden Sonnenrädern tritt also beispielsweise keine Torsion auf. Diese Annahme verfälscht das Ergebnis kaum.

Ermittelte Trägheitsmomente und Torsionsfedersteifigkeiten des Getriebes finden sich in Tabelle A-8. Die erforderlichen Formeln sind auch in Kapitel A.3 zu finden.

Auf die Modellierung der Dämpfung im System wurde verzichtet, da dies nicht nötig ist, um die Größenordnung der Resonanzfrequenzen abzuschätzen. Außerdem ist es sehr schwer, sinnvolle Dämpfungswerte abzuschätzen.

Die drei Drehwinkel der genannten Wellen (φ_{An} , φ_R , und φ_{Ab}) sind in der Modellskizze eingezeichnet.

Durch die Zwangsbedingungen an einer Planetenradstufe wird jedoch ein Freiheitsgrad aufgehoben, so dass sich nur zwei Freiheitsgrade ergeben. Als freie Koordinaten wurden φ_{An} und φ_R gewählt, welche die Komponenten des Vektors \underline{q} bilden.

$$\underline{q} = \begin{pmatrix} \varphi_{An} \\ \varphi_R \end{pmatrix} \quad (3-15)$$

φ_{Ab} ergibt sich als Funktion der beiden anderen Drehwinkel: (analog zu den Gleichungen (3-7) und (3-8))

- für den Fahrbereich A:

$$\varphi_{Ab} = \frac{\varphi_{An} i_{0A} - \varphi_R}{i_{0A} - 1} \quad (3-16)$$

- für den Fahrbereich B:

$$\varphi_{Ab} = \frac{1}{i_{0B}} (\varphi_{An} (i_{0B} - 1) + \varphi_R) \quad (3-17)$$

Für freie Schwingungen muss folgende Differentialgleichung erfüllt sein:

$$\underline{M} \ddot{\underline{q}} + \underline{C} \dot{\underline{q}} = 0 \quad (3-18)$$

Dabei stellt \underline{M} die Massenmatrix und \underline{C} die Steifigkeitsmatrix des Systems dar. $\underline{\ddot{q}}$ ist der Vektor der zweiten Ableitungen der freien Koordinaten nach der Zeit (d. h. der Beschleunigungsvektor).

$$\underline{\ddot{q}} = \begin{pmatrix} \ddot{\Phi}_{An} \\ \ddot{\Phi}_R \end{pmatrix} \quad (3-19)$$

Zur Bestimmung der Resonanzfrequenzen benötigt man beide o.g. Matrizen, sie sind für die beiden Fahrbereiche verschieden.

Zur Bestimmung der Matrizen bietet sich eine Energiebetrachtung des Schwingungssystems an. Nach Aufstellung der jeweiligen Gleichungen für potentielle und kinetische Energie des Systems sowie die Bildung der entsprechenden Ableitungen ergeben sich folgende Systemmatrizen für die Fahrbereiche A und B:

$$\underline{C}_A = \begin{pmatrix} c_{An} + c_{Ab} \left(\frac{i_{0A}}{1-i_{0A}} \right)^2 & -c_{Ab} \frac{i_{0A}}{(1-i_{0A})^2} \\ -c_{Ab} \frac{i_{0A}}{(1-i_{0A})^2} & c_R + c_{Ab} \left(\frac{1}{1-i_{0A}} \right)^2 \end{pmatrix} \quad (3-20)$$

$$\underline{M}_A = \begin{pmatrix} J_{An} + (J_{ab} + J_L) \left(\frac{i_{0A}}{1-i_{0A}} \right)^2 + J_S \left(\frac{i_{0B}-1}{i_{0B}} \right)^2 & -(J_{Ab} + J_L) \frac{i_{0A}}{(1-i_{0A})^2} + J_S \frac{i_{0B}-1}{i_{0B}^2} \\ -(J_{Ab} + J_L) \frac{i_{0A}}{(1-i_{0A})^2} + J_S \frac{i_{0B}-1}{i_{0B}^2} & J_R + (J_{Ab} + J_L) \left(\frac{1}{1-i_{0A}} \right)^2 + \frac{J_S}{i_{0B}^2} \end{pmatrix} \quad (3-21)$$

$$\underline{C}_B = \begin{pmatrix} c_{An} + c_{Ab} \left(\frac{i_{0B}-1}{i_{0B}} \right)^2 & c_{Ab} \frac{i_{0B}-1}{i_{0B}^2} \\ c_{Ab} \frac{i_{0B}-1}{i_{0B}^2} & c_R + \frac{c_{Ab}}{i_{0B}^2} \end{pmatrix} \quad (3-22)$$

$$\underline{M}_B = \begin{pmatrix} J_{An} + (J_{Ab} + J_S) \left(\frac{i_{0B} - 1}{i_{0B}} \right)^2 + J_L \left(\frac{i_{0A}}{1 - i_{0A}} \right)^2 & (J_{Ab} + J_S) \frac{i_{0B} - 1}{i_{0B}} - J_L \frac{i_{0A}}{(1 - i_{0A})^2} \\ (J_{Ab} + J_S) \frac{i_{0B} - 1}{i_{0B}} - J_L \frac{i_{0A}}{(1 - i_{0A})^2} & J_R + (J_{Ab} + J_S) \frac{1}{i_{0B}^2} + J_L \left(\frac{1}{1 - i_{0A}} \right)^2 \end{pmatrix} \quad (3-23)$$

Die Bestimmung der Eigenkreisfrequenzen ω_0 erfolgt mittels folgender Gleichung:

$$|\underline{C} - \omega_0^2 \underline{M}| = 0 \quad (3-24)$$

Im Schaltzustand hat das System nur einen Freiheitsgrad, weshalb auch nur eine Eigenkreisfrequenz ω_0 existiert. Diese ergibt sich aus folgender Gleichung:

$$\omega_{0-S} = \sqrt{\frac{C_{An} + C_R + C_{Ab}}{J_{An} + J_R + J_{Ab} + J_L + J_S}} \quad (3-25)$$

Tabelle 3-5 gibt einen Überblick über die rechnerisch ermittelten Eigenkreis- und Eigenfrequenzen des Systems für die Fahrbereiche A und B sowie den Schaltbereich.

Tabelle 3-5 Resonanzfrequenzen des untersuchten Planetenradgetriebes (Werte gerundet)

Betriebsbereich	Fahrbereich A	Fahrbereich B	Schaltbereich
1. Eigenkreisfrequenz	$\omega_{0_A1} = 2930 \text{ s}^{-1}$	$\omega_{0_A1} = 3740 \text{ s}^{-1}$	$\omega_{0_A1} = 2930 \text{ s}^{-1}$
2. Eigenkreisfrequenz	$\omega_{0_A2} = 6560 \text{ s}^{-1}$	$\omega_{0_A1} = 11620 \text{ s}^{-1}$	-
1. Eigenfrequenz	$f_{0_A1} = 466 \text{ Hz}$	$f_{0_A1} = 595 \text{ Hz}$	$f_{0_A1} = 660 \text{ Hz}$
2. Eigenfrequenz	$f_{0_A1} = 1044 \text{ Hz}$	$f_{0_A1} = 1050 \text{ Hz}$	-

Die angegebenen Werte sind mit Ungenauigkeiten behaftet, sollten aber im richtigen Bereich liegen. Die für die Applikation interessanten niedrigsten Eigenfrequenzen liegen bei etwa 500 Hz, d. h. in einer (für die geplanten Ansteuerungsverfahren) unkritischen Größenordnung.

Wie bereits erwähnt, existiert im Schaltzustand nur eine Eigenfrequenz. Diese ist größer als die niedrigste Eigenfrequenz in den Fahrbereichen A

und B. Dieses Ergebnis war zu erwarten. Durch das Einschränken von Freiheitsgraden erhöht sich immer die niedrigste Eigenfrequenz des Systems.

Wird das Getriebe mit anderen schwingungsfähigen Komponenten (z. B. Motoren) verbunden, ergeben sich neue Schwingungssysteme mit mehr Freiheitsgraden. Durch die Eröffnung dieser zusätzlichen Freiheitsgrade sinken die niedrigsten Eigenfrequenzen des Getriebes zwangsweise. Bei Versuchen mit dem Getriebe werden sich also niedrigere Resonanzfrequenzen für das Gesamtsystem ergeben (vielleicht etwa im Bereich von 350 Hz).

Durch die neuen Freiheitsgrade treten auch zusätzliche Eigenfrequenzen auf¹⁷. Diese können je nach Trägheitsmoment und Torsionssteifigkeit der zusätzlichen Wellen sowohl höher als auch niedriger als die Eigenfrequenzen des Getriebes sein. Bei weichen Wellen und hohen Trägheitsmomenten kann das Gesamtsystem also auch Resonanzfrequenzen unter 300 Hz haben.

3.4 Experimentelle Untersuchungen am Planetenradgetriebe

3.4.1 Aufbau und Komponenten des Versuchsstandes

Aufbau

Der mechanische Aufbau des Versuchsstandes ist in Abbildung 3-8 dargestellt.

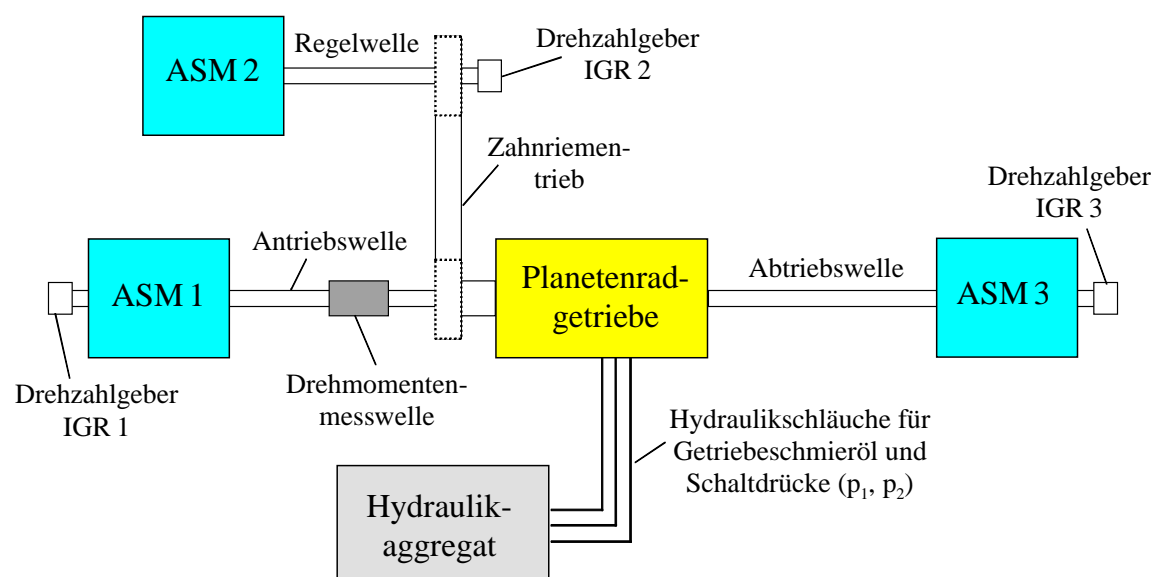


Abbildung 3-8 Übersicht mechanische Komponenten des Versuchsstandes

¹⁷ Die Anzahl von Freiheitsgraden und Eigenfrequenzen stimmt immer überein.

An die drei Wellen (Antriebs-, Regel- und Abtriebswelle) des Planetenradgetriebes sind drei verschiedene Asynchronmaschinen (ASM1, ASM2 und ASM3) angeschlossen. An jeder Welle befindet sich außerdem ein digitaler inkrementaler Drehzahlgeber (IGR1, IGR2 und IGR3). Weiterhin wurde zeitweise an der Antriebswelle eine Drehmomentenmesswelle installiert. Die technischen Kenndaten der Komponenten des Versuchstandes können Anhang A.4.1 entnommen werden. In Abbildung 3-10 sind die elektrischen Komponenten und deren Kommunikationsverbindungen dargestellt.

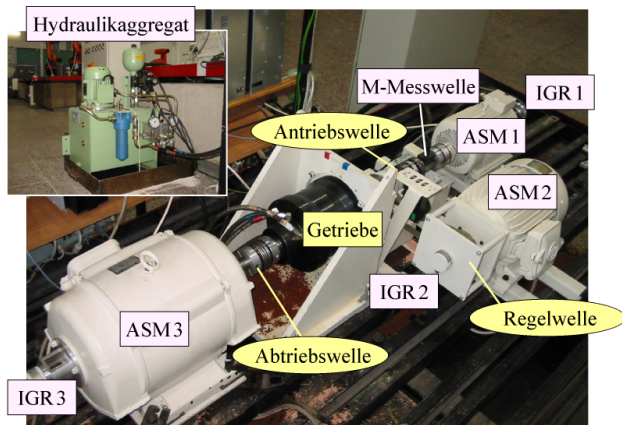


Abbildung 3-9 Mechanischer Aufbau des Getriebeprüfstandes

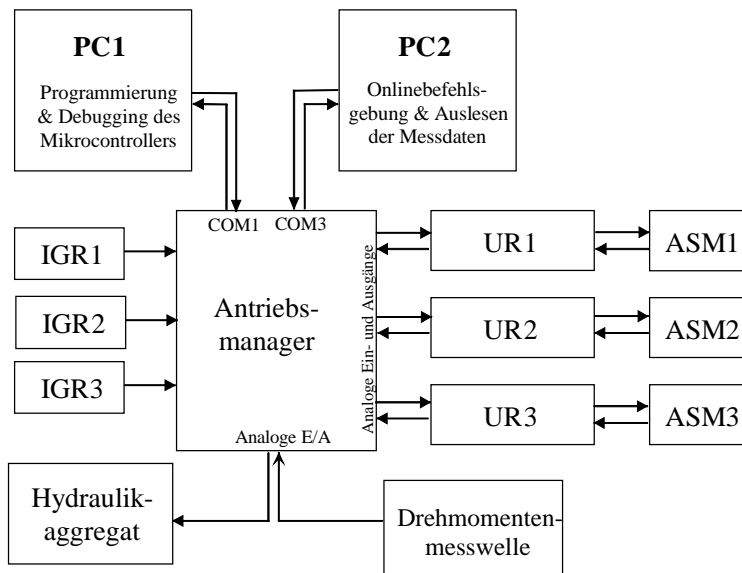


Abbildung 3-10 Elektrische Komponenten und Kommunikationsverbindungen

Komponenten des Versuchsstandes

Der Antriebsmanager

Dem Antriebsmanager kommt zentrale Bedeutung zu. Er steuert alle wesentlichen Prozesse und erfasst die Messdaten. Im Einzelnen handelt es sich dabei um folgende Aufgaben:

- Steuerung der drei Siemens-Umrichter über Analogausgänge
- Einlesen der Drehmomentdaten aus den SIEMENS-Umrichtern über Analogeingänge
- Steuerung der Magnetventile des Hydraulikaggregats über Analogausgänge
- Einlesen der Signale der Drehzahlgeber
- Einlesen der Signale der Drehmomentenmesswelle über einen Analogeingang

Herz des Antriebsmanagers ist ein Mikrocontroller SAB 80C166 dessen Architektur und Funktionen im Handbuch [30] beschrieben sind.

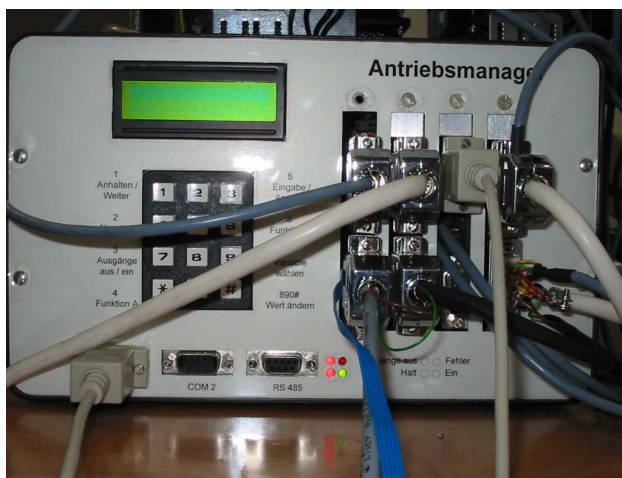


Abbildung 3-11 Antriebsmanager mit Mikrocontroller SAB 80C166

PC 1

Dieser Computer dient der Programmierung und dem Debugging des Mikrocontrollers des Antriebsmanagers. Die Programmierung erfolgt mit der Entwicklungsumgebung „Compiler Kit“ der Fa. Keil Elektronik GmbH in der Sprache ANSI-C. Mit dem Monitor-Target-Debugger „TRACE32®“ der Fa. Lauterbach ist ein schneller Download der Software und komfortabler Programmtest möglich. Der PC ist mit dem Antriebsmanager über dessen COM1-Schnittstelle verbunden.

PC 2

Dieser PC wird zur Versuchstandsbedienung genutzt. Über entsprechende Software erfolgt sowohl Start und Stop der Messungen als auch das Auslesen der Messdaten vom Antriebsmanager in den PC. Zu diesem Zweck wird das Programm Term95 bzw. TUCDRIVE genutzt.

Dieser PC ist mit dem Antriebsmanager über dessen COM2-Schnittstelle verbunden.

Die Umrichter (UR1,UR2,UR3)

Die Umrichter der Fa. SIEMENS® (siehe Abbildung 3-12) ermöglichen die komfortable Ansteuerung der drei Asynchronmaschinen sowohl im drehmoment- als auch im drehzahlgeregelten Betrieb. Umrichter 3 (UR3) wird am 400 V Drehstromnetz betrieben und stellt den Netzgleichrichter bereit. Umrichter 1 und 2 sind über den gemeinsamen Zwischenkreis mit Umrichter 3 gekoppelt. Dies ermöglicht, dass die Leistung zwischen den Umrichtern zirkulieren kann, wenn z. B. die Maschinen 1 und 2 im motorischen Betrieb und die Maschine 3 im Generatorischen Betrieb arbeiten. Dadurch muss kaum Energie an den Bremswiderständen in Wärme gewandelt werden.

Die Parametrisierung der Umrichter erfolgt über die Schnittstelle RS 232 mit dem Programm DriveMonitor der Fa. SIEMENS, welches auf dem PC1 installiert ist.

Während der Versuche erfolgt die Steuerung der Umrichter über ihre analogen Eingänge, gleichzeitig werden die Drehmomentenistwerte von ihren analogen Ausgängen ausgelesen. Die drei Drehzahlgeber wurden an den jeweiligen Umrichter angeschlossen, so dass diese in den Vektorregelungsarten (Drehzahl- und Drehmomentenregelung) betrieben werden können. Gleichzeitig kann auch der Antriebsmanager diese drei Winkelwerte verarbeiten. Im Anhang A.4.1 sind Details zur eingesetzten Technik aufgeführt.



Abbildung 3-12 Zwischenkreisgekoppelte Umrichter 1-3

Das Hydraulikaggregat

Das Hydraulikaggregat ist über drei Öldruckschläuche mit dem Planetenradgetriebe verbunden. Diese versorgen das Getriebe mit Schmieröl sowie den beiden Schalldrücken (p_1 und p_2). Das Anlegen der Drücke erfolgt in der Regel über die Bedientafel am Schaltschrank der Aggregatesteuerung. *Schaltstufe 1* entspricht dem ersten Fahrbereich, *Schaltstufe 2* dem zweiten und *Schaltstufe 3* stellt den Schaltbereich dar. Alternativ können die Drücke auch vom Antriebsmanager an- und abgeschaltet werden. Dies ist vor allem bei den Versuchen mit Fahrbereichswechseln nötig. Am Hydraulikaggregat muss dazu die dritte Schaltstufe aktiviert werden. Beide Magnetventile werden dann mit einer Spannung von 3,5 V angesteuert. Diese beiden Spannungen können von den Spannungen zweier Analogausgänge des Antriebsmanagers überlagert werden. Soll ein Druck angelegt werden, überlagert man die entsprechende Steuerspannung nicht mit einer Spannung vom Antriebsmanager. Soll der Druck deaktiviert werden, überlagert man eine negative Spannung so, dass am Magnetventil eine Spannung kleiner 0V anliegt.

3.4.2 Theoretische Vorbetrachtungen der Versuche

Wie bereits in Abschnitt 3.1 erläutert, hat eine Planetenradstufe bezüglich der Drehzahl zwei und bezüglich des Drehmoments einen Freiheitsgrad. Während des Betriebes des Versuchsgetriebes in einem der beiden Fahrbereiche bietet es sich somit an, eine der drei angeschlossenen Elektromaschinen drehmomentgeregelt zu betreiben. Die anderen beiden Elektromaschinen können, je nachdem welche Drehzahlgenauigkeit man benötigt, wahlweise drehzahlgeregelt oder U/f - gesteuert betrieben werden.

Im Schaltbereich sind zwei Planetenradstufen gleichzeitig im Eingriff. Das bedeutet, dass sich das Moment jeder der drei Wellen in zwei Momente aufteilt. Eines davon wird über die Planetenradstufe A übertragen, das andere über die Planetenradstufe B. Dabei wird ein Drehzahlfreiheitsgrad gebunden. Insgesamt gesehen gibt es somit drei Drehzahlen (n_{An} , n_R und n_{Ab}), die über zwei kinematische Grundgleichungen bestimmt werden, sowie sechs Momente, die durch vier kinetostatische Grundgleichungen bestimmt werden. Im Schaltbereich hat das Getriebe folglich nur einen

Freiheitsgrad bezüglich der Drehzahl, dafür aber zwei Freiheitsgrade bezüglich des Drehmoments.

Aus diesem Grund ist es notwendig, im Schaltbereich zwei der angeschlossenen Elektromaschinen drehmomentgeregelt und eine drehzahlgeregelt bzw. Spannungs/Frequenz-gesteuert(U/f-gest.) zu betreiben.

3.4.3 Betriebsarten der Elektromaschinen

Während der Versuche mit Fahrbereichswechsel muss folglich eine Maschine in Drehmomenten-, eine in Drehzahlregelung und die dritte wechselnd in Drehzahl- bzw. Drehmomentenregelung betrieben werden. Aus dem Getriebekonzept lässt sich folgende Aufteilung als sinnvollste ableiten:

- Der Motor an der Antriebswelle ersetzt den Verbrennungsmotor, welcher i. d. R. lastgeregelt arbeitet. Der Antriebswellenmotor ASM1 sollte also günstigstenfalls stets im Modus Drehmomentenregelung betrieben werden.
- Die Maschine an der Regelwelle soll kein Verhalten von Fahrzeugkomponenten modellieren, sondern stellt tatsächlich eine Elektromaschine dar. Als solche kann sie sehr einfach in verschiedenen Betriebsarten betrieben werden. Die Betriebsart von ASM2 kann also zwischen Drehzahl- und Drehmomentenregelung wechseln.
- Für ASM3 an der Abtriebswelle bietet sich eine Drehzahlregelung an, da wegen der Fahrzeugträgheit die Fahrzeuggeschwindigkeit und damit auch die Abtriebswellendrehzahl während eines Schaltvorgangs annähernd konstant bleiben. Das Abtriebsmoment hingegen wird von Seite des Fahrzeugs nicht bestimmt. Zwar hat das Fahrzeug im jeweils vorliegenden Betriebspunkt einen bestimmten Momentenbedarf, ob dieser jedoch erfüllt wird, hängt von den Antriebsmotoren ab¹⁸. Ein Ziel ihrer Steuerung ist folglich das Konstanthalten des Abtriebsmoments während eines Schaltvorgangs.

¹⁸ Wird das Bedarfsmoment von den Antriebsmotoren nicht geliefert, sinkt die Fahrzeuggeschwindigkeit; wird es übererfüllt, beschleunigt das Fahrzeug

In den Versuchen zum Fahrbereichswechsel kann diese Aufteilung jedoch nicht realisiert werden, da die Betriebsart der Umrichter während des Betriebs nicht geändert werden kann. Ein einfacher Wechsel zwischen Momenten- und Drehzahlregelung ist somit während des Schaltvorgangs nicht möglich. Ein Umrichter muss deshalb U/f-gesteuert betrieben werden, so dass die Momenten- und Drehzahlregelung über den Mikrocontroller realisiert werden kann.

Da die Wechselrichter in der Betriebsart U/f-Steuerung keine Drehmomentenistwerte ausgeben, muss diese Aufgabe UR1 übernehmen. (Das Drehmoment der Antriebswelle M_{an} wird auch von der Drehmomentenmesswelle ermittelt.)

In den Versuchen ohne Fahrbereichswechsel ist es dagegen stets möglich, auf die Betriebsarten der Umrichter zurückzugreifen. Für diese Versuche mussten also im Mikrocontroller keine Regelalgorithmen programmiert werden.

In Tabelle 3-6 ist aufgeführt, mit welcher Betriebsart die drei Asynchronmaschinen in den verschiedenen Versuchen betrieben wurden. Der Versuch zum elektrischen Anfahren nimmt bezüglich der Ansteuerungsarten eine Sonderstellung ein, was später noch näher erläutert wird.

Tabelle 3-6 Übersicht über die Betriebsarten der drei Elektromaschinen in den einzelnen Versuchen

Maschine	Fahrbereichswechsel	elektrisches Anfahren	andere Versuche
ASM1	Drehzahlregelung ^{19 20} bzw. Drehmomentenstellung ^{20 21}	Drehmomentenregelung	Drehmomentenregelung
ASM2	Drehmomentenregelung	Drehmomentenregelung	Drehzahlregelung
ASM3	Drehzahlregelung	Drehmomentenregelung	Drehzahlregelung

¹⁹ während des Betriebs in Fahrbereich 1 oder 2

²⁰ realisiert über Mikrocontroller

²¹ während des Betriebs im Schaltbereich

Für die Drehzahlregelung der ASM1 während der Schaltvorgänge wurde für den Mikrocontroller ein digitaler PI-Regler programmiert. P- und I-Anteil des Reglers wurden empirisch so bestimmt, dass er ein für die Anwendung ausreichendes Verhalten aufweist ²². Es wurde eine Taktzeit von 10 ms gewählt.

Während des Teils des Schaltvorgangs, in dem keine Drehzahlregelung erfolgt, wird das Drehmoment der Maschine ASM1 über die Schlupfdrehzahl gestellt. Dazu wird der Drehmomentensollwert linear in einen Sollwert für die Schlupfdrehzahl umgerechnet. Aus diesem und der aktuellen Drehzahl ergibt sich die Synchronfrequenz, welche alle 10 ms aktualisiert wird. Durch die Stellung lassen sich Momentensprünge schneller realisieren. Die bei einer Regelung typischen Übergangsvorgänge fallen weg, außerdem wird ein Überspringen vermieden. Die Linearisierung des Zusammenhangs zwischen Schlupfdrehzahl und Drehmoment ist jeweils nur um einen Arbeitspunkt gültig. Der Proportionalitätsfaktor muss je nach Arbeitspunkt angepasst werden.

In den Diagrammen zu den Versuchen zum Fahrbereichswechsel handelt es sich bei M_{An} immer um den Wert der Drehmomentenmesswelle; M_R und M_{Ab} sind die Werte, welche die zugehörigen Umrichter liefern.

In den darauf folgenden Messungen stellt M_{An} den Wert dar, den der Umrichter UR1 liefert. M_{An2} bezeichnet dann den Messwert der Drehmomentenmesswelle.

Die Messwerte der Versuche zu Fahrbereichswechsel, Wirkungsgradbestimmung und den Anfahrvorgängen wurden mit einer Abtastzeit von 100 ms aufgenommen. Bei den anderen Versuchen wurde eine Abtastzeit von 10 ms verwendet, um die dynamischen Vorgänge genauer beobachten zu können.

Schaltvorgänge

Wechsel vom ersten in den zweiten Fahrbereich

In Abbildung 3-13 und Abbildung 3-14 sind die Drehzahl- und Drehmomentenverläufe an den drei Wellen während eines Schaltvorgangs vom ersten in den zweiten Fahrbereich dargestellt. Zu Beginn der Messung ist der erste Fahrbereich geschaltet, und es liegt ein

²² geringes Überspringen und mittlere Ausregelzeit

Drehzahlzustand vor, aus welchem die Vorsynchronisierung beginnt.

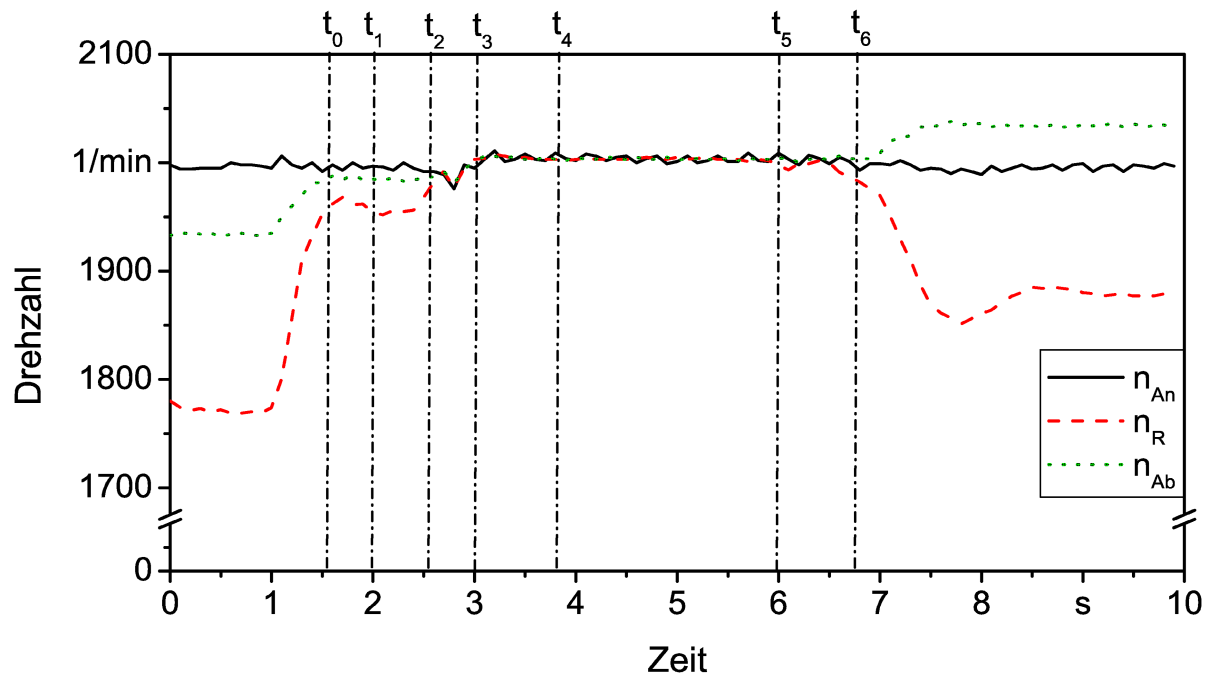


Abbildung 3-13 Drehzahlverlauf während des Schaltvorgangs vom ersten in den zweiten Fahrbereich

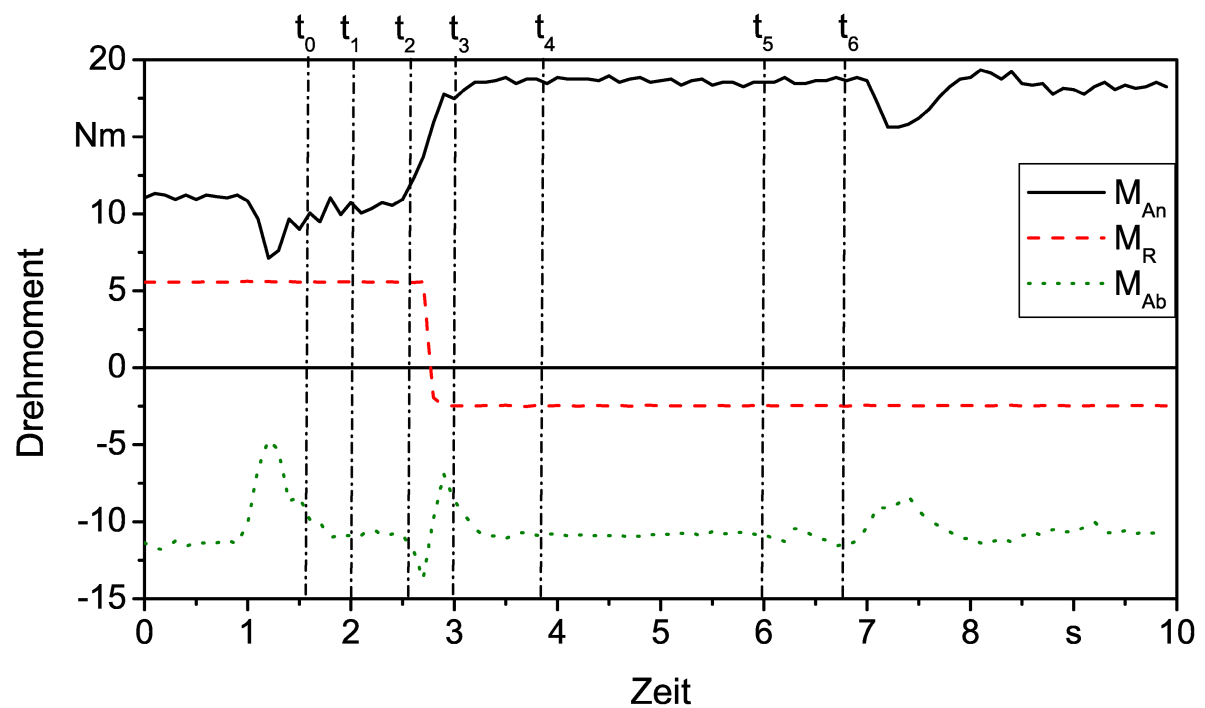


Abbildung 3-14 Drehmomentenverlauf während des Schaltvorgangs vom ersten in den zweiten Fahrbereich

Im Diagramm sind folgende wichtige Zeitpunkte gekennzeichnet:

- t_0 : Die Vorsynchronisierung der Wellen ist abgeschlossen. Die relevante Drehzahldifferenz zwischen den Wellen ist kleiner als 50 min^{-1} . Das Zuschalten des zweiten Schaltdruckes könnte schon jetzt geschehen.
- t_1 : Anlegen des zweiten Schaltdruckes p_2 zusätzlich zu p_1 , so dass der Schaltzustand geschaltet werden kann²³.
- t_2 : Die Fangzähne synchronisieren die zu verschaltenden Zahnräder. An dieser Stelle ist noch nicht sicher, ob die entsprechenden Zahnräder wirklich vollständig eingerückt sind. Durch die damit verbundene Aufhebung eines Drehzahlfreiheitsgrads beginnen die beiden drehzahlgeregelten Maschinen ASM1 und ASM3 gegeneinander zu arbeiten, wodurch M_{An} im positiven und M_{Ab} im negativen Bereich betragsmäßig zu steigen beginnen.
- t_3 : Die Steuerungsart der Maschine ASM1 wechselt von Drehzahlregelung zu Drehmomentenstellung. Sofort danach findet ein Belastungswechsel an Antriebs- und Regelwelle statt. Jetzt liegen die für den zweiten Fahrbereich notwendigen Drehmomentenverhältnisse vor. Durch den schnellen Momentensprung von M_R und das etwas langsamere Ansteigen von M_{An} bricht die Drehzahl kurzzeitig leicht ein. Die Maschine ASM3 gibt ab jetzt allein die Drehzahl vor und wird mit einem Sollwert von 2000 min^{-1} beaufschlagt.
- t_4 : Abschalten von p_1 . Es liegt nur noch p_2 an. Der zweite Fahrbereich soll jetzt geschaltet werden.
- t_5 : Die erste Drehzahldifferenz zeigt an, dass der zweite Fahrbereich nun geschaltet ist. Da sich die Drehmomente gut die Waage halten, bleibt der Drehzahlzustand noch stabil, obwohl nur einer der beiden Drehzahlfreiheitsgrade bestimmt wird.
- t_6 : Die Drehzahlen beginnen auseinander zu laufen. Bei einer Drehzahldifferenz von 50 min^{-1} zwischen n_R und n_{An} wechselt die

²³ Beide Drücke sind gleich groß. Die zugehörigen Magnetventile werden mit einer Spannung von 3,5 V angesteuert, so dass die Drücke am Ausgang des Hydraulikaggregats etwa 7,5 bar betragen.

Maschine ASM1 von der Steuerart Drehmomentenstellung zurück zur Drehzahlregelung. Der Schaltvorgang ist abgeschlossen.

Der gesamte Schaltvorgang dauert recht lange. Der Verzug zwischen t_1 und t_2 könnte mit der Befüllungszeit der betreffenden Ölkammer zu erklären sein. Bei Einsatz eines leistungsfähigeren Hydraulikaggregats könnte diese Zeitspanne möglicherweise verkürzt werden.

Die Zeitspanne zwischen Abschalten von p_1 und dem Schalten des zweiten Fahrbereichs (t_4 bis t_5) ist mit über zwei Sekunden hingegen so lang, dass sie nicht allein durch die Ölkammerbefüllungszeit begründet werden kann. Die Vermutung, dass die Schaltung bereits eher vollzogen ist, sich aber nicht in einem Drehzahlunterschied zeigt, konnte in anderen Messungen nicht bestätigt werden. In diesen wurde nach weniger als zwei Sekunden für n_{An} ein eigener Drehzahlsollwert eingeprägt, welchen ASM1 jedoch wegen der noch vorliegenden Verschaltung nicht realisieren konnte. Die Verzugszeit zwischen t_4 und t_5 betrug in allen Messungen zum Schaltvorgang vom ersten in den zweiten Fahrbereich etwa zwei Sekunden.

Wechsel vom zweiten in den ersten Fahrbereich

In Abbildung 3-15 und Abbildung 3-16 sind die Drehzahl- und Drehmomentenverläufe an den drei Wellen während eines Schaltvorgangs vom zweiten in den ersten Fahrbereich dargestellt.

Zu Beginn der Messung ist der zweite Fahrbereich geschaltet. Es liegt ein Drehzahlzustand vor, aus welchem die Vorsynchronisierung beginnt.

Im Diagramm sind folgende wichtige Zeitpunkte gekennzeichnet:

- t_0 : Die Vorsynchronisierung der Wellen ist abgeschlossen. Die relevante Drehzahldifferenz zwischen den Wellen ist kleiner als 50 min^{-1} . Das Zuschalten des ersten Schaltdruckes könnte schon jetzt geschehen ²⁴.

²⁴ Die Drehzahldifferenz zwischen n_R und n_{Ab} ist größer als 50 min^{-1} , was jedoch für den Sachverhalt nicht relevant ist. Entscheidend ist die Drehzahldifferenz zwischen den getriebeinternen Wellen L und S, welche verschalten werden.

- t_1 : Anlegen des ersten Schaltdruckes p_1 zusätzlich zu p_2 , so dass der Schaltzustand geschaltet werden kann²⁵.
- t_2 : Die Fangzähne synchronisieren die zu verschaltenden Zahnräder. An dieser Stelle ist noch nicht sicher, ob die entsprechenden Zahnräder wirklich vollständig eingerückt sind. Durch die damit verbundene Aufhebung eines Drehzahlfreiheitsgrads beginnen die beiden drehzahlgeregelten Maschinen ASM1 und ASM3 gegeneinander zu arbeiten, wodurch M_{An} im positiven und M_{Ab} im negativen Bereich betragsmäßig zu sinken beginnen.
- t_3 : Die Steuerungsart der Maschine ASM1 wechselt von Drehzahlregelung zu Drehmomentenstellung. Sofort danach findet ein Belastungswechsel an Antriebs- und Regelwelle statt.
- Jetzt liegen die für den ersten Fahrbereich notwendigen Drehmomentenverhältnisse vor. Die Maschine ASM3 gibt ab jetzt allein die Drehzahl vor und wird mit einem Sollwert von 2000 min^{-1} beaufschlagt.
- t_4 : Abschalten von p_2 . Es liegt nur noch p_1 an. Der erste Fahrbereich soll jetzt geschaltet werden.
- t_5 : Die erste Drehzahldifferenz zeigt an, dass der erste Fahrbereich nun geschaltet ist. Die Drehzahlen beginnen, sofort auseinander zu laufen. Bei einer Drehzahldifferenz von 30 min^{-1} zwischen n_R und n_{An} wechselt die Maschine ASM1 von der Steuerart Drehmomentenstellung zurück zur Drehzahlregelung. Der Schaltvorgang ist abgeschlossen.

Problematisch beim Schalten in den ersten Fahrbereich ist vor allem die Asynchronisierung. Grund dafür sind die beschädigten Fangzähne des Schieblockes (siehe auch Abschnitt 3.2.8). Das äußert sich vor allem darin, dass der Zeitverzug zwischen t_1 und t_2 mit über 1,5 s bedeutend größer ist als beim vorher untersuchten Schaltvorgang.

²⁵ Um sicheres Schalten zu gewährleisten, muss der Druck p_1 diesmal größer als p_2 gewählt werden. Die Steuerspannung des ersten Magnetventils wird auf 3,9 V erhöht, so dass der Druck am Ausgang des Hydraulikaggregats etwa 9,0 bar beträgt.

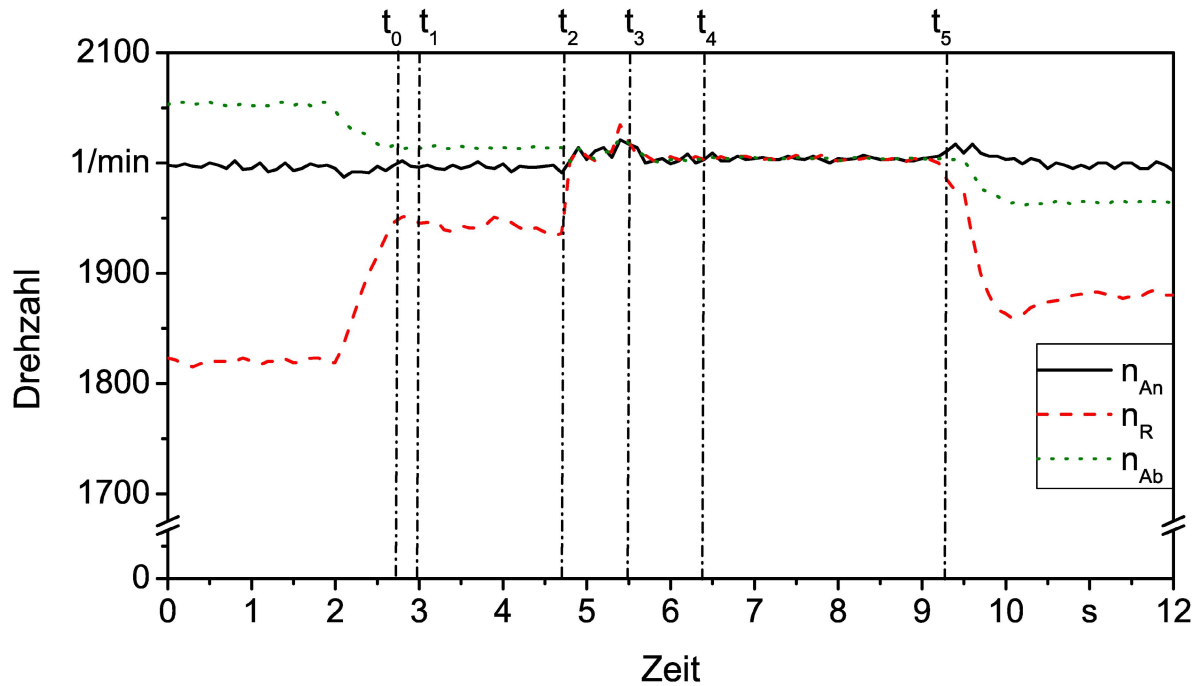


Abbildung 3-15 Drehzahlverlauf während des Schaltvorgangs vom zweiten in den ersten Fahrbereich

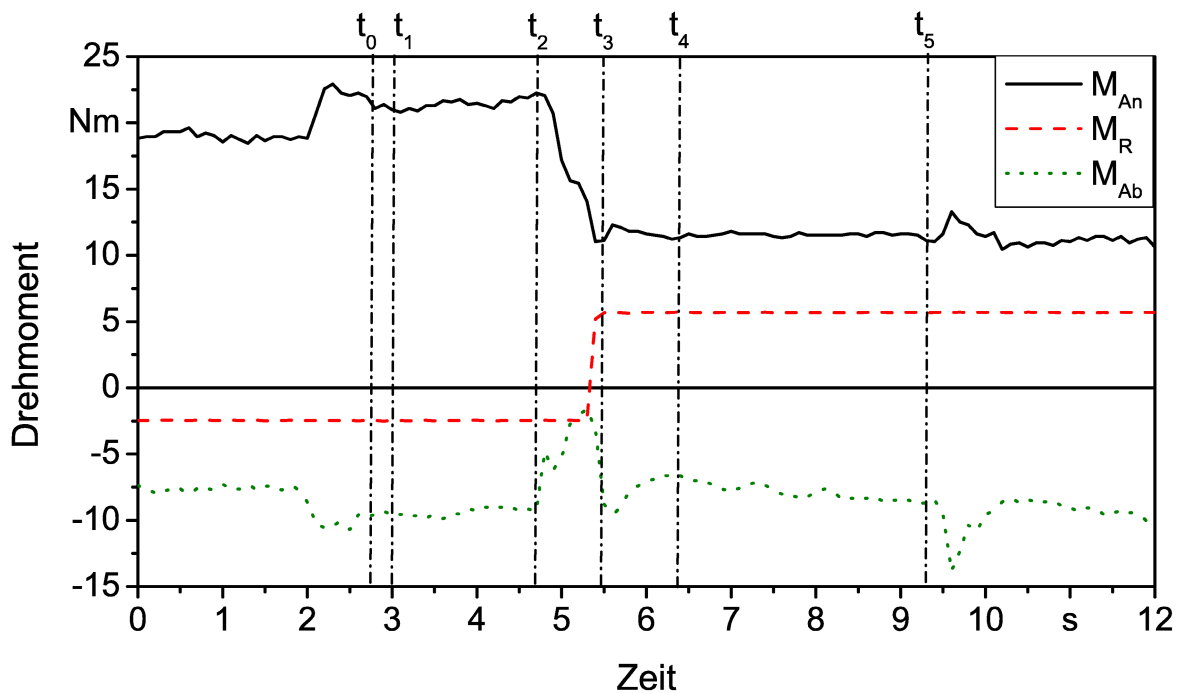


Abbildung 3-16 Drehmomentenverlauf während des Schaltvorgangs vom zweiten in den ersten Fahrbereich

Weiterhin ist festzustellen, dass der Schieblock im Anschluss an die Ansynchronisierung durch die Fangzähne nur langsam und/oder unvollständig einrückt. In anderen Versuchen wurde eine kürzere Zeit zwischen Ansynchronisierung t_2 und Belastungswechsel t_3 angestrebt.

Jedoch führte das dazu, dass die drei Drehzahlen im Zeitpunkt t_3 wieder auseinander liefen²⁶. Nur die Fangzähne ermöglichten den Formschluss, hielten aber dem Belastungswechsel nicht stand.

Eine weitere Absenkung des Zeitverzugs zwischen t_2 und t_3 ist beim Schalten in den ersten Fahrbereich wegen der beschädigten Fangzähne nicht möglich.

Auch der Zeitverzug zwischen t_4 und t_5 ist mit knapp drei Sekunden länger als beim zuerst untersuchten Schaltvorgang. Es dauert also lange, bis das zweite Hohlrad durch den Druck p_1 aus dem Eingriff der Welle S gerückt wird. Wird p_1 im Vergleich zum vorherigen Versuch nicht angehoben, tritt häufig der Fall ein, dass das Hohlrad gar nicht ausrückt und der erste Fahrbereich damit gar nicht geschaltet wird. Grund dafür könnten Verschleißspuren an den Zähnen des Schiebblocks und des Hohlrades sein.

3.4.4 Drehmomentensprünge

In diesem Abschnitt soll das Verhalten des Getriebes bei Drehmomentensprüngen untersucht werden. Charakteristischerweise treten diese vor allem an der Antriebswelle auf, wo sich ein Beschleunigungswunsch des Fahrers als Momentenanstieg bemerkbar macht.

In Abbildung 3-17 und Abbildung 3-18 sind die Drehzahl- und Drehmomentenverläufe der drei Wellen bei Drehmomentensprüngen von M_{An} in beiden Fahrbereichen dargestellt.

Man erkennt, dass die Drehmomentensprünge den jeweils vorher vorliegenden Drehzahlzustand stören. Es kommt zu Änderungen aller drei Drehzahlen. Die Umrichter in Drehzahlregelung (UR2 und UR3) regeln diese Störung aus, indem sie ihre Momentenwerte anpassen.

Wie nach der Berechnung der Getriebeeigenfrequenzen (Abschnitt 3.3) zu erwarten war, kommt es nicht zu Drehzahl- oder Momentenschwingungen im Getriebe.

²⁶ In Abbildung 3-16 ist dies auch zu erkennen -- n_R bricht bei t_3 leicht nach oben aus.

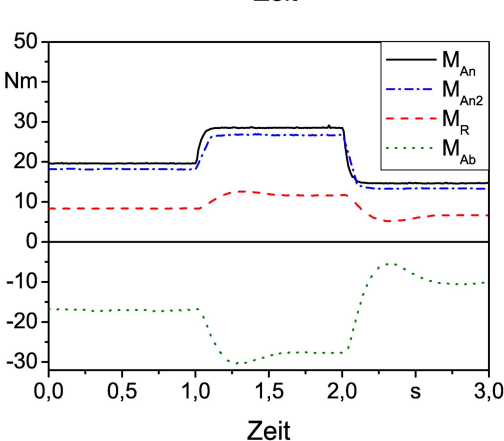
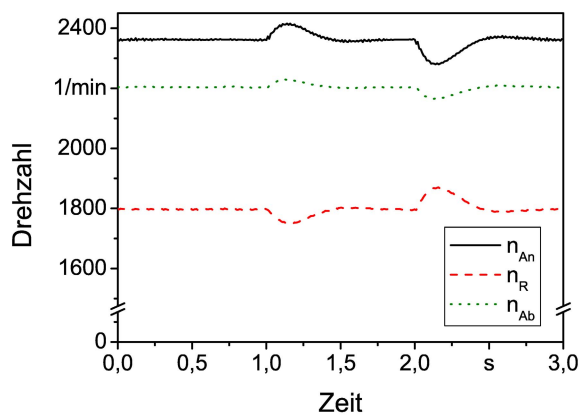


Abbildung 3-17 Drehzahl- und Drehmomentenverlauf während eines Drehmomentensprunges im ersten Fahrbereich

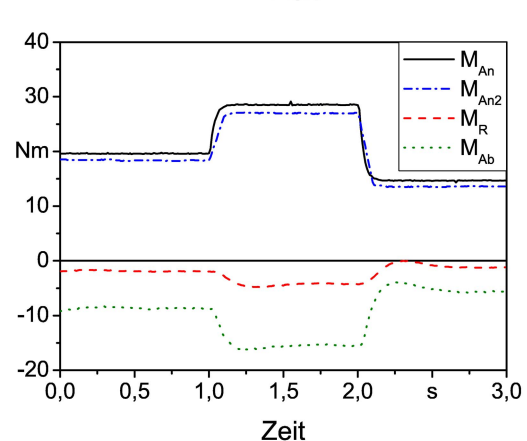
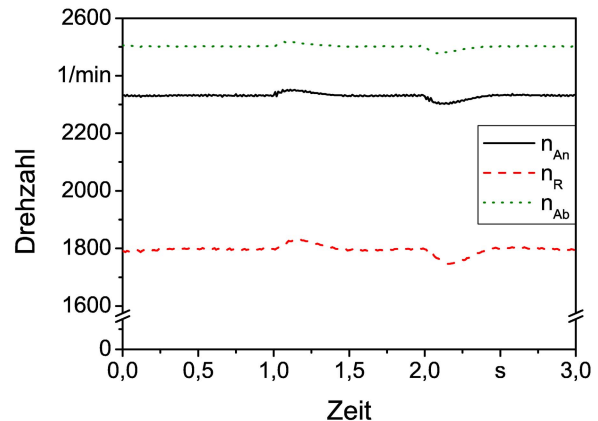


Abbildung 3-18 Drehzahl- und Drehmomentenverlauf während eines Drehmomentensprunges im zweiten Fahrbereich

3.4.5 Drehzahlübergänge

In diesem Abschnitt soll untersucht werden, wie Drehzahlübergangsvorgänge in diesem Getriebe ablaufen. Typischerweise werden schnellere Drehzahländerungsvorgänge immer dann durchgeführt, wenn die Getriebeübersetzung i_G geändert werden soll. Die Änderung wird dann durch die Maschine an der Regelwelle eingeleitet, wobei die Abtriebsdrehzahl n_{Ab} konstant bleibt und sich die Antriebsdrehzahl n_{An} nur leicht ändert.

In der Abbildung 3-19 sind Drehzahl- und Drehmomentenverläufe bei einem Drehzahlübergang im ersten Fahrbereich dargestellt. Im ersten Teil der Messung wird die Drehzahl n_R von 1000 min^{-1} auf 2000 min^{-1} angehoben, wodurch bei gleichbleibender Abtriebswellendrehzahl die Drehzahl der Antriebswelle und damit auch die Getriebeübersetzung i_G sinkt.

Dieser Vorgang tritt z. B. dann ein, wenn das Fahrzeug nach einem Beschleunigungsvorgang in einem Betriebspunkt mit höherem Motorwirkungsgrad und geringerer Überschussleistung betrieben werden soll. Außerdem ist im neuen Betriebspunkt ein Fahrbereichswechsel möglich.

Im zweiten Teil der Messung wird n_R wieder abgesenkt, wobei n_{An} steigt. In diesem sich neu einstellenden Betriebspunkt könnte der Verbrennungsmotor eine höhere Überschussleistung liefern, Beschleunigungsvorgänge wären hier günstiger zu realisieren.

In der Abbildung 3-20 sind Drehzahl- und Drehmomentenverläufe bei einem Drehzahlübergang im zweiten Fahrbereich dargestellt. Im ersten Teil der Messung wird die Drehzahl n_R von 1000 min^{-1} auf 2500 min^{-1} angehoben, wodurch bei gleichbleibender Abtriebswellendrehzahl die Drehzahl der Antriebswelle und damit auch die Getriebeübersetzung i_G steigen. Dieser Vorgang tritt z. B. dann ein, wenn das Fahrzeug nach einer Fahrt mit konstanter Leistungsanforderung stärker beschleunigt werden soll. Außerdem ist im neuen Betriebspunkt ein Fahrbereichswechsel möglich.

Im zweiten Teil der Messung wird n_R wieder abgesenkt, wobei auch n_{An} sinkt. In diesem sich neu einstellenden Betriebspunkt könnte der Verbrennungsmotor eine höhere Überschussleistung abgeben, Beschleunigungsvorgänge sind hier günstiger zu realisieren.

Man erkennt, dass die Übergangsvorgänge ohne jegliche Drehzahl-schwingungen ablaufen. Auch die Drehmomente bleiben erwartungsgemäß jeweils über die gesamte Messung hinweg weitgehend konstant.

Überraschend ist lediglich, dass M_R in der zweiten Messung während des Synchronlaufs der Wellen in den positiven Momentenbereich steigt. Das kann nur auf die durch die höhere Regelwellendrehzahl verursachte stärkere Reibung am Riementrieb zurückzuführen sein. Offensichtlich ist das Reibmoment am Riemen so groß, dass ASM2 kein zusätzliches negatives Moment aufbringen muss.

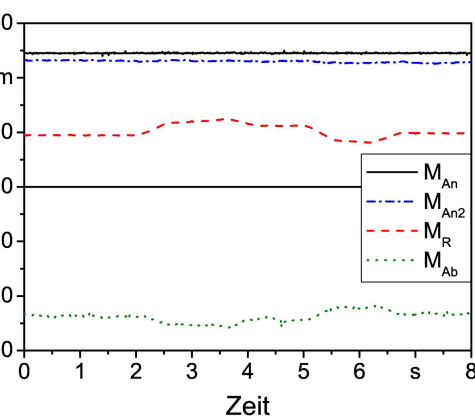
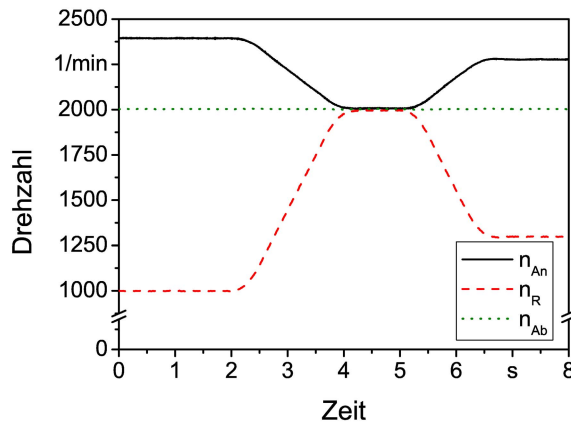


Abbildung 3-19 Drehzahl- und Drehmomentenverlauf während Drehzahländerungen im ersten Fahrbereich

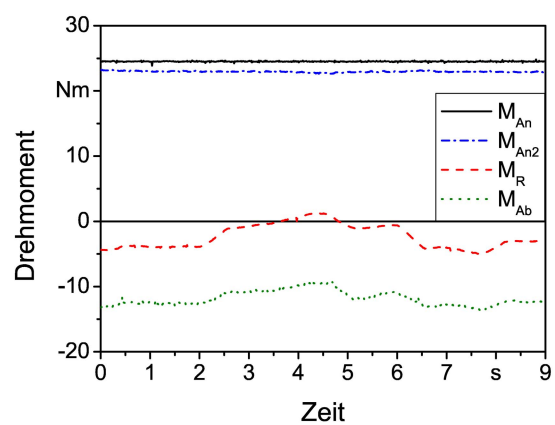
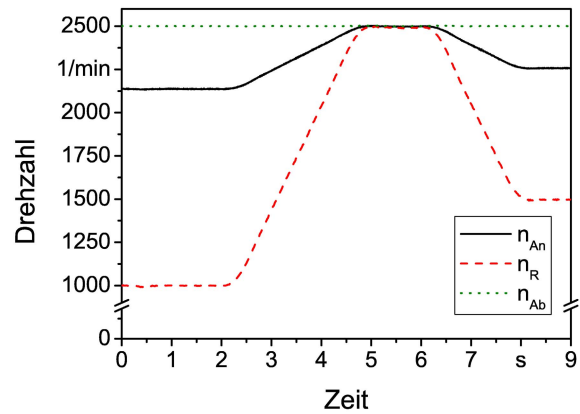


Abbildung 3-20 Drehzahl- und Drehmomentenverlauf während Drehzahländerungen im zweiten Fahrbereich

3.4.6 Wirkungsgradmessung

Des Weiteren wurden Messungen durchgeführt, die den Wirkungsgrad des Gesamtsystems in Abhängigkeit von der Momentenbelastung bestimmen sollen. Dazu wurde bei einem konstanten Drehzahlzustand das Moment an der Antriebswelle von 30 Nm schrittweise auf -30 Nm abgesenkt. Die Abbildung 3-21 und Abbildung 3-22 zeigen die Verläufe der Momente und Drehzahlen der drei Maschinen während des Versuchs im ersten Fahrbereich.

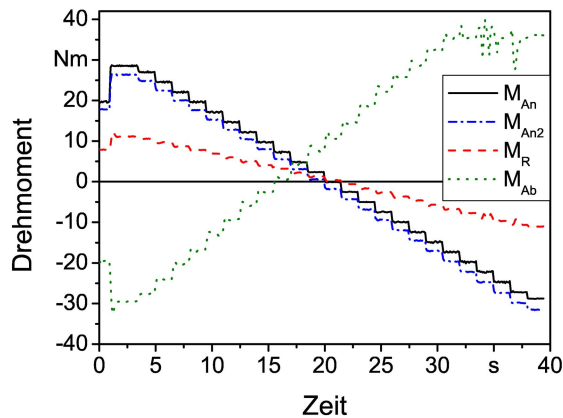


Abbildung 3-21 Drehmomentenverlauf während der Wirkungsgradmessung im ersten Fahrbereich

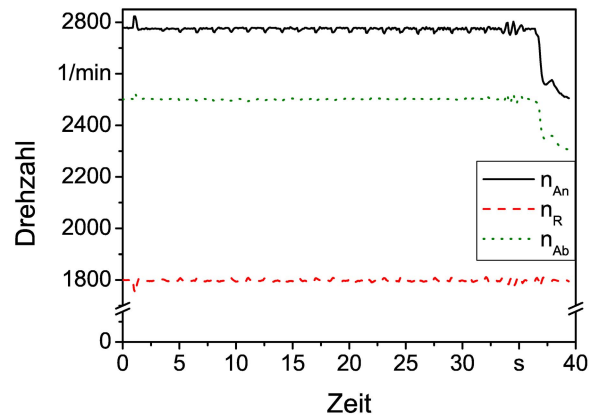


Abbildung 3-22 Drehzahlverlauf während der Wirkungsgradmessung im ersten Fahrbereich

Am Ende der Messung treten an der Maschine ASM3 Probleme auf. Offensichtlich kann diese das geforderte Moment nicht liefern, so dass die Drehzahl einbricht. Diese Probleme sind während des Versuchs akustisch wahrnehmbar. Warum ASM3 Probleme hat, ein Moment von über 35 Nm zu liefern, ist ungewiss. Ihr Nennmoment beträgt 46 Nm.

Dieses Verhalten konnte bei allen Messungen beobachtet werden, in denen ASM3 solch hohe Momente aufbringen sollte. Der Umrichter liefert dann offensichtlich falsche Drehmomentwerte, welche im Folgenden zu unplausiblen Leistungswerten führen.

Die Leistungen der Maschinen an den einzelnen Wellen wurden aus den Drehzahlwerten der Geber und den Drehmomentwerten der drei Umrichter bestimmt. Der Momentenwert der Drehmomentenmesswelle wurde nicht berücksichtigt, da er vor allem im niedrigen Momentenbereich mit großen Messfehlern behaftet ist. Die einzelnen Leistungen sind in Abbildung 3-23 dargestellt.

Aufgrund der Verluste im System ist die Summe der drei Leistungen nicht Null. Die Verlustleistung des Systems wurde in Abbildung 3-24 als Funktion des Momentes der Antriebswelle M_{An} dargestellt. Man erkennt, dass diese über den gesamten Belastungsbereich praktisch konstant bleibt. Der Grund für die kleineren Verlustleistungen²⁷ bei Werten für M_{An} um -25 Nm sind die schon erwähnten falschen Drehmomentwerte von UR3.

²⁷ Es ergeben sich auch negative Verlustleistungen.

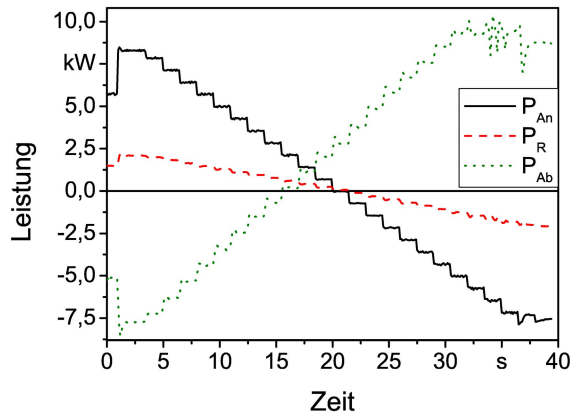


Abbildung 3-23 Verlauf der Leistungen während der Wirkungsgradmessung im ersten Fahrbereich

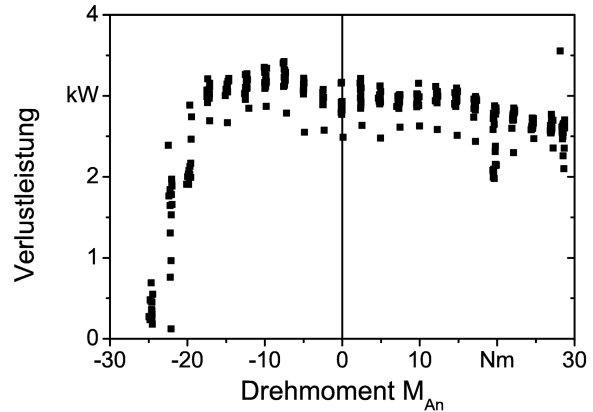


Abbildung 3-24 Verlauf der Verlustleistung während der Wirkungsgradmessung im ersten Fahrbereich

Eine Ursache für die konstante Verlustleistung ist in der mechanischen Reibung zu suchen. Besonders die starke Geräusch- und Wärmeentwicklung am Keilriemen lässt auf signifikante Reibverluste schließen. Da sich die Drehzahlen während der Messung nicht ändern, bleiben auch diese Reibverluste konstant.

Ein weiterer Grund könnte sein, dass die Drehmomentwerte der Umrichter mit einem konstanten Absolutfehler behaftet sind. Diese Vermutung wird durch die nachfolgende Betrachtung des Wirkungsgradverlaufes unterstützt. Dieser steigt nämlich, wenn sich die Drehmomentwerte den Nennwerten der Elektromaschinen nähern.

In Abbildung 3-25 und Abbildung 3-26 sind die Wirkungsgrade des Systems über dem jeweiligen antreibenden Moment abgebildet. Im ersten Teil der Messungen arbeitet ASM1 als Motor, die Wirkungsgrade dieses Teils der Messung sind im linken Diagramm in Abhängigkeit von M_{An} dargestellt. Im zweiten Teil der Messung arbeitet ASM3 als Motor, die zugehörigen Wirkungsgrade sind im rechten Diagramm als Funktion von M_{Ab} dargestellt. Bei niedrigen Belastungen ergeben sich kleine Wirkungsgrade. Das war zu erwarten, da die konstante Verlustleistung dann einen größeren Anteil der Gesamtleistung darstellt.

Für sehr geringe Getriebebelastungen ergeben sich sogar negative Wirkungsgrade. In diesen Betriebspunkten arbeiten alle drei Maschinen als Motoren. Es tritt somit 100% Leistungsverlust auf. Zu erkennen ist dies in Abbildung 3-21 und Abbildung 3-23 bei der Messzeit von etwa 18 s.

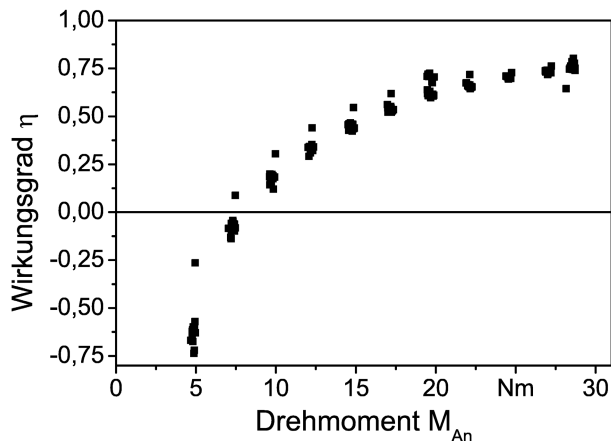


Abbildung 3-25 Verlauf des Wirkungsgrades in Abhängigkeit des antriebenden Momentes (hier: Moment der Antriebswelle, erster Fahrbereich)

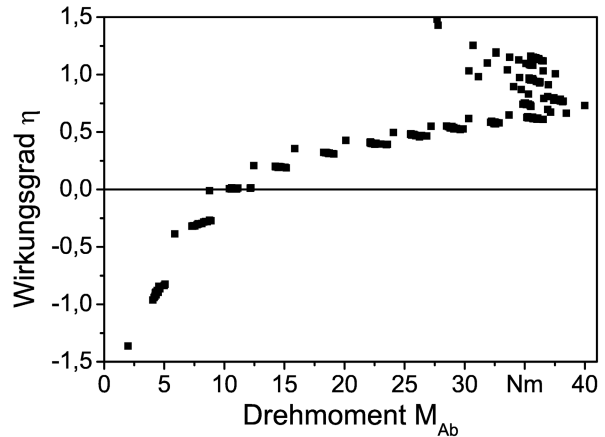


Abbildung 3-26 Verlauf des Wirkungsgrades in Abhängigkeit des antriebenden Momentes (hier: Moment der Abtriebswelle, erster Fahrbereich)

Die Wirkungsgrade über 1 sind auf die bereits erwähnten Unstimmigkeiten der Maschine ASM3 zurückzuführen.

Die Verlustleistung im Planetenradgetriebe hängt direkt von der Wälzleistung ab, welche wiederum von den getriebeinternen Drehzahldifferenzen und dem Belastungsmoment abhängt. Während des Versuches wurde nur die Belastung variiert, was sich jedoch kaum auf die Verlustleistung ausgewirkt hat. Es ist daher zu vermuten, dass die getriebeinternen Verluste nur einen sehr geringen Anteil an den Gesamtverlusten haben. In weiteren Arbeiten würde es sich anbieten, den Einfluss der Drehzahlen und der Drehzahldifferenzen auf die Verlustleistung zu untersuchen.

Mit den Erkenntnissen aus diesem Abschnitt kann man rückblickend gut erklären, warum die Drehmomente in den vorherigen Versuchen nicht immer in dem Verhältnis standen, wie dies nach der Theorie (Abschnitt 3.1) zu erwarten war.

Die gemessenen und dargestellten Momente werden durch die Wirkungsgrade der Elektromaschinen und die Reibverluste noch verfälscht und spiegeln damit nicht die tatsächlich am Getriebe vorliegenden statischen Momente wider.

3.4.7 Anfahrvorgänge

Allgemeines

In der Tabelle 2-4 (Abschnitt 2.4.4) wurden verschiedene Betriebsarten zusammen mit den zugehörigen Regelungsmodi der Antriebsmaschinen vorgestellt. In diesem Abschnitt sollen nun zwei dieser Betriebsarten mit dem Testgetriebe simuliert werden. Dabei handelt es sich um einen *Geared-neutral*-Anfahrvorgang und einen elektrischen Anfahrvorgang mit hohem Abtriebsmoment. Letzterer ist besonders interessant, da während diesem alle drei Maschinen in Momentenregelung betrieben werden (siehe auch: Tabelle 3-6). Es handelt sich um einen dynamischen Anfahrvorgang mit hoher Beschleunigung. In dieser Betriebsart sind die Drehzahlverhältnisse nicht genau definiert.

Zu bemerken ist, dass beide Versuche nur die etwaigen Abläufe während solcher Anfahrvorgänge veranschaulichen können. Für eine realitätsnähere Simulation wäre es notwendig, für die Abtriebswelle ein Fahrzeugmodell zu programmieren. Dieses müsste (je nach Fahrzeug und Fahrsituation) Drehmomente in Drehzahlwerte aufintegrieren. Aus Zeitgründen war es in dieser Arbeit jedoch nicht möglich, ein solches Modell zu erstellen. Die hier ermittelten Drehzahlverläufe der Abtriebswelle spiegeln folglich reale Abläufe nur sehr ungenau wider.

Geared-neutral-Anfahrvorgang

Wie bereits erwähnt, wird während eines solchen Anfahrvorgangs die Getriebeübersetzung anfangs (durch geeignete Ansteuerung der Regelwelle) auf unendlich erhöht. Damit kann die Abtriebswelle noch im Stillstand verharren, während der Verbrennungsmotor schon gestartet ist, ohne dass beide durch eine Kupplung getrennt wären. Durch allmähliches Absenken der Übersetzung wird dann das Fahrzeug langsam in Bewegung gesetzt.

In Abbildung 3-27 und Abbildung 3-28 sind die Drehzahl- und Drehmomentenverläufe der Getriebewellen während dieses simulierten Vorgangs dargestellt.

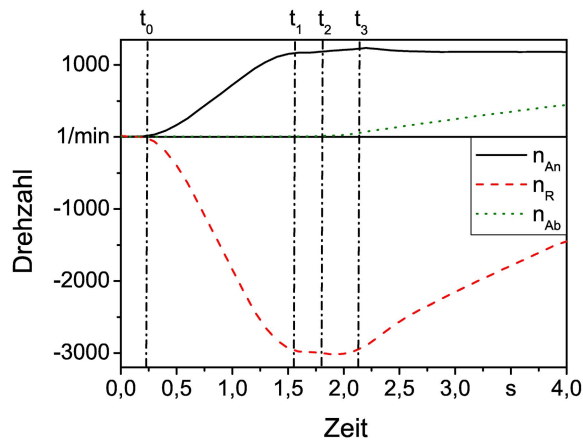


Abbildung 3-27 Verlauf der Drehzahlen während eines Geared-neutral-Anfahrvorgangs

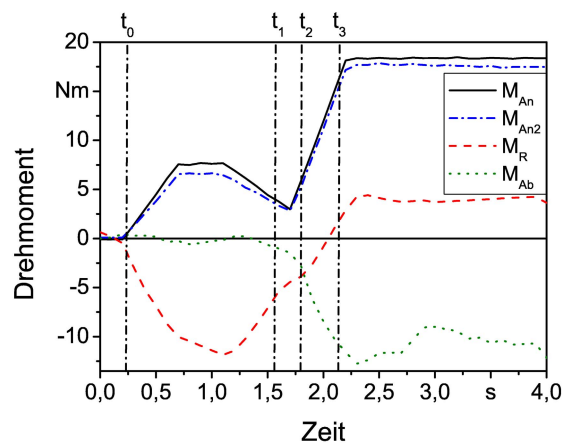


Abbildung 3-28 Verlauf der Drehmomente während eines Geared-neutral-Anfahrvorgangs

Folgende relevante Zeitpunkte wurden in den Diagrammen eingezeichnet:

- t_0 : Alle drei Getriebewellen befinden sich noch im Stillstand.
- t_1 : Antriebs- und Regelwelle werden hochgefahren, wobei die Abtriebswelle im Stillstand verharrt. Es werden nur die Momente aufgebracht, die für die Beschleunigung der beiden Wellen nötig sind. Das Moment am Abtrieb ist in etwa Null. Während des Hochlaufs der Antriebswelle würde auch der Verbrennungsmotor gestartet werden. Die Zeit für den Hochlauf (1 s) ist in diesem Versuch durch die Einstellungen am Umrichter UR2 definiert.
- t_2 : Das Moment an der Antriebswelle wird langsam angehoben, so dass auch das Abtriebsmoment steigt.
- t_3 : Die Drehzahl der Abtriebswelle beginnt nun zu steigen. Das Fahrzeug würde sich damit langsam in Bewegung setzen.

Rein elektrisches Anfahren mit hohem Abtriebsmoment

Im Gegensatz zum vorherigen Versuch werden hier die Drehzahlen nicht genau geregelt. Es werden Momente eingeprägt, die das Fahrzeug beschleunigen sollen. Der genaue Drehzahlverlauf der einzelnen Wellen ist während dieses Anfahrvorgangs nicht genau festgelegt.

In den Abbildung 3-29 und Abbildung 3-30 sind die Verläufe von Drehzahl und Drehmomenten während eines rein elektrischen Anfahrvorgangs dargestellt.

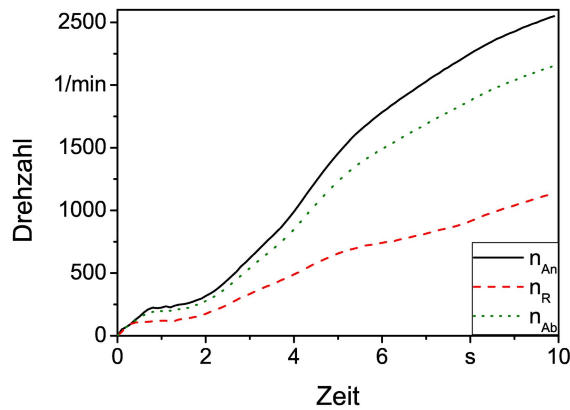


Abbildung 3-29 Verlauf der Drehzahlen während eines rein elektrischen Anfahrvorgangs

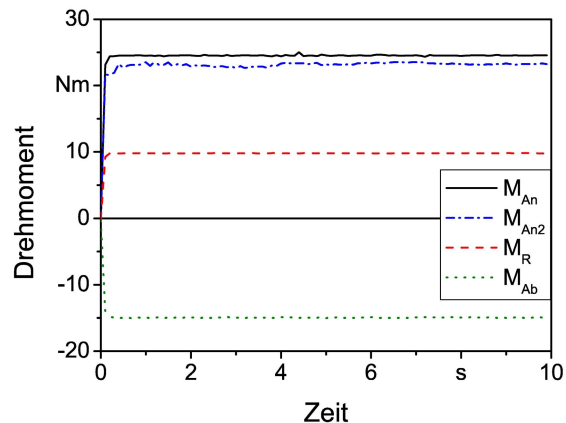


Abbildung 3-30 Verlauf der Drehmomente während eines rein elektrischen Anfahrvorgangs

Nach dem Sprung am Anfang bleiben alle drei Drehmomente während der Messung konstant. Das Abtriebsmoment repräsentiert so z. B. die Momentenanforderung während einer Berganfahrt. Die beiden antreibenden Maschinen arbeiten gegen diese Momentenanforderung und beschleunigen die Getriebewellen mit den von ihnen zusätzlich gelieferten überschüssigen Momenten. Mit der Abtriebsdrehzahl würde das gesamte Fahrzeug beschleunigt werden.

Der Verlauf der Drehzahlen nach dem Drehmomentensprung verkörpert ein schwingendes I-Verhalten (wie z. B. IT_2). Es ist bekannt, dass das Drehzahlssystem schwingungsfähig ist, da während dieses Anfahrvorgangs durch die Regelung kein Drehzahlfreiheitsgrad eingeschränkt wird. Fraglich ist nur der Auslöser für die Schwingungen. Dabei könnte es sich z. B. um Drehmomentschwankungen am Getriebe handeln, welche von Reibungsnichtlinearitäten im Aufbau des Versuchsstandes verursacht werden (z. B. am Zahnriementrieb).

In welchem Maß die einzelnen Drehzahlen steigen, hängt vom Verhältnis der Momente zueinander ab. Würde beispielsweise an der Regelwelle ein kleineres Moment eingeprägt, würde diese weniger stark oder sogar zu negativen Drehzahlen hin beschleunigt werden. Über das Verhältnis von M_{An} und M_R kann damit auch der Drehzahlverlauf der Wellen gesteuert werden.

3.4.8 Auswertung der Messungen am Planetenradgetriebe

Ziel der Arbeiten am Planetenradgetriebe war es, die Eignung dieser Systemkomponente für den Einsatz im eigentlichen SEL-Versuchsstand zu untersuchen. Dazu war es nötig, sich näher mit seinen Besonderheiten auseinander zu setzen sowie seine Charakteristika in Versuchen zu ermitteln. Es erwies sich als sehr sinnvoll, das Planetenradgetriebe noch nicht mit dem elektrischen Antriebsstrang zu verbinden. Das größte Problem am Planetengetriebe ist die Möglichkeit eines erneuten Auftretts stärkerer Ölleckage. Des Weiteren kann es bei den Versuchen mit Fahrbereichswechseln wieder zu Fehlfunktionen und weiterem Verschleiß kommen, der das Getriebe in seiner Funktionalität einschränkt.

Es ist aber davon auszugehen, dass wesentliche Teile der Versuche am SEL-Versuchsstand auch ohne Fahrbereichswechsel durchgeführt werden können. Daher besteht die Möglichkeit, die Lage der schaltenden Hohlräder im Getriebe durch Einbringen zusätzlicher Bauteile festzulegen, was jedoch eine erneute Demontage erforderlich macht. Das Problem der Ölleckage würde man damit auch umgehen, da dann das Anlegen von Schalldrücken nicht mehr nötig wäre.

Die genaue Diskussion der Abläufe bei Schaltvorgängen veranschaulichte die Problematik und zeigt so bei der Fortführung der Versuche mit dem Getriebe die Lösungsansätze auf. In den anschließenden Versuchen zu Fahrbereichswchselvorgängen konnte das Schaltkonzept praktisch realisiert werden. Aus den dabei aufgetretenen Problemen ließen sich Verbesserungsmöglichkeiten ableiten, wie z. B. das Integrieren eines Positionssensors für die verschiebbaren Komponenten.

Die Berechnung der Getriebeeigenfrequenzen zeigte, dass selbst dynamische Vorgänge im Getriebe nicht zu Schwingungen führen. Das theoretische Ergebnis konnte in den Versuchen bestätigt werden.

Die Bestimmung des Systemwirkungsgrades führte zu Erkenntnissen über die verschiedenen Verlustarten im Versuchsstand. Fahrzeuggetriebe werden zwar i. d. R. in höheren Drehzahlbereichen betrieben, als das hier geschehen ist. Es ist aber davon auszugehen, dass sich das prinzipielle Verhalten auch dann nicht ändert.

4 Elektrischer Teilantriebsstrang des SEL

4.1 Struktur und Komponenten

4.1.1 Konzept des Elektrischen Teilantriebsstrangs

Der untersuchte Wandler ist antriebs- und abtriebsseitig mit der mechanischen Übertragungsstrecke verbunden. Da in Hybridfahrzeugen die Spreizung von Drehzahl und Drehmoment meist sehr groß ist, muss dies sowohl für die Eingangs- als auch für die Ausgangsseite zutreffen. Deshalb ist es vorteilhaft, das Wandlersystem aus zwei gleichgroßen Teilwandlern aufzubauen, die sowohl die gleiche Bemessungsleistung als auch das gleiche Spitzenmoment bei gleichem Strom aufzubringen in der Lage sind. Abbildung 4-1 zeigt das verwendete Prinzip der Leistungsverzweigung, bei dem ein kleinerer Anteil der Antriebsleistung (15-17%) über den elektrischen Wandler geleitet wird.

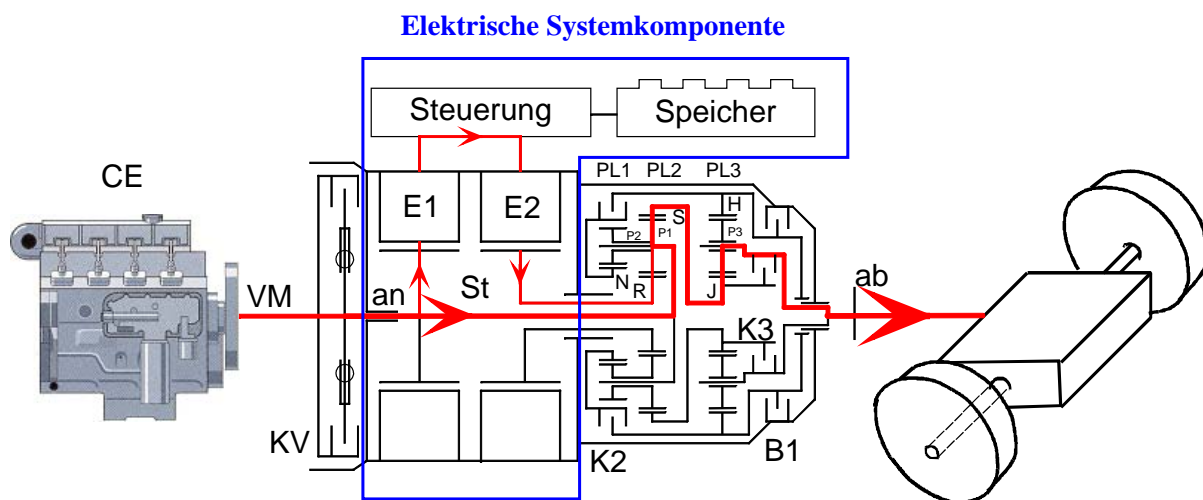


Abbildung 4-1 Elektrischer Antriebsstrang im leistungsverzweigten Getriebe mit Koppelwellen und 3-Stufen-Schaltgetriebe

Systemelemente:

CE:	Verbrennungsmotor	E1, E2	Elektromaschinen
KV, K2, K3:	Kupplungen	PL1, PL2, PL3	Planetengetriebestufen

Um die geforderte Leistung und die Drehzahlen in einem für elektrische Maschinen günstigen Bereich zu halten wird das Gesamtsystem aus zwei Koppelwellen mit einem Schaltgetriebe für drei Bereiche aufgebaut. Der mechanische Teil besteht aus einem Planetengetriebe (PL3), dessen Steg mit der Abtriebswelle verbunden ist, und den Verteilungsgetrieben

(PL1, PL2). Der elektrische Wandler benötigt zwei leistungsgleiche Elektromaschinen (E1, E2), die Leistungselektronik zur Wandlung von Strom und Spannung entsprechend des Drehmoment- und Drehzahlbedarfs sowie die Batterie als Energiespeicher. Die Leistungsverzweigung im Betrieb kann nun wie folgt beschrieben werden:

Drei Arbeitsbereiche sind möglich: Während des Starts greift die schnelle Koppelwelle (S) in das Schaltgetriebe ein. Eine hohe Übersetzung zur Abtriebswelle wird wirksam. Über die stellbare Übersetzung kann die schnelle Koppelwelle beschleunigt werden, während die langsame Koppelwelle (L) verzögert wird. Im nächsten Arbeitsbereich wird die geregelte Übersetzung wiederum erhöht. Die Kupplung (K3) kann geschlossen werden, während Kupplung (K2) geöffnet wird. Im 3. Bereich laufen ähnliche Vorgänge wie im ersten ab [33].

Für das Getriebe ist ein Gesamtstellbereich von 7 bis 9 erforderlich, wobei jeder Koppelstellbereich mit 1,7 bis 2 zu kleinen Stelleistungsamplituden, hohem Gesamtwirkungsgrad und kompakter Baugröße führen.

In den drei Fahrbereichen erfolgt eine Arbeitsteilung gemäß:

- bei großen Übersetzungen: E2: Generator, E1: Motor
- bei kleinen Übersetzungen: E2: Motor, E1: Generator, Stelleistung fließt über Leistungselektronik
- Anfahren:
 - mit Verbrennungsmotor im 1. Fahrbereich
 - mit 3 Antrieben: Verbrennungsmotor und 2 Elektromaschinen
- elektrisches Bremsen

4.1.2 Stellbereichsanforderungen

Die richtige Wahl geeigneter elektromechanischer Energiewandler wird im Wesentlichen durch die besonderen Erfordernisse der Anwendung bestimmt. Die Realisierung aller geforderten Arbeitspunkte ist grundlegendes Ziel eines jeden Antriebs.

Im vorliegenden Fall folgen aus den Simulationsrechnungen für das Gesamtgetriebe die Anforderungen an die beiden E-Maschinen. Damit ergeben sich aus den unterschiedlichen Fahrzyklen Punkte effektiver und maximaler Leistung. Die maximale Rückwärtssteigfähigkeit des Fahrzeugs wird durch das maximale Stillstandsmoment der E-Maschine 2 festgelegt. Die geometrischen Abmessungen der E-Maschinen werden im

Wesentlichen durch die Gesamtmaße des Getriebes bestimmt, um einen problemlosen Einbau in Serienfahrzeuge zu ermöglichen.

Danach ergeben sich ein maximaler Außendurchmesser von 250 mm und eine Gesamtlänge einer E-Maschine von 140 mm. Sämtliche Anforderungen sind in Abbildung 4-2 aufgeführt.

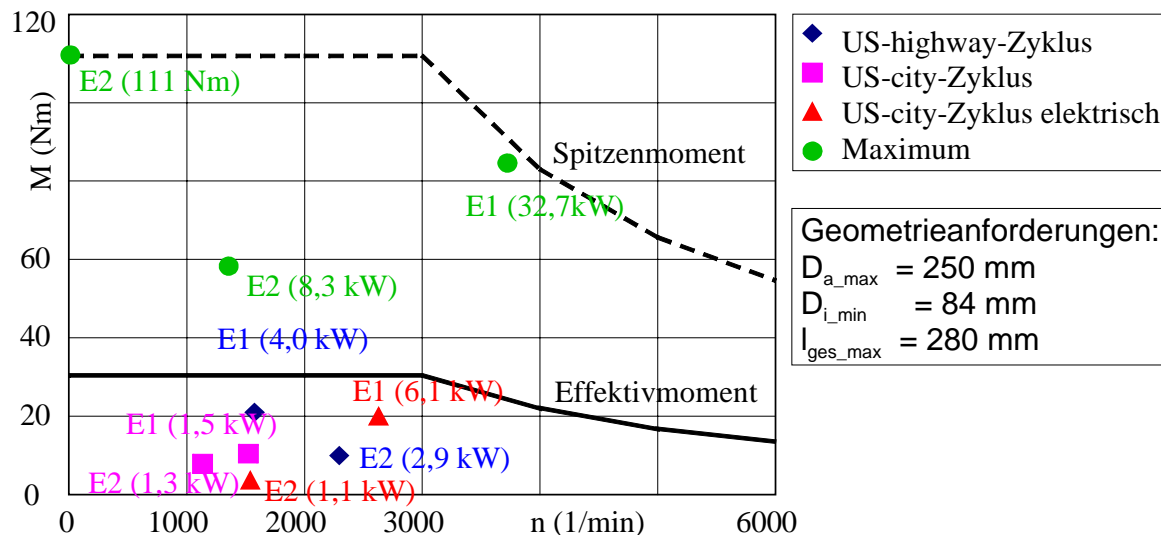


Abbildung 4-2 Anforderungen an die elektrischen Maschinen

Der Einsatz von E-Maschinen im autarken Betrieb erfordert vorrangig ein günstiges Masse-Leistungsverhältnis. Ein allgemeines Maß hierfür stellt die Kraftdichte dar, die oft auch als mittlerer Drehschub bezeichnet wird. Ferner soll der ausgewählte Maschinentyp folgende Eigenschaften aufweisen:

- einfache und kostengünstige Fertigung
- hoher Wirkungsgrad über den gesamten Arbeitsbereich
- Wartungsfreiheit
- hohe thermische und mechanische Stabilität

Da sich diese Punkte jedoch teilweise gegenseitig ausschließen, ist ein an den wichtigsten Ansprüchen orientierter Kompromiss zu suchen. Für einige Forderungen ist das gesamte Antriebssystem zu betrachten. Eine Massenreduzierung der E-Maschinen kann nicht ohne Berücksichtigung der übrigen Komponenten geschehen. Zu kleine, zu stark ausgenutzte Maschinen führen zu einer deutlichen Verringerung des Leistungsfaktors. Da die Stromrichter für die maximale Scheinleistung ausgeführt werden, kann dies bei Realisierung der selben maximalen Antriebsleistung zu einer Vergrößerung der Leistungshalbleiterchipflächen führen.

Unabhängig vom gewählten Maschinentyp lassen sich durch die Verwendung des bereits im Fahrzeug vorhandenen Kühlmediums Wasser die Baugrößen der elektrischen Maschinen reduzieren. Die hierfür realisierte Rohrwendelkühlung wird auch zur Kühlung der Leistungshalbleiter der Antriebsstränge genutzt, wobei nur ein Wasserkühlkreislauf im Fahrzeug vorgesehen ist. Die durch die entstehende Wärme im Verbrennungsmotor festgelegte maximale Kühlmittel- und Maschinenmanteltemperatur beträgt etwa 110° C. Eine Reduzierung der Kühlmittelvorlauftemperatur z. B. durch die Aufspaltung der Wasserkühlung in zwei Kreise, erlaubt eine weitere Baugrößenreduzierung der E-Maschinen. Im Falle der permanenterregten Synchronmaschine lassen sich ferner hochenergetischere Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) Magnete einsetzen, was den Raum für die Permanent-erregung reduziert.

Grundlegende Untersuchungen sehen nach freien Entwürfen die permanenterregte Synchronmaschine mit Innenläufer (PMS) und die Drehstromasynchronmaschine mit Kurzschlußläufer (ASM) in selber Ausführungsform gegenüber anderen Maschinentypen in den wichtigsten Belangen überlegen. Die PSM besitzt dabei die höhere Kraftdichte und den höheren Wirkungsgrad, während die ASM sich durch die geringeren Fertigungskosten und die größere thermische Stabilität auszeichnet.

Die Wahl der Maschinenart wird durch die geforderte Flexibilität des Energieflusses mitbestimmt. Für einen freien Energieaustausch ist ein bidirektionaler Betrieb zu bevorzugen. Als derzeit beste Variante hat sich die Verwendung der permanenterregten Synchronmaschine (PSM) mit Luftspalt-Schalenmagneten erwiesen. Die Maschinen wurden als Innenpoltyp gebaut mit festem Stator, der die in Nuten eingelegten Drehstromwicklung innenseitig trägt. Der Rotor ist auf der Außenseite beklebt mit Oberflächenmagneten aus NdFeB. Die Spezifikation der Maschinen sind:

Tabelle 4-1 Spezifikation der E-Maschinen

Nenndrehzahl:	3000 min ⁻¹	Nenndrehmoment:	30 Nm
Maximaldrehzahl:	4500 min ⁻¹	Maximalmoment:	120 Nm (3000 min ⁻¹)

Da der geforderte Stellbereich konstanter Leistung relativ klein ist, kann die Synchronmaschine auch in einem kleinen Feldschwächbereich betrieben werden. Dies bringt Vorteile im Wirkungsgrad, da dann der prozentuale Anteil des Feldschwächstroms ebenfalls begrenzt bleibt.

4.1.3 Leistungselektronik

Zur Ansteuerung der beiden permanent erregten Maschinen ist ein Doppelumrichter mit der in Abbildung 4-3 ersichtlichen Topologie erforderlich.

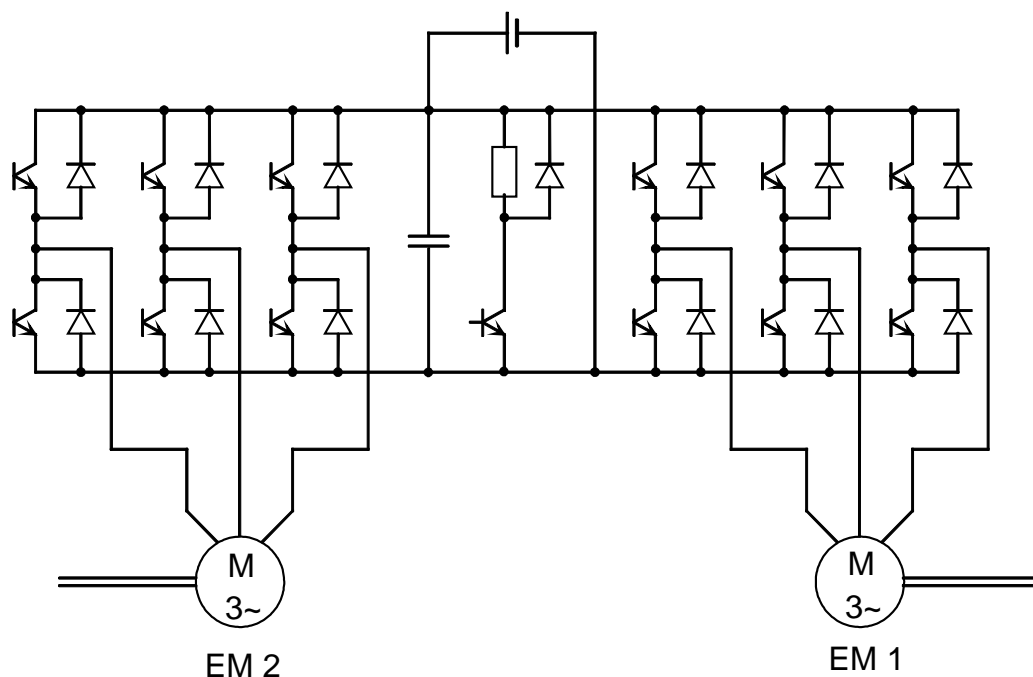


Abbildung 4-3 U-Umrichter mit Batteriespeicher

Für den Zwischenkreisumrichter kommen IGBT-Module der neuesten Generation zum Einsatz, die auf eine Zwischenkreisspannung von maximal 400 V ausgelegt sind. Der maximale Umrichterausgangsstrom von $I_{\max} = 500 \text{ A}$ bietet eine ausreichende Sicherheit bei der Erprobung und ermöglicht zusammen mit der maximalen Zwischenkreisspannung einen großen Spielraum für eine Variation der eingesetzten Batteriespannung. Ein Bremschopper verhindert ein zu großes Ansteigen der Zwischenkreisspannung durch den möglichen Generatorbetrieb der Motoren. Für erste Versuche ohne angeschlossenes Batteriesystem sind im Zwischenkreis Kondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 15,4 mF installiert. Die Umrichterbrücken besitzen integrierte Treiber zum

Eigenschutz sowie zum Schutz des kompletten Leistungsteils. Der gesamte Umrichter ist auf einem Kühlkörper montiert, der ebenso wie die Statoraußenkühlung der E-Maschinen des Getriebes an der gemeinsamen Wasserkühlung angeschlossen wird.

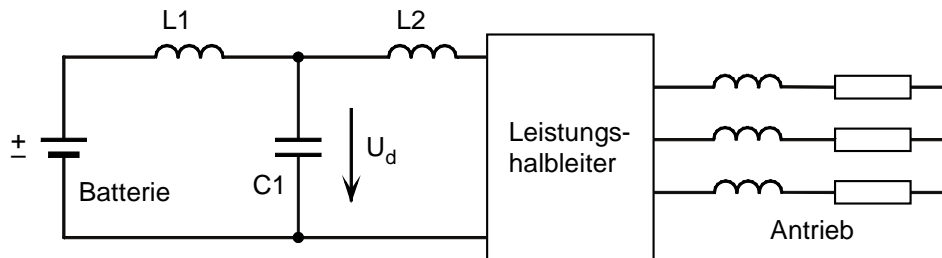


Abbildung 4-4 Dimensionierungstopologie des Umrichters

Dimensionierungsgrundlage bilden folgende Vorgaben:

Zwischenkreisspannung	U_d	= 300 V
Maximaler Ausgangsstrom	I_{\max}	= 500 A
Nennstrom	I_N	= 50 A
Nennausgangsfrequenz	f_N	= 150 Hz
Lebensdauer	t_{leb}	= 5000 h
Schaltfrequenz	f_{Schalt}	= 10 kHz
Wasserkühlung	$\vartheta_{\text{Kühl}}$	= 80 °C
Leistungsfaktor	$\cos\varphi$	= 0,8
Induktivität Zuleitung zur Batterie	L_1	= 4 μH , (ca. 2m)
Streuinduktivität des Aufbaus	L_2	= 50 nH
Kapazität der Kondensatorbatterie	C_1	= 15,4 mF

Die Dimensionierung des Umrichters gliedert sich in die beiden Komponenten Kondensatorbatterie und Leistungsbauelemente.

Die Kondensatorbatterie C_1 muß den gesamten pulsförmigen Strom mit all seinen Oberschwingungen aufnehmen können, da das Kabel zur Batterie aufgrund seiner Induktivität nur einen Stromanstieg von ca. 10 A/ μs zulässt, bei den Schaltvorgängen aber Stromänderungen bis zu 2 kA/ μs auftreten. Da der Kondensator selbst eine interne Serieninduktivität von ca. 20 nH aufweist und die Anschlüsse nochmals 10 nH ist eine

Parallelschaltung mehrerer Kapazitäten zur Senkung der Anschlussinduktivität erforderlich. Insbesondere Oberschwingungen mit hoher Frequenz sind problematisch und erzeugen Verluste in den Kondensatoren, die deren Lebensdauer reduzieren. Nach [6] ergibt sich für den Effektivwert des Verzerrungsstroms im Zwischenkreis ein Zusammenhang mit dem Modulationsgrad M und Leistungsfaktor $\cos \varphi$ nach Gleichung (4-1).

$$\frac{I_{d,VZ,eff}}{I_{eff}} = \frac{\sqrt{M \left(4\sqrt{3} (1 + 4 \cos^2(\varphi)) \right) - 9\pi M \cos^2(\varphi)}}{2\sqrt{2\pi}} \quad (4-1)$$

Unter Annahme von einem Modulationsgrad $M = 0,5$ und einem Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 0,8$ erhält man einen Effektivwert des Verzerrungsstroms von 36% der Größe des Effektivwertes des Laststroms je E-Maschine. Dieser führt in den Innenwiderständen der Zwischkreiskondensatoren (R_{iB}) und Batterie (R_{iC}) je nach Leistungsaufteilung zu zusätzlicher Erwärmung, wobei nach den Gleichungen (4-2) und (4-3) der Verzerrungsstrom quadratisch in die Verlustleistungen von Batterie (P_{VBZ}) und Kondensator (P_{VCZ}) eingeht.

$$P_{VZ} = R_{iB} \cdot I_{d,VZ,eff}^2 \quad (4-2)$$

$$P_{VCZ} = R_{iC} \cdot I_{d,VZ,eff}^2 \quad (4-3)$$

Dies ist bei einer konkreten Dimensionierung für den Kraftfahrzeugeinsatz zu beachten, da diese Verlustleistungen zu einer erheblichen Erwärmung der Kondensatoren und der Batterie führen können und somit Kühlmaßnahmen erforderlich sind.

Die Dimensionierung für den Versuchsstand ergibt eine Kondensatorbatterie mit einer Gesamtkapazität von 15,4 mF. Die Leistungshalbleiter sollten in der Regel eine Betriebstemperatur von 125° C nicht überschreiten, um für den Kurzschlussfall eine Reserve bis 150° C vorzuhalten. Wärmeverluste entstehen im Wesentlichen durch die Schaltvorgänge (Schaltverluste) und durch den hindurchfließenden Strom

(Durchlassverluste). Die Schaltverluste hängen von der Schaltspannung, dem zu schaltenden Strom sowie von der Schaltfrequenz und Phasenverschiebung ab. Für den vorliegenden Fall muss der maximale Strom als Grundlage der Berechnung herangezogen werden, da dieser unter Umständen für einen längeren Zeitraum als die Zeitkonstanten der Halbleiteranordnung zur Verfügung stehen muss. Es ergeben sich ca. 760 W durch die IGBTs und 90 W durch die Dioden. Bei den Durchlassverlusten ergeben sich 540 W durch die IGBTs und 150 W durch die Dioden. In Summe entstehen somit 1540 W Verluste, die die Betriebstemperatur der Leistungshalbleiter um ca. 31 K gegenüber dem Kühlwasser erhöhen. Die verbleibende Reserve von 14 K ist ausreichend für kurze Überlasten und eine erhöhte Kühlwassertemperatur. Die durch den Aufbau üblicherweise vorliegenden parasitären Streuinduktivitäten L_2 liegen in der Regel im Bereich unter 50 nH. Bei den hohen Schaltgeschwindigkeiten muss daher eine Spannungsreserve von ca. 100-200 V vorhanden sein:

$$U_{CE} = U_d + L_2 \cdot di/dt \quad (4-4)$$

Die Leistungshalbleiter sollten daher für eine Sperrspannung von mindestens 500 V ausgelegt werden. Aus den genannten Belastungen, Anforderungen und der Verfügbarkeit von Leistungsmodulen ergibt sich die Auswahl von Modulen mit einer Sperrspannung von 600 V und einem Dauerstrom bei 25° C von 500 A. Das Bauvolumen von Leistungshalbleitern inklusive Treiber und Strommessvorrichtung ergibt nach heutigem Stand der Technik ohne Spezialmaßnahmen 2000 cm³.

Deshalb fiel die Wahl auf Module der Fa. Semikron vom Typ SkiiP 502 GDL 061-458CTV, welche in Abbildung 4-5 abgebildet sind.

4.1.4 Batterie

Neuartige Fahrzeugkonzepte versuchen, den Forderungen nach Schonung der Ressourcen und Reduzierung der Schadstoffbelastung, insbesondere in den Ballungsgebieten, gerecht zu werden. Um diesen übergeordneten Zielen näher zukommen, wurden in den letzten Jahren Hybridfahrzeuge realisiert, die verschiedene Antriebe oder Speicher miteinander kombinieren, um energetisch ungünstige Betriebsbereiche

des Verbrennungsmotors zu vermeiden. Für Beschleunigungsvorgänge werden hohe Leistungsdichten und für große Reichweiten hohe Energiedichten benötigt.



Abbildung 4-5 Wassergekühlter Doppelumrichter

Um eine möglichst lange Lebensdauer zu garantieren, sind alle Speichersysteme mit einem Speichermanagement ausgerüstet, das die Einhaltung der spezifischen Grenzwerte (Temperatur, Ladezustand) überwacht. Bei der Wahl der Energiespeicher konkurrieren Doppelschichtkondensatoren und elektrochemische Energiespeicher miteinander. Unter den elektrochemischen Speichersystemen eignen sich vorzugsweise die alkalischen Systeme, da sie neben den technischen, ökonomischen und ökologischen Auswahlkriterien insbesondere die hohen reversiblen Leistungsanforderungen bei Leistungsaufnahme und –abgabe erfüllen, die wesentliche Voraussetzung für den Betrieb der Hybrid-Fahrzeuge sind.

Auswahl des Batteriesystems

Eine allgemeine Übersicht gängiger Batteriekonzepte bezüglich ihrer wichtigsten Eigenschaften ist in Tabelle 4-2 aus [31] dargestellt.

Tabelle 4-2 Vergleich zwischen verschiedenen Batterietypen nach [31]

Speichersystem		Pb/Gel	Ni/Cd	Ni/MH	Zn/Br ₂	Na/NiCl ₂	Na/S
Zellenspannung	[V]	2	1.2	1.2	1.5	2.58	2
max. Energiedichte	[Wh/kg]	30	40	60	60	80	100
max. Leistungsdichte	[W/kg]	60	200	175	60	80	100
Min. Ladedauer	[h]	10	0.5	2	4	5	4
Selbstentladung	[%/d]	0.1-0.5	2-10	2-10	1	0-20	0-20
Zyklus-Nutzungsgrad	[%]	75-90	65-85	65-85	50-70	75-85	80-90
Lebensdauer	[Voll-zyklen]	100-600	1000-2000	1000-2000	500-1000	1000-1500	500-1000
Betriebs-temperaturbereich	[°C]	-20...60	-20...50	-20...50	7...40	260...370	290...350

Die angegebenen Werte der Energiedichte sind Maximalwerte. Die tatsächlich abnehmbare Energie einer Batterie wird neben anderen Einflussfaktoren vor allem von der Entladeleistung bestimmt.

Die Abhängigkeit des gewichtsspezifischen Energieinhaltes von der spezifischen konstanten Entladeleistung beschreibt das Ragone-Diagramm aus [31] in Abbildung 4-6. Die Werte sind jeweils auf das Batteriegewicht bezogen, das sich bei einer fahrzeugtauglichen Version des Systems ergibt.

Die höchsten Energiedichten werden von Hochtemperaturbatterien erreicht, für hohe Entladeleistungen sind alkalische Systeme am besten geeignet. Die Bleibatterie bleibt deutlich unter den Ergebnissen anderer Batteriesysteme. Neben Energie- und Leistungsdichte beschreibt das Ragone-Diagramm auch das Innenwiderstandsverhalten:

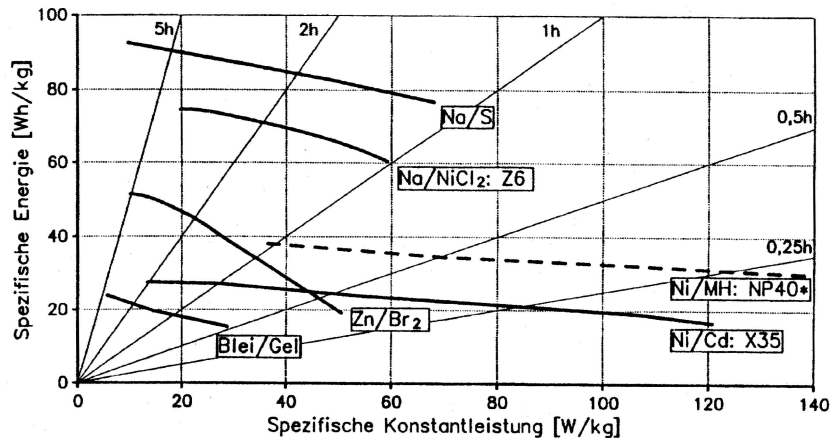


Abbildung 4-6 Ragone Diagramm nach [31]

Der mit zunehmender Belastung verbundene Rückgang der entnehmbaren Energie fällt bei Batterien mit hohem Innenwiderstand (Zn/Br_2) deutlich stärker aus, als bei Systemen mit vergleichsweise niedrigem Innenwiderstand (Ni/Cd , Ni/MH). Von den im Ragone-Diagramm dargestellten Systemen scheiden Blei/Gel- und Zn/Br_2 -Batterien auf Grund ihrer niedrigen Energie- bzw. Leistungsdichte für den Einsatz im Hybridfahrzeug aus. Von den Raumtemperatursystemen weist die Ni/MH -Batterie die höchste Energiedichte auf.

Eine weitere wichtige Größe bei Lade- und Entladevorgängen stellt der Ladewirkungsgrad η_{Ah} dar, welcher sich nach Gleichung (4-5) aus dem Verhältnis von entladener Ladungsmenge zu eingeladener Ladungsmenge berechnet. Oft wird dessen Kehrwert, der dem Ladefaktor LF entspricht, zur Beurteilung von Ladeprozessen verwandt.

$$\eta_{Ah} = \frac{1}{LF} = \frac{Q_{ab}}{Q_{zu}} \quad (4-5)$$

Der Ladewirkungsgrad/Ladefaktor charakterisiert Ladungsverluste, die z. B. durch Gasung und Selbstentladung entstehen und ist stark von der Art der Entladung und dem Ladeverfahren abhängig.

Leider weisen gerade NiMH Batterien einen ungünstigeren Ladefaktor von ca. 1,1 bis 1,4 auf, währenddessen dieser bei Bleibatterien bei ca. 1,1 liegt. D. h., bei Batterieladeprozessen kann ein ungünstigster Wirkungsgrad von ca. 71% auftreten. Abbildung 4-7 zeigt die Simulations-

ergebnisse für die notwendige Lade- und Entladespeicherleistung während eines US-City-Fahrzyklusses. Die maximale Ladeleistung beträgt etwa 20 kW. Diese Leistung wird der Batterie beim Bremsen hinzugeführt. Die maximale Entladeleistung beträgt etwa 35 kW. Bei einer Batteriespannung von 300 V entspricht dies einem maximalen Entladestrom von etwa 116 A. Die Leistungsabgabe einer Zelle hängt von der Entladetiefe (DOD) und dem Belastungsstrom ab. Mit steigendem Belastungsstrom erhöht sich auch die Leistungsabgabe der Zelle. In der Praxis sollte auf Grund der ansteigenden Verlustleistungen die Zellenspannung $\frac{2}{3}$ der Nominalspannung nicht unterschreiten. Für NiMH beträgt dies 0.85 V. Tabelle 4-3 zeigt drei NiMH Zellentypen von VARTA mit den entsprechenden Daten.

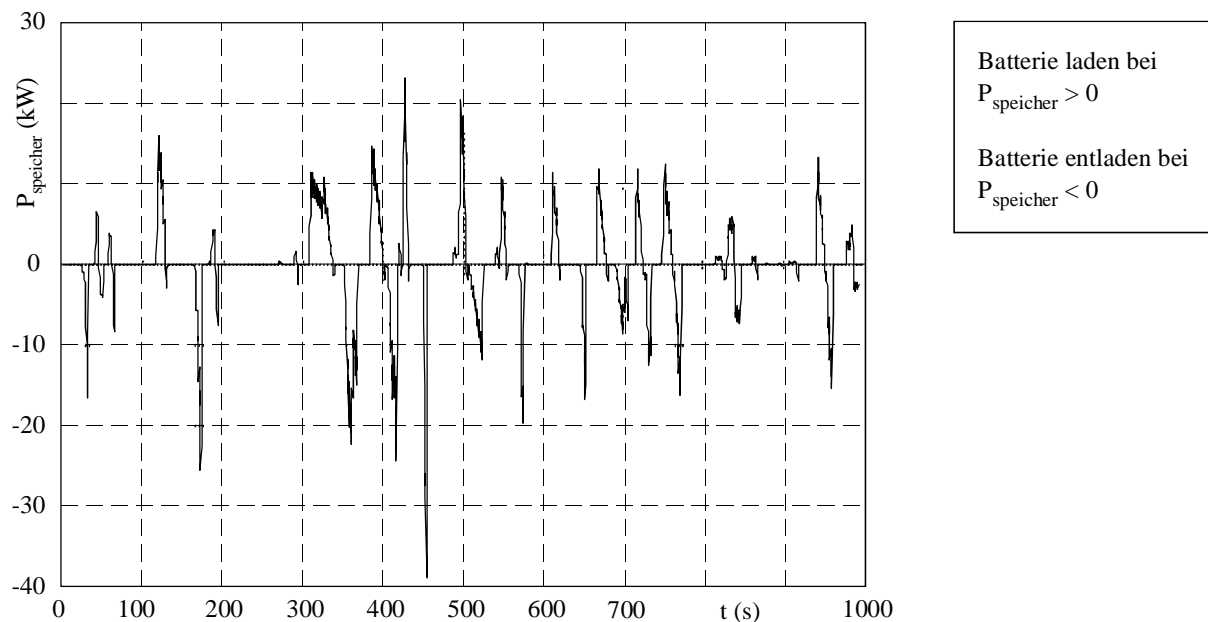


Abbildung 4-7 Simulation der Lade- und Entladeleistung des Speichers im US-City-Zyklus

Der Batterietyp NR5 UHP ist für die von dem Hybridfahrzeug geforderte Lade- und Entladeleistung nicht geeignet, denn bereits bei 100 A Entladestrom beträgt der Entladewirkungsgrad weniger als 60%. Auch bei kleineren Strömen ist der Wirkungsgrad auf Grund des hohen Innenwiderstands klein. Für eine Zwischenkreisspannung von 300 V benötigt man 240 Zellen. Der Zellentyp NR 28 UHP fällt aus Gewichtsgründen aus ($240 \cdot 0.93 \text{ kg} = 223 \text{ kg}$). Der Zellentyp Nr10 UHP ist für die Hybridfahrzeuganwendung sehr gut geeignet. Das Gesamtbatteriegewicht beträgt

91.2 kg und der Gesamtenergieinhalt 3 kWh. Eine Gegenüberstellung der Entladewirkungsgrade ist in Abbildung 4-8 ersichtlich.

Tabelle 4-3 NiMH Zellen von Varta

Zellentyp											
NR 5 UHP				NR 10 UHP				NR 26 UHP			
I[A]	U[V]	P[W]	C[Ah]	I[A]	U[V]	P[W]	C[Ah]	I[A]	U[V]	P[W]	C[Ah]
5	0,97	4,85	5,2	10	0,97	9,7	10,5	26	0,97	25,22	27,1
25	0,9	22,5	5,1	50	0,9	45	9,8	52	0,95	49,4	26,7
50	0,85	42,5	5	100	0,85	85	9,5	130	0,9	117	25,9
75	0,8	60	4,8	200	0,8	160	8,6	260	0,8	208	24,9
125	0,7	87,5	4,6	300	0,6	180	8				
$I_{\max} = 125 \text{ A}$				$I_{\max} = 300 \text{ A}$				$I_{\max} = 600 \text{ A}$			
$R_{\text{in}} = 3.3 \text{ m}\Omega$				$R_{\text{in}} = 2 \text{ m}\Omega$				$R_{\text{in}} = 1 \text{ m}\Omega$			
$M = 0.19 \text{ kg}$				$M = 0.38 \text{ kg}$				$M = 0.93 \text{ kg}$			

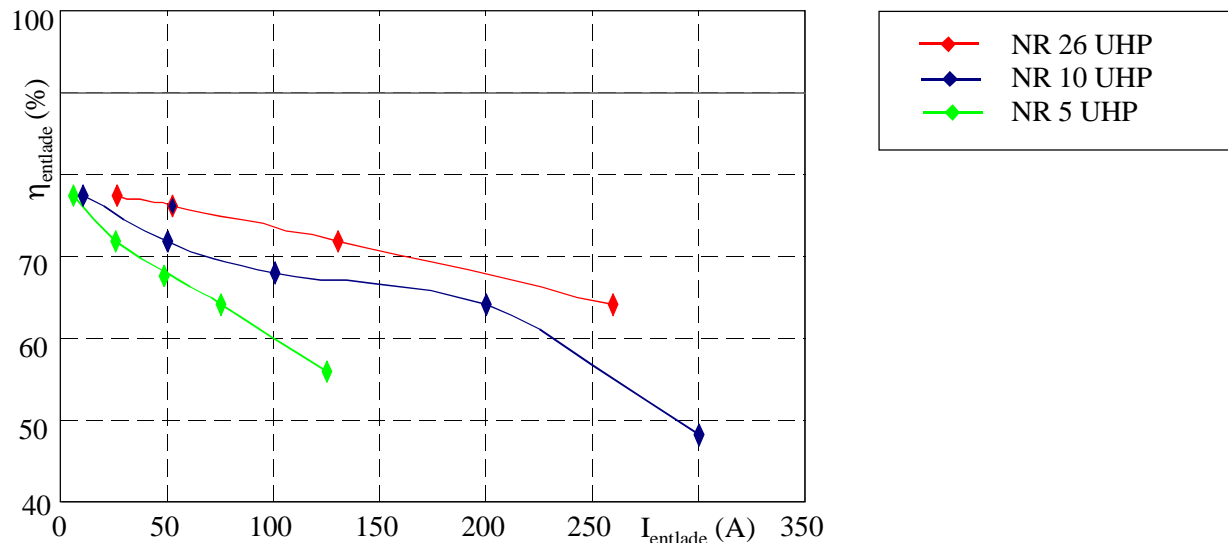


Abbildung 4-8 Entladewirkungsgrad von NiMH Batterien (Varta)

Um den Lade/Entladewirkungsgrad und die Lebensdauer des Batteriesystems zu erhöhen, kann die NiMH-Batterie mit einem Superkondensator kombiniert werden. Hinsichtlich der Leistungselektronik gibt es zwei Möglichkeiten dies zu realisieren, welche in [32] verglichen werden:

Ein Parallelkonzept erlaubt einen einfachen Energieaustausch zwischen Kondensator und Batterie sowie die Ladung des Superkondensators mit regenerativer Bremsenergie des Fahrzeugs. Die Zwischenkreisspannung entspricht der Batteriespannung und ist unabhängig vom Ladezustand des Superkondensators. In einem Reihenkonzent sind die beiden Spannungsebenen frei wählbar, sollen in ihrer Summe jedoch der Zwischenkreisspannung entsprechen. Durch die Stromregelung treten keine transienten Vorgänge beim Beschleunigen auf.

Da die Vorteile die materiellen Mehrkosten nur bedingt aufwiegen, wird auf eine nähere Untersuchung des Kondensatorkonzeptes verzichtet.

4.2 Antriebsnahe Regelung der permanent erregten

Synchronmaschine

4.2.1 Feldorientierung

Es ist bekannt, dass Drehfeldmaschinen mit ihrem Wicklungssystem ein komplexes mathematisches Gebilde darstellen, welches zunächst keine getrennte Steuerung von feldbildender und drehmomentbildender Komponente des Ständerstroms zuließ. Demzufolge galt es ein Verfahren zu finden, das es ermöglicht, diese beiden Stromanteile zu entkoppeln. Ergebnis der Forschungen war das Prinzip der Feldorientierung und die darauf beruhende feldorientierte Regelung, deren Basis die Einprägung der entkoppelten Ständerstromkomponenten durch einen unterlagerten Stromregelkreis ist.

Des Weiteren erfolgt die Ansteuerung heutiger Antriebe mittels leistungselektronischer Stellglieder wie in Abbildung 4-9 dargestellt.

In ihnen sind die Ventilpaare anhand der vom Mikrorechner generierten Pulsmuster so zu schalten, dass dreiphasige Spannungen bestimmten Betrags und Phasenwinkels sowie vorgegebener Frequenz an die Maschine angelegt werden. Derartige Pulsmuster zu erzeugen, ist Aufgabe der Raumzeigermodulation.

In [1] wird erläutert, wie ein Spannungszwischenkreiswechselrichter angesteuert werden kann, um den Ständerstrom in eine Drehfeldmaschine einzuprägen. In [5] wird praxisnah dargelegt, wie mit Hilfe eines Mikrocontrollers oder DSP dies realisiert werden kann.

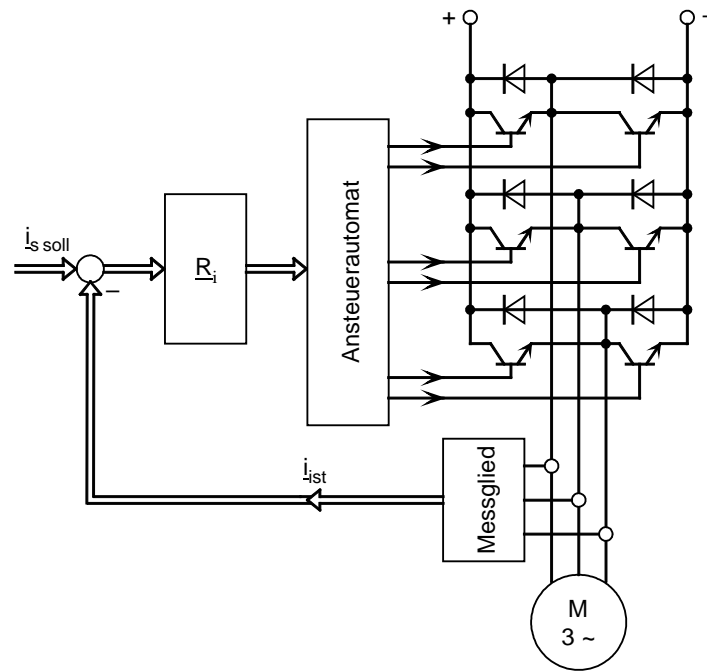


Abbildung 4-9 Vektorielle Regelung des Ständerstroms einer Drehfeldmaschine nach [1]

Feldorientierung der Synchronmaschine

Basis einer feldorientierten Modellierung ist ein komplexer Raumzeiger der Ständergrößen gemäß (4-6). Dieser wird definiert, um die oben erwähnte Komplexität des Dreiphasensystems einer einfacheren Beschreibung zu unterziehen.

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = x_{\alpha} + jx_{\beta} = \frac{2}{3} \left(x_1 + \underline{a}x_2 + \underline{a}^2x_3 \right) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4-6)$$

Die Berücksichtigung der zugehörigen Nullkomponente

$$x_0 = x_1 + x_2 + x_3 \quad (4-7)$$

entfällt, da eine symmetrische Maschine in Dreieck- oder Sternschaltung ohne angeschlossenen Sternpunkt vorausgesetzt wird.

Nach dem Prinzip der Feldorientierung ist es nun erforderlich, den in (4-6) formulierten Raumzeiger in ein mit dem Polrad umlaufendes Koordinatensystem zu transformieren. Als Bezugsachse wird dabei die als d-Achse bezeichnete Richtung der Polradflussverkettung $\underline{\Psi}_p$ gewählt, welche

nach Abbildung 4-10 um den Transformationswinkel ϑ aus dem ständerfesten $\alpha\beta$ - Koordinatensystem herausgedreht ist. Die vollständige Gleichung der Transformation von Ständergrößen in ein polradflussorientiertes Koordinatensystem lautet damit:

$$\underline{x}_{dq} = x_d + jx_q = \underline{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\vartheta} \quad (4-8)$$

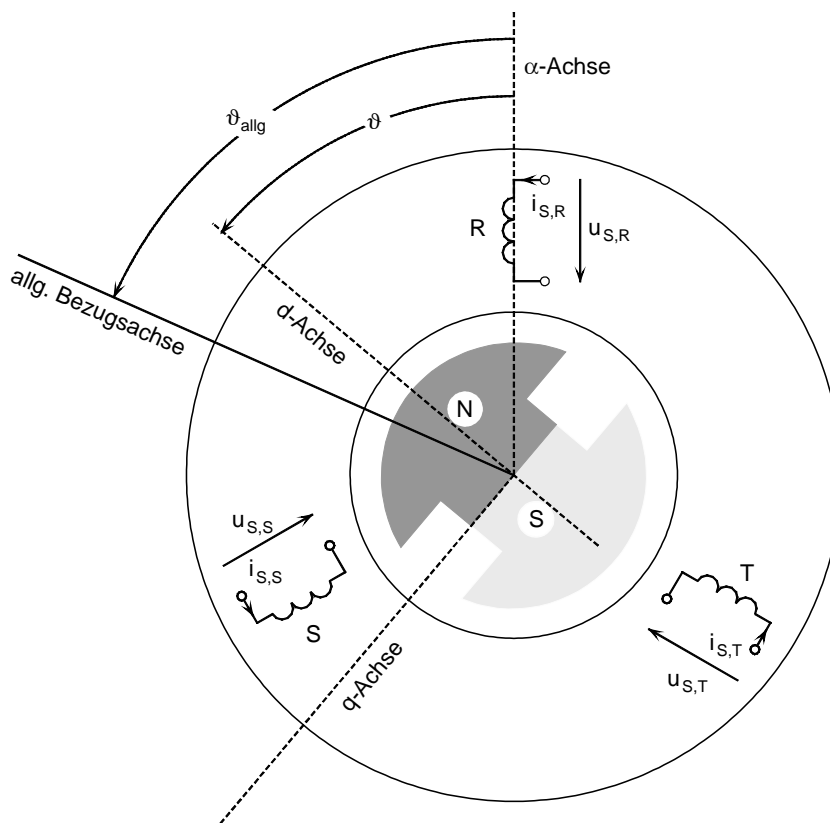


Abbildung 4-10 Zweipoliges Modell einer permanent erregten Synchronmaschine

Die reale Umsetzung von (4-8) erfolgt in zwei Schritten. Im ersten Schritt werden die Komponenten des Raumzeigers im ständerfesten $\alpha\beta$ - Koordinatensystem ermittelt. Anschließend erfolgt als zweiter Schritt die Transformation in das dq -System. Beiden Schritten gemein ist die Auflösung der Exponentialfunktionen in (4-6) und (4-8) durch Anwendung der Eulerschen Formel, welche zu Matrizen konstanter bzw. trigonometrischer Transformationskoeffizienten führt.

Da die Feldorientierung nicht nur mit dem Raumzeiger der Größen Ständerspannung und -strom, sondern auch mit dem der Ständerflussverkettung durchgeführt werden kann, ist es möglich, ein Ersatzschaltbild

der Synchronmaschine im polradflussorientierten Koordinatensystem gemäß Abbildung 4-11 zu finden. Dies wird die Grundlage für die angewandten Regelstreckenmodelle bilden, wobei zu beachten ist, dass sich durch die oben genannte Wahl der Bezugsachse die d-Komponente der Ständerflussverkettung nach (4-9) ergibt.

(4-9)

$$\Psi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + \Psi_p = (L_{sh,d} + L_{s\sigma}) i_{sd} + \Psi_p$$

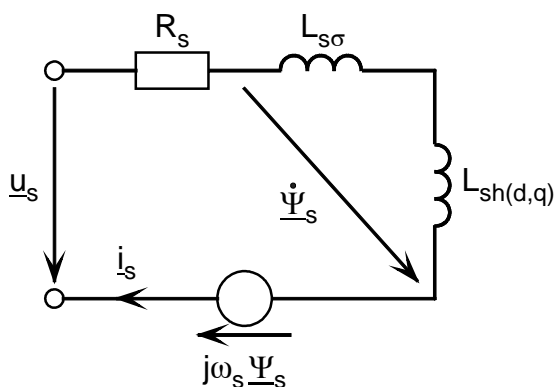


Abbildung 4-11 Ersatzschaltbild der Synchronmaschine

Den bisherigen Ausführungen zur Feldorientierung ist zu entnehmen, dass sowohl der Istwerterfassung der Ständergrößen als auch der Bestimmung des Transformationswinkels eine wichtige Rolle zukommt. Hinsichtlich der Ständergrößen ist das Hauptaugenmerk auf die Stromistwerterfassung zu richten, da das damit verbundene Übertragungsverhalten des Messglieds letztendlich den Reglerentwurf und somit auch das dynamische Verhalten des unterlagerten Stromregelkreises entscheidend beeinflusst. Aus diesem Grund gilt es, die unterschiedlichen Verfahren zur Strommessung in ihren Charakteristiken zu kennen.

Die erste und im Rahmen dieser Arbeit angewandte Variante ist die Augenblickswertmessung der Stromgrundschiwingung mittels AD-Wandler. Problem hierbei sind jedoch die aufgrund der Pulsung auftretenden und miterfassten Oberschwingungen. Sie zu unterdrücken würde zusätzliche Filter und damit zusätzliche Verzögerungen in der Messwerterfassung bedeuten. Um diese vermeiden zu können, ist bei der Raumzeigermodulation der Zeitpunkt der Messung entscheidend. Nach

[5] sollte dieser im Hinblick auf die Raumzeigermodulation möglichst in der Mitte der Nullzeit (siehe folgende Ausführungen zur Raumzeigermodulation) liegen.

Die zweite Möglichkeit der Strommessung ist die integrierende Erfassung mittels Spannungs-Frequenz-Wandlung, wodurch von vornherein die Notwendigkeit zusätzlicher Filter entfällt. Nachteil dieser Variante ist aber, dass der Stromregelung nur Mittelwerte zur Verfügung gestellt werden, was dementsprechend beim Reglerentwurf zu berücksichtigen ist.

Eine weitere Voraussetzung für die Anwendung der Feldorientierung ist die Kenntnis des Transformations- bzw. Polradlagewinkels, welcher sich durch verschiedene Verfahren bestimmen lässt. Hierbei bildet der Inkrementalgeber eine erste Variante, der z. B. auf magnetischer Basis ein unmittelbar auf der Welle montiertes Zahnrad erfasst und als Folge einzelne Zählimpulse generiert. Damit kann in Bezug auf die Impulszahl pro Umdrehung ein relativer Rückschluss auf die aktuelle Rotorlage gezogen werden. Nachteil dieses Messsystems ist jedoch ein Wegdriften des Rotorwinkels, sobald die Zählimpulse nicht richtig erfasst werden. Deshalb ist es bei dieser Variante notwendig einen zusätzlichen Nullimpuls auszuwerten, der nach jeder Umdrehung die Funktion einer Rekalibrierung übernimmt. Darüber hinaus erfordert die relative Erfassung der Rotorlage eine Synchronisation des resultierenden Polradflusses mit einem in d-Richtung angelegten Ständerfeld.

Zweite Möglichkeit der Ermittlung des Polradlagewinkels ist die Verwendung eines Resolvers. Hierbei handelt es sich um ein absolut anzeigendes Messsystem, d. h., der ermittelte Winkel steht unmittelbar sofort nach dem Einschalten als Binärzahl zur Verfügung. Demzufolge entfällt bei dieser Variante die Notwendigkeit einer Synchronisation. Eine detailliertere Beschreibung des Einsatzes und der Auswertung solcher Resolver findet sich in [5]. Dritte Möglichkeit zur Bestimmung des Polradlagewinkels ist das Hinterlegen eines Maschinenmodells im Prozessor. Dieses Modell wird mit den gemessenen elektrischen Größen Ständerspannung und -strom sowie der Drehzahlinformation gespeist und ermittelt daraus den Raumzeiger des Rotorflusses. Da dies einen zusätzlichen Rechenaufwand darstellt, ist diese Art der Bestimmung der Polradposition meist leistungsfähigeren Prozessoren vorbehalten oder sie findet dort statt, wo im Hinblick auf einen wartungsarmen und robusten

Betrieb des Antriebs auf eine mechanische Messeinrichtung verzichtet werden muss.

4.2.2 Raumzeigermodulation

Es wurde eingangs erwähnt, dass es Aufgabe der Raumzeigermodulation ist, die im Prozessor errechneten Stellgrößen in ein entsprechendes Pulsmuster zur Ansteuerung des Wechselrichters umzuwandeln. Konkret bedeutet dies die Berechnung und Ausgabe der einzelnen Ventilschaltzeiten. Dass dies keine triviale Aufgabe ist, zeigen die Ausführungen in [5]. Hierin findet sich auch eine detaillierte Beschreibung des zur Bestimmung der Schaltzeiten notwendigen Gleichungsapparats, welcher in diesem Kapitel nicht weiter ausgeführt ist. Stattdessen erfolgt ein Überblick über das Prinzip der Raumzeigermodulation und der wesentlichen Probleme, die bei der Umsetzung zu berücksichtigen sind. Nach den vorangegangenen Überlegungen weist der Begriff Raumzeigermodulation darauf hin, dass die Berechnung der Schaltzeiten im ständerfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem stattfindet. Hierin erlaubt der Einsatz eines dreiphasigen Wechselrichters mit seinen drei Brücken-zweigen zu je zwei schaltbaren Ventilen die Erzeugung von acht Standardspannungsvektoren \underline{u}_0 bis \underline{u}_7 , wie sie in Abbildung 4-12 dargestellt sind. Die Vektoren \underline{u}_0 und \underline{u}_7 werden dabei als sog. Nullvektoren bezeichnet, da alle Brücken-zweige auf dem negativen bzw. positiven Potential der Zwischenkreisspannung liegen.

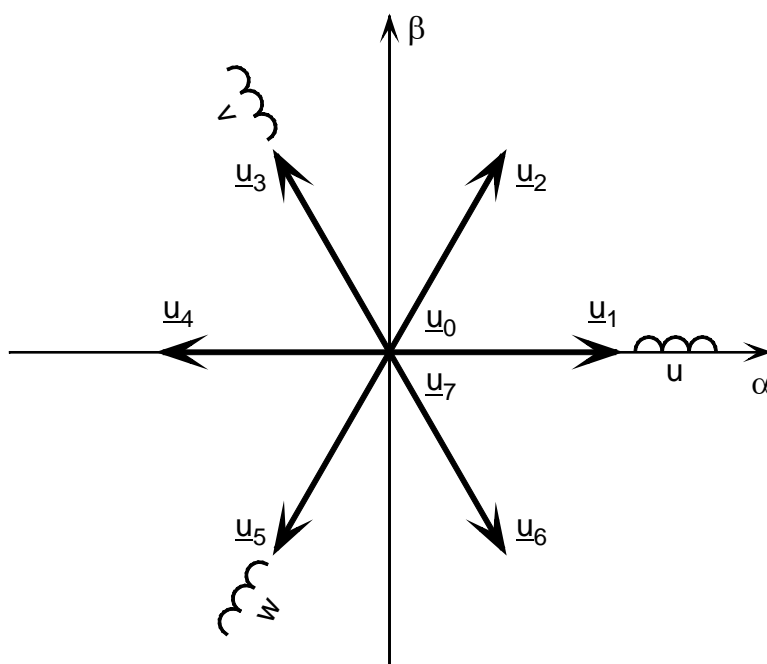


Abbildung 4-12 Standardspannungsvektoren der Raumzeigermodulation

Abbildung 4-12 zeigt, dass die Standardspannungsvektoren den Vektorraum in sechs Sektoren á 60° einteilen. Ihre zeitliche Abfolge ergibt sich, indem immer in nur einem der drei Brückenzeige der Schaltzustand geändert wird. Diese Eigenschaft der Minimierung der Schalthandlungen ist ein großer Vorteil der Raumzeigermodulation. Das dazu erforderliche Schaltmuster ist in Tabelle 4-4 zusammengefasst.

Tabelle 4-4 Schaltmuster zur Erzeugung der Standardspannungsvektoren

	\underline{u}_0	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_7
u	0	1	1	0	0	0	1	1
v	0	0	1	1	1	0	0	1
w	0	0	0	0	1	1	1	1

Nachdem nun geklärt ist, welche Standardvektoren zur Ausgabe des Ständerspannungsvektors möglich sind, gilt es zu untersuchen, wie aus diesen ein beliebiger Ständerspannungsvektor erzeugt werden kann. Dazu wird vorausgesetzt, dass der zu realisierende Ständerspannungszeiger in Betrag und Phase bekannt ist, wodurch er nach Abbildung 4-12 einem der sechs möglichen Sektoren zugeordnet werden kann. Die Folge ist eine Zerlegbarkeit des gewünschten Ständerspannungszeigers in Komponenten, die in Richtung der benachbarten Standardvektoren zeigen. Wird weiterhin angenommen, dass zur Realisierung des maximalen Betrags eines Standardvektors die Pulsperiode T_P zur Verfügung steht, so ergibt sich die Schaltzeit der jeweiligen Komponente des Ständerspannungszeigers zu:

$$T_{\underline{u}_s}^v = \frac{|\underline{u}_s^v|}{|\underline{u}_v|_{\max}} T_P \quad (4-10)$$

mit $v = 1 \dots 6$ und

$$|\underline{u}_v|_{\max} = \frac{2}{3} U_d \quad (4-11)$$

Im allgemeinen Fall sind stets zwei Schaltzeiten pro Ständerspannungszeiger nach (4-10) zu berechnen. Ihre Summe wird je nach Betrag des

gewünschten Ständerspannungsvektors kleiner oder - wie in einem späteren Beispiel noch gezeigt werden wird - größer sein als die zugelassene Pulsperiode. Für den Fall, dass

$$T_P - (T_{\underline{u}_s}^{\nu} + T_{\underline{u}_s}^{\nu+1}) > 0 \quad (4-12)$$

ist, wird während der Restdauer, der sog. Nullzeit, ein Nullspannungszeiger der Form \underline{u}_0 oder \underline{u}_7 ausgegeben. Welcher von beiden dies im einzelnen ist, richtet sich danach, welcher von ihnen durch die Änderung des Schaltzustands nur eines Brückenzeigs realisiert werden kann.

Aus (4-10) ergibt sich die weitere Schlussfolgerung, dass zur Berechnung der Schaltzeiten die Beträge der jeweiligen Komponenten des Ständerspannungszeigers bekannt sein müssen. Demzufolge soll im Folgenden kurz jene Methode vorgestellt werden, die im Rahmen dieser Arbeit zur Bestimmung dieser Beträge verwendet wird.

Basis der Herleitung der Bestimmungsgleichungen ist Abbildung 4-13a, die einen vergrößerten Ausschnitt der in Abbildung 4-12 dargestellten Sektoren zeigt. Daraus können unter der Voraussetzung, dass der zu realisierende Ständerspannungszeiger nach Betrag und Phase im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem bekannt ist und unter Anwendung geometrischer Beziehungen die Gleichungen

$$|\underline{u}_s^{\nu}| = |\underline{u}_s| \cdot \cos \gamma - |\underline{u}_s| \cdot \tan 30^\circ \cdot \sin \gamma \quad (4-13)$$

und

$$|\underline{u}_s^{\nu+1}| = \frac{1}{\cos 30^\circ} |\underline{u}_s| \cdot \sin \gamma \quad (4-14)$$

abgeleitet werden, welche mittels des Additionstheorems

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cdot \cos \beta - \cos \alpha \cdot \sin \beta \quad (4-15)$$

in die Bestimmungsgleichungen der einzelnen Ständerspannungskomponenten gemäß (4-16) und (4-17) umgewandelt werden können.

$$|\underline{u}_s^v| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}_s| \cdot \sin(60^\circ - \gamma) \quad (4-16)$$

$$|\underline{u}_s^{v+1}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}_s| \cdot \sin \gamma \quad (4-17)$$

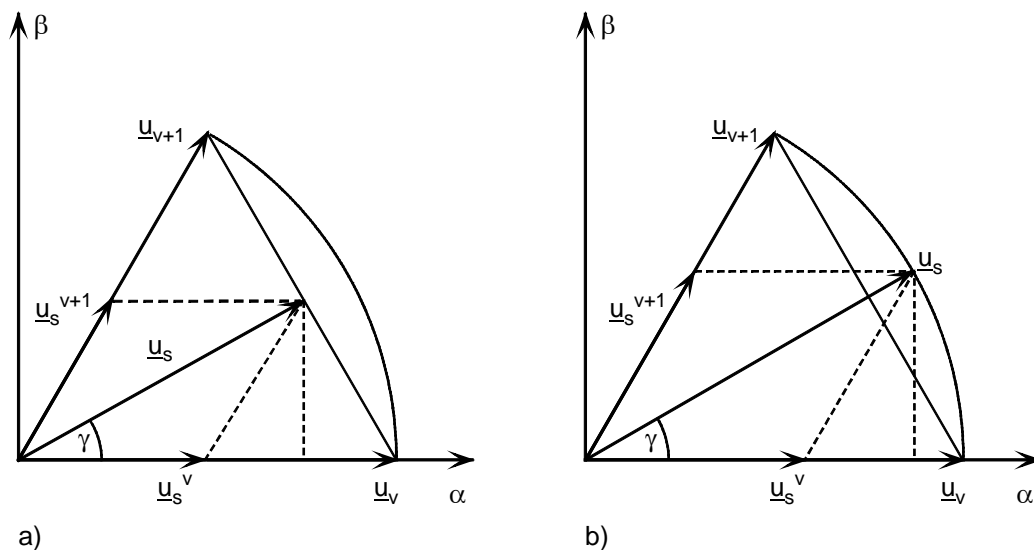


Abbildung 4-13 Möglichkeiten der Zerlegung des gewünschten Ständerspannungszeigers a) zu realis. Betrag ist kleiner als der max. Betrag des Standardvektors b) zu realis. Betrag ist gleich dem max. Betrag des Standardvektors

Natürlich gelten die in (4-16) und (4-17) angegebenen Gleichungen für beide in Abbildung 4-13 dargestellten Zerlegungen des Ständerspannungszeigers. Dennoch birgt Abbildung 4-13b eine Besonderheit. Werden für diesen Fall nämlich die beiden Komponenten bzw. die beiden Schaltzeiten bestimmt, so ist deren Summe größer als die zugrunde liegende Pulsperiode. Die logische Konsequenz dieses Problems ist eine Begrenzung des maximalen Betrags des Ständerspannungszeigers. Diese direkte Betragsbegrenzung wird bei der späteren Realisierung des Stromreglers eine wichtige Rolle spielen und kann prinzipiell auf zwei verschiedene Arten erfolgen. Die erste Möglichkeit ist die sog. Sechseckmodulation, in der der Betrag des Ständerspannungszeigers auf das durch die Standardvektoren nach Abbildung 4-12 aufgespannte Sechseck begrenzt wird. Die Folge ist ein vom Winkel des Ständerspannungszeigers abhängiger Grenzwert. Dies zeigt bereits, dass bei der

Umsetzung dieser Begrenzungsart zusätzliche Berechnungen im Stromregler erfolgen müssen, um dieser Winkelabhängigkeit in jedem Abtastschritt Rechnung tragen zu können. Dagegen bietet die zweite Variante eine einfachere Art der Begrenzung. Es handelt sich dabei um die sog. Sinusmodulation, in der der Betrag des Ständer-spannungszeigers auf den inneren, das Sechseck tangierenden Kreis begrenzt wird. Damit ist zwar eine größere Einschränkung des Realisierbarkeitsbereichs verbunden, aber es ergibt sich ein konstanter Grenzwert der Form:

$$|\underline{u}_v|_{\max \text{ Sinus}} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d \quad (4-18)$$

In Abbildung 4-14 sind die Realisierungsbereiche des Spannungsvektors dargestellt.

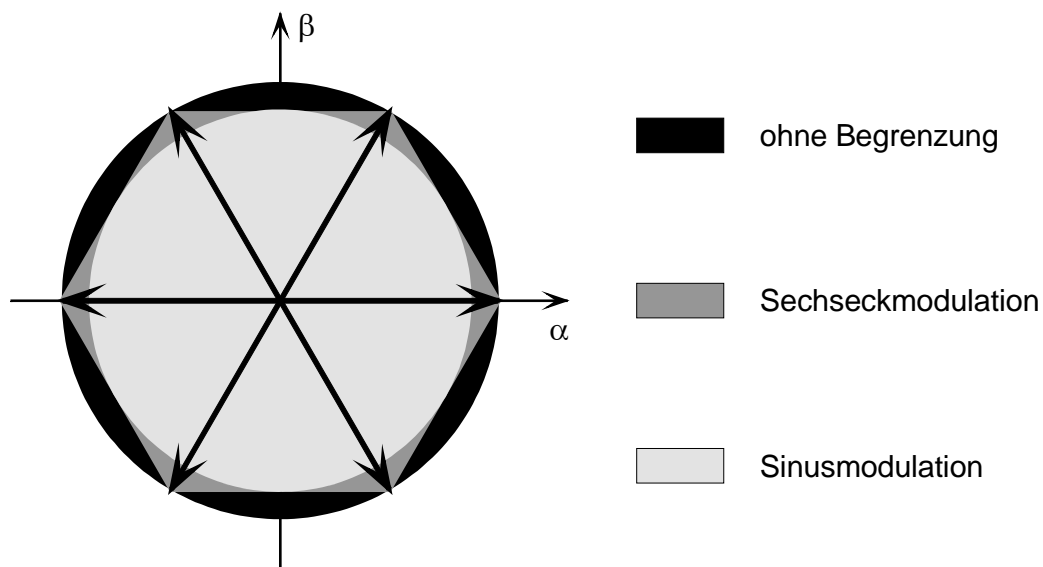


Abbildung 4-14 Realisierungsbereiche des möglichen Maximalbetrags des Spannungsvektors

Neben diesem mathematisch bedingten Problem bzgl. der nutzbaren Zeigerebene gibt es jedoch auch definierte technische Gründe, die zu einer weiteren Einschränkung der realisierbaren Ständerspannungsvektoren führen. Hierzu gehören z. B. die inneren Schaltzeiten der Wechselrichterventile. Diese müssen bei einem Zustandswechsel entsprechend berücksichtigt werden, um Kurzschlüsse im Stromrichter zu

vermeiden. Da sich hierdurch aber ein Spannungsfehler ergibt, müssen Maßnahmen zur Kompensation solcher Totzeiten getroffen werden. Ein weiterer Punkt, der bei der Umsetzung der Raumzeigermodulation beachtet werden muss, ist die Synchronisation von Modulation und Regelung. Dabei gilt es ein Synchronisationsmuster zu finden, das die Spannungsausgabe in einem konstanten Zeitraster erlaubt. Mehr Ausführungen zu diesen Problemen finden sich in [5]. Im konkreten Fall der antriebsnahen Regelung mit dem Mikrocontroller SAB 88C166 bzw. C167 wurde dabei folgende Methode angewandt:

Die Pulsperiode des Musters der Raumzeigermodulation von $66 \mu\text{s}$ bildet das Grundzeitraster der gesamten Regelung. Nach sechs Pulsperioden mit identischen Schaltzeiten werden durch den PI-Stromregler aus den gemessenen Stromistwerten und dem Stromsollwert die neuen Schaltzeiten berechnet und der CAPCOM-Einheit zugewiesen. Nach jeweils 84 Pulsperioden berechnet der überlagerte Drehzahlregler wiederum die neuen Stromsollwerte.

Sollte die Begrenzung der Stellgröße, d. h., der maximal realisierbare Ständerspannungsbetrag erreicht werden, müssen durch die Raumzeigermodulation nur noch die Standardspannungsvektoren ausgegeben werden (Sechseckmodulation, Blockbetrieb). Bei dem realisierten Versuchsaufbau und der konkreten Umrichter- und Motordimensionierung wurde jedoch ein solcher Betriebszustand im gesamten Drehzahlbereich nicht erreicht, da zur Einprägung der erforderlichen Ströme nicht Spannungsbeträge in der entsprechenden Größenordnung nötig waren. Zum Schutz der E-Maschinen werden die effektiven Statorströme auf 200 A begrenzt.

4.2.3 Stromregelung

Basis der Herleitung eines Modells der Stromregelstrecke der Synchronmaschine ist das Differentialgleichungssystem der Ständerspannungskomponenten, welches nach den Vorbetrachtungen zur feldorientierten Regelung und damit im Hinblick auf ein polradflussorientiertes Koordinatensystem folgendermaßen formuliert werden kann:

Nach [5] ergibt sich das in Abbildung 4-15 dargestellte Modell der permanenterregten Vollpolsynchronmaschine im polradflussorientierten Koordinatensystem.

Ideales Ziel einer Regelung ist es, durch Rückkopplung einen stabilen Regelkreis zu erhalten, der in jedem Arbeitspunkt die Ausgangsgrößen unverzögert den Eingangsgrößen nachführen kann. Real ist dies jedoch nur genähert zu erreichen. Diese Näherung aber bestmöglich zu gestalten, ist Aufgabe des Reglerentwurfs.

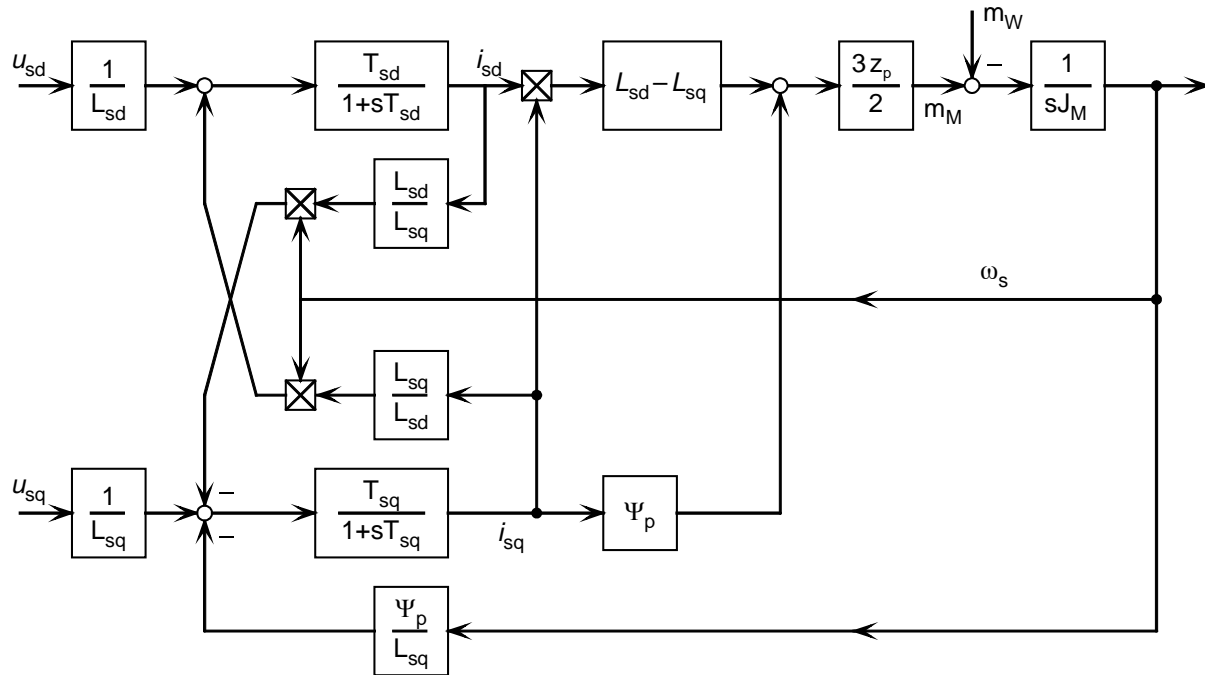


Abbildung 4-15 Modell der permanentenerregten Vollpol-SM im polrad-flussorientierten Koordinatensystem

Zu diesem Zweck stehen unterschiedliche Methoden zur Verfügung, die von einfacheren Einstellregeln bis hin zu komplexeren mathematischen Entwurfsstrategien reichen. Ihr jeweiliger Einsatz richtet sich zum größten Teil nach den Gesichtspunkten Schnelligkeit und Güte des Übergangsverhaltens sowie Kenntnis von Struktur und Parameter der Regelstrecke.

In Bezug auf die allgemeine Antriebstechnik haben sich aus dieser Menge von Verfahren zwei Varianten herauskristallisiert, mit denen die Forderungen nach standardisierten Strom- und Drehzahlregelungen erfüllt werden können. Zu diesen Methoden gehört zum Einen der betragsoptimale Entwurf und zum Anderen der Entwurf auf endliche Einstellzeit. Letzterer bedeutet, dass bei einer Änderung der Führungsgröße die Regelgröße mit einer minimalen Anzahl von Abtastschritten nachgeführt wird. Da solche auf dem sog. Dead-Beat-Verfahren beruhenden Regelungen jedoch einige typische Nachteile

aufweisen, galt es zu untersuchen, wie eine auf PI-Reglern basierende betragsoptimale Strategie auch in Form einer digitalen Regelung realisiert werden kann. Diese Fragestellung wird auch deshalb immer interessanter, weil durch die schnelleren Mikrocontroller und den damit einhergehenden kürzeren Taktzeiten die Dynamik solcher Regelungen mehr und mehr verbessert werden kann.

Da in dieser Arbeit das Hauptziel die Untersuchung des mechatronischen Systems des elektronischen Getriebes ist, wird bewusst auf die umfangreiche Darstellung der Details der antriebsnahen Regelkreise verzichtet. Alle Regelkreise werden zwar digital realisiert, jedoch können diese bei einer entsprechend kleinen Abtastzeit als quasikontinuierlich angesehen werden. Als Grundregel gilt dabei, dass die Abtastzeit kleiner als ein Zehntel der kleinsten Zeitkonstante der Regelstrecke sein sollte.

Entwurf eines betragsoptimalen Stromvektorreglers mit PI-Verhalten

Nach den vorangegangenen Überlegungen gilt es, bei Drehfeldmaschinen gemäß dem Prinzip der Feldorientierung, eine flussbildende und eine momentbildende Stromkomponente zu regeln. Diese Aufgabe übernimmt ein unterlagerter Stromregelkreis, der diese beiden Anteile sowohl im drehzahl- als auch im drehmomentgeregelten Betrieb möglichst schnell in den Antrieb einzuprägen hat. Basis dieses Regelkreises ist ein sog. Vektorregler. Dieser Begriff deutet zunächst darauf hin, dass die Regelung des Ständerstroms einer Drehfeldmaschine im Allgemeinen und die der Synchronmaschine im Speziellen eigentlich eine Mehrgrößenregelung ist. Diese Tatsache ist Folge der Streckenstruktur, die aufgrund der Kopplungen zwischen der d- und q-Komponente des Ständerstroms eine typische Mehrgrößenregelstrecke darstellt. Um dennoch auf Entwurfsverfahren der Eingrößenregelung zurückgreifen zu können, die letztendlich beim Einsatz von Mikrocontrollern wegen des geringeren Rechenaufwands von Vorteil sind, muss die vorliegende Streckenstruktur durch ein spezielles Netzwerk entkoppelt werden.

Das einfachste Prinzip ist eine Parallelentkopplung. Dabei enthält das Entkopplungsnetzwerk jene Elemente, die in der Verkopplung der einzelnen Komponenten der Regelstrecke auftreten. Allerdings wird ihr Vorzeichen bei der Aufschaltung im Regler negiert.

Dies führt zu einer Stromreglerstruktur, die in Abbildung 4-16 dargestellt ist. Bei der Realisierung mit der im Abschnitt 4.3.1 und 4.3.2 erläuterten

Hard- und Software galt es nun, die entsprechenden Algorithmen unter der Beachtung der in [2] geschilderten Aspekte umzusetzen.

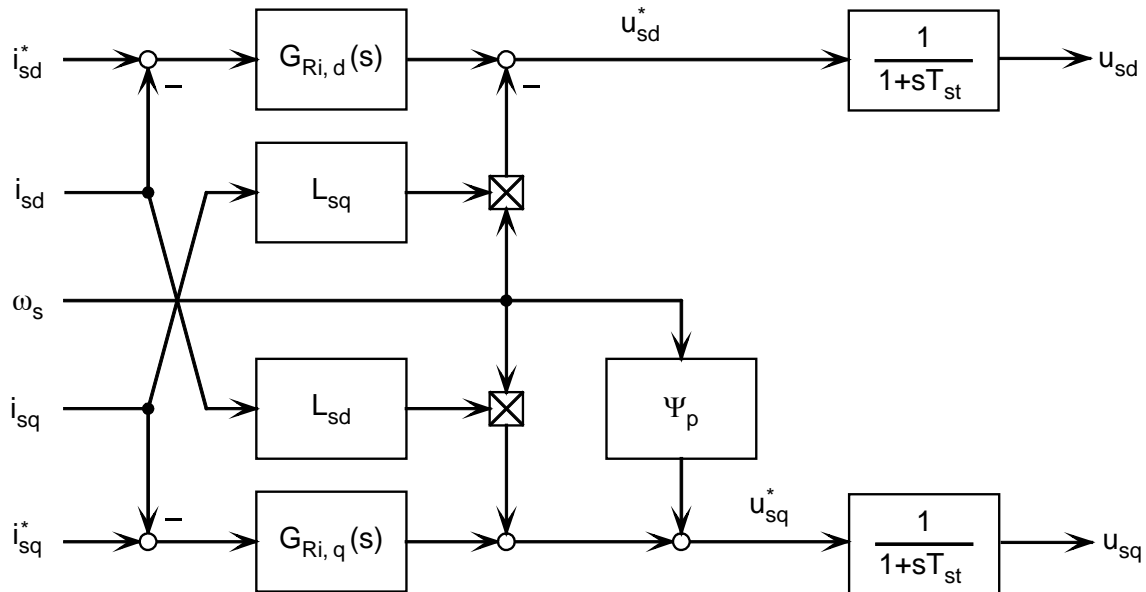


Abbildung 4-16 Stromreglerstruktur mit Entkopplungsnetzwerk und EMK-Rückführung

In Abbildung 4-17 ist ein aufgenommener Übergangsvorgang des implementierten Stromreglers dargestellt. Der Signalverlauf des Ständerstroms i_{sq} entspricht vom Überschwingverhalten dem des Betragsoptimums (ca. 5%). Die erreichte Anregelzeit ist mit ca. 5 ms für die Anwendung ausreichend. Totzeiteffekte des digitalen Reglers sind ebenfalls ersichtlich. Eine nicht ganz optimale Entkopplung von i_{sq} und i_{sd} führt zu einer kurzzeitigen Abweichung von i_{sd} vom Sollwert 0 A. Die Entkopplung von d- und q-Komponente des Ständerstroms kann aber als ausreichend bewertet werden.

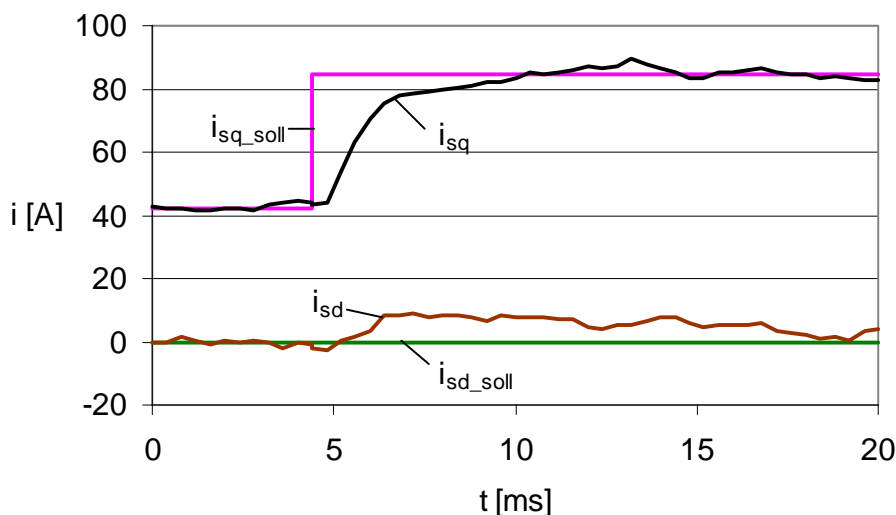


Abbildung 4-17 Übergangsvorgang bei Sollwertsprung i_{sq}

4.2.4 Drehmomentregelung

Folgende Vorüberlegung zur Drehmomentbildung soll angestellt werden, um das Verhalten der Drehmomentregelstrecke zu verdeutlichen. Zu diesem Zweck wird von der allgemeinen Drehmomentgleichung für die permanenterrregte Vollpolsynchronmaschine [5]

$$m = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (4-19)$$

ausgegangen, wobei diese lediglich eine von mehreren Möglichkeiten zur Berechnung des Drehmoments von Drehfeldmaschinen darstellt. Sie ist jedoch für Betrachtungen permanenterrregter Synchronmaschinen vorteilhaft, da bei diesem Maschinentyp nur Ständergrößen sowie der Polradfluss als Parameter zur Verfügung stehen.

Folglich gelten für die Ständerflussverkettungen die Beziehungen

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_p \quad (4-20)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (4-21)$$

Durch Einsetzen von (4-20) und (4-21) in (4-19) ergibt sich die Gleichung

$$m = \frac{3}{2} z_p [\Psi_p i_{sq} + i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})] \quad (4-22)$$

als allgemein gültige Formel zur Berechnung des Drehmoments der Synchronmaschine. Der entsprechende Signalflussplan ist in Abbildung 4-18 dargestellt.

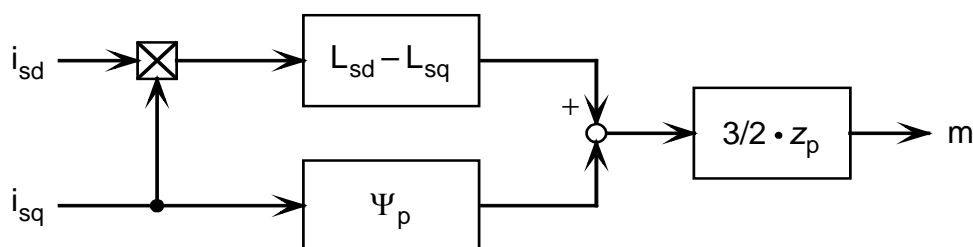


Abbildung 4-18 Signalflussplan der allgemeinen Drehmomentbildung

Abbildung 4-18 lässt erkennen, dass die d-Komponente des Ständerstroms nur dann einen Beitrag zum Drehmoment liefert, wenn die Induktivitäten der Längs- und Querrichtung voneinander verschieden sind. Dieser Fall ist typisch für die Schenkelpolmaschine. Dagegen können bei Vollpolmaschinen die angesprochenen Induktivitäten als identisch angesehen werden, wenn keine Sättigungseffekte in der Längsachse auftreten. Folglich ist bei diesem Maschinentyp im Normalfall der direkte Einfluss der d-Komponente des Ständerstroms an der Drehmomentbildung zu vernachlässigen. Da diese Näherung im Falle des Betriebs im Grunddrehzahlbereich ($i_{sd}=0$) für beide Maschinentypen gültig ist, soll die daraus resultierende Drehmomentgleichung der Form (4-23) als Grundlage für das Modell der Drehmomentenregelstrecke dienen.

$$m = \frac{3}{2} z_p \Psi_p i_{sq} \quad (4-23)$$

Die Drehmomentenregelung spielt beim Betrieb der E-Maschinen eine entscheidende Rolle. Es ist ja das Hauptziel der feldorientierten Regelung, das Drehmoment so „bequem“ wie bei der Gleichstrommaschine stellen zu können. Mit dem im vorhergehenden Abschnitt realisierten Vektorregler ist es nun möglich, durch Vorgabe der drehmomentbildenden Stromkomponente i_{sq} das Drehmoment direkt zu steuern. Dabei wird im Grunddrehzahlbereich typischerweise die feldbildende Stromkomponente i_{sd} der permanent erregten Synchronmaschine zu Null geregelt.

Offensichtliche Voraussetzung für eine echte Drehmomentregelung ist der Einsatz eines Messglieds zur Erfassung des Drehmoments. Ist dies im Antriebssystem bereits vorhanden, so stellt diese Notwendigkeit kein weiteres Problem dar. In Fällen aber, in denen ein solcher zusätzlicher Aufwand nicht betrieben werden kann oder soll, stellt der proportionale Zusammenhang zwischen dem Drehmoment und der Querkomponente des Ständerstroms eine andere Möglichkeit der Regelung zur Verfügung. Dazu wird der Stromregler zugleich als Drehmomentregler verwendet, dem die Stromsollwerte nach (4-24) und (4-25) vorgegeben werden.

$$i_{sd}^* = 0 \quad (4-24)$$

$$i_{sq}^* = \frac{2 \cdot m^*}{3 \cdot z_p \cdot \Psi_p} = \frac{m^*}{V_{Sm}} \quad (4-25)$$

Insbesondere beim zweiten Prototyp, der gestufte Permanentmagnete aufweist, ist jedoch durch die Vorgabe einer kleinen negativen d-Strom-Komponente i_{sd}^* auch im Grunddrehzahlbereich eine weitere Wirkungsgradverbesserung möglich, die Gegenstand weiterer Arbeiten sein wird. In Abbildung 4-19 ist der Signalflussplan des Drehmomentregelkreises dargestellt.

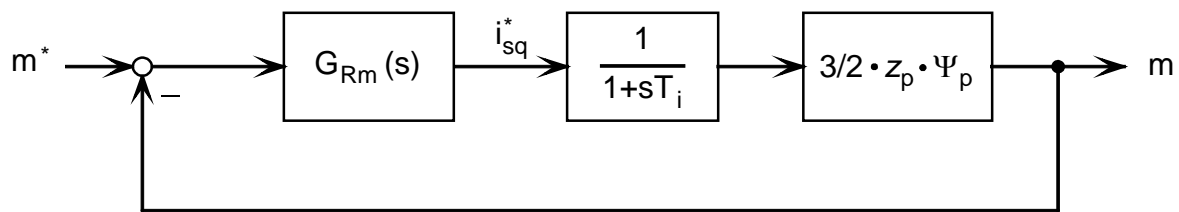


Abbildung 4-19 Signalflussplan des Drehmomentregelkreises der Synchronmaschine mit Vollpolläufer

Beim Betrieb der Versuchsanlage des elektrischen Teilantriebsstrangs (siehe Abschnitt 4.3) wurde als zu regelnde Größe jedoch nicht das absolute, abgegebene Drehmoment als Soll- und Istwert zur Sollwert-erzeugung für den drehmomentbildenden Strom aufgeschaltet, sondern die Stellgröße des Batteriestromreglers. In Abbildung 4-20 ist ein Übergangsvorgang dargestellt, bei dem das aufgenommene Moment der E-Maschine im generatorischen Betrieb um 35 Nm erhöht wird.

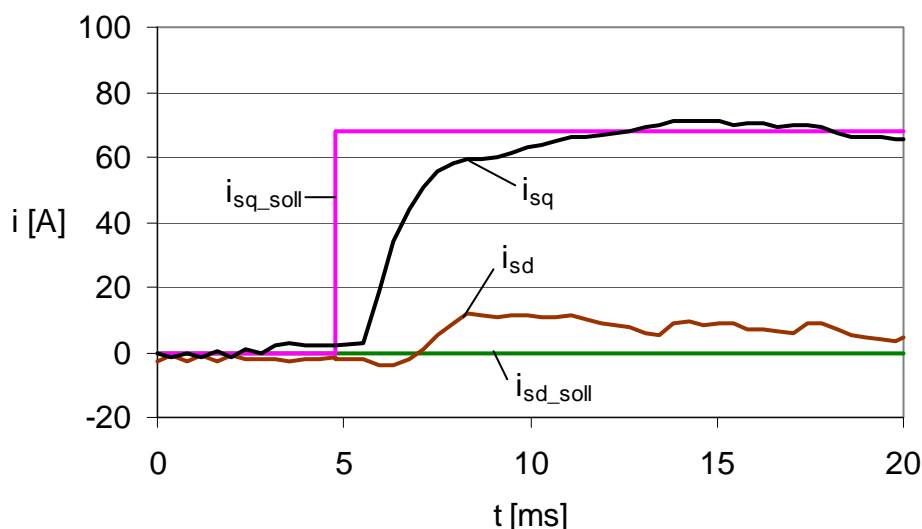


Abbildung 4-20 Übergangsvorgang bei Sollwertsprung von $M_{Soll} = 0 \text{ Nm}$ auf $M_{Soll} = 35 \text{ Nm}$

4.2.5 Drehzahlregelung

Die Drehzahlregelung wird durch einen PI-Regler realisiert, der Sollwerte für den in Abschnitt 4.2.3 vorgestellten Stromregler bereitstellt. Dieser Regler bestimmt somit in der Betriebsart Drehzahlregelung in welchem Maß der Antrieb beschleunigt oder abgebremst wird. Die Einbettung in das Gesamtregelungssystem der PSM ist in Abbildung 4-23 ersichtlich. Charakteristisch am Grunddrehzahlbereich ist, dass die d-Komponente des Ständerstroms konstant auf null gehalten wird. Da somit der direkte Einfluss dieses Anteils an der Drehmomentbildung entfällt, gilt folgendes Modell der Drehzahlregelstrecke:

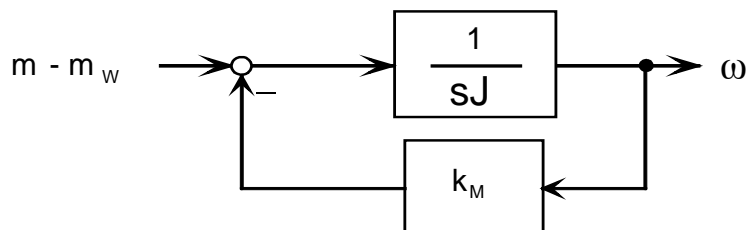


Abbildung 4-21 Signalflussplan der Drehzahlregelstrecke(mechanischer Teil)

Hierauf wird nun ein Regler der Form

$$G_{R\omega}(s) = V_{R\omega} \frac{(1 + sT_{1\omega})}{sT_{1\omega}} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{0\omega}} \quad (4-26)$$

angewendet, der eine Kompensation der mechanischen Zeitkonstante erlaubt. Für eine betragsoptimale Reglereinstellung werden die beiden Parameter des PI-Regler nun auf

$$T_{1\omega} = T_M = \frac{J}{k_M} \quad (4-27)$$

und

$$T_{0\omega} = 2 \cdot T_i \cdot V_{S\omega} \quad (4-28)$$

eingestellt.

In Abbildung 4-22 ist ein Führungsgrößensprung des Drehzahlreglers dargestellt.

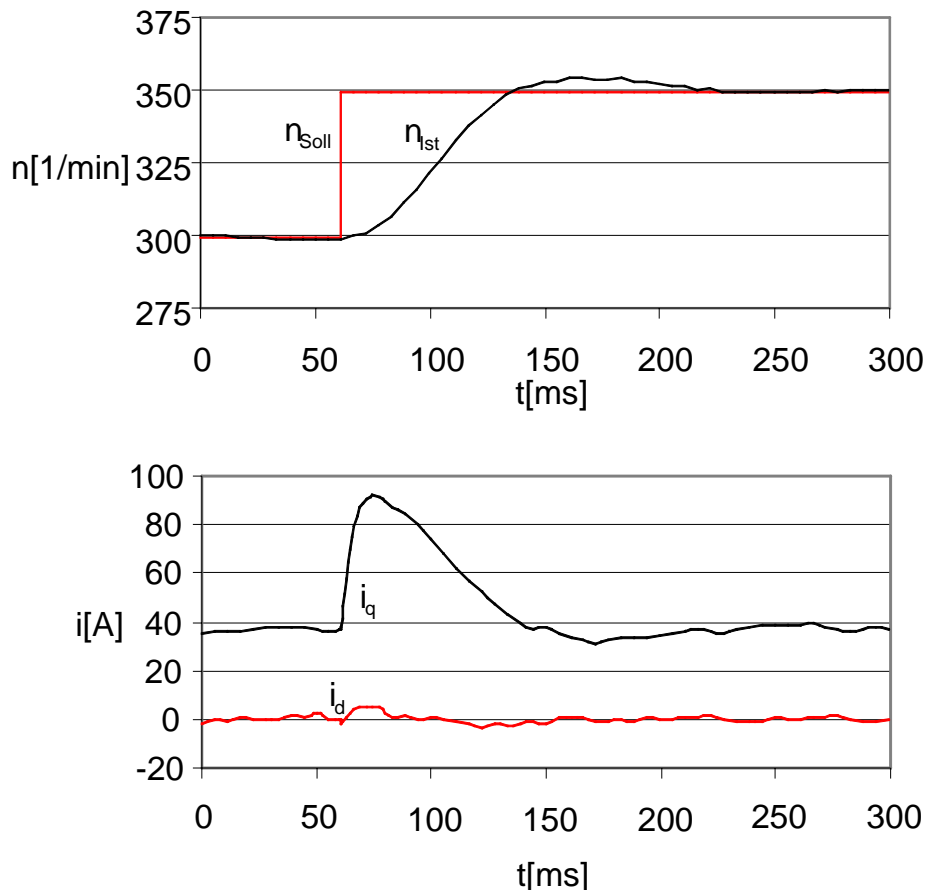


Abbildung 4-22 Drehzahlregelung mit unterlagerter Drehmomentregelung

Bei der Durchführung von Messungen mit der übergeordneten Regelung (siehe Abschnitt 4.3.7) wurde jedoch festgestellt, dass eine Einstellung des Drehzahlreglers nach dem Betragsoptimum nicht immer den Erfordernissen des Drehzahl-Drehmomentwandlers entspricht. Wie aus der Kaskadenregelung von Gleichstromantrieben bekannt, ist es in Bezug auf das Störgrößenverhalten (in diesem Fall das Lastmoment) sinnvoll, den Drehzahlregler nach dem symmetrischen Optimum einzustellen. Dadurch verbesserte sich die Dynamik des Drehzahlreglers wesentlich. Das durch diese Einstellung wesentlich aggressivere Führungsverhalten (Überschwingweite ca. 40%!) konnte durch ein Führungsgrößenfilter ohne großen Aufwand kompensiert werden.

Der Signalflussplan des Gesamtsystems der antriebsnahen Regelung einer permanent erregten Synchronmaschine ist in Abbildung 4-23 dargestellt.

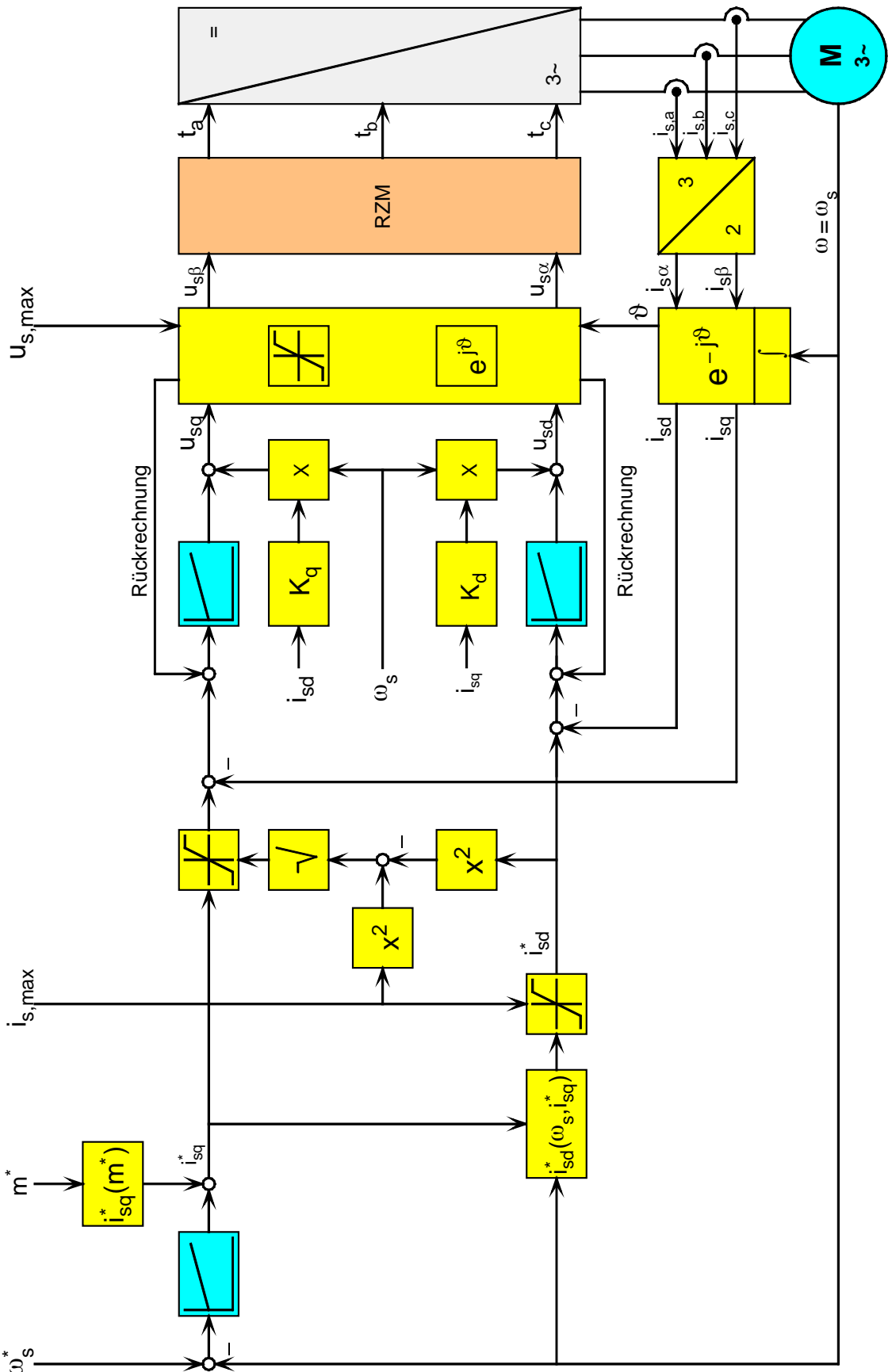


Abbildung 4-23 Kaskadierte Drehzahl-Drehmomentregelung einer permanentenregten Synchronmaschine mit Vollpolläufer im Grunddrehzahl- und Feldschwäcbereich ohne eigenständige Erfassung des Drehmomentes

4.2.6 Anfangssynchronisation

Aus Kosten- und Konstruktionsgründen wurde je ein magnetinkrementales Winkelmesssystem für die beiden Synchronmaschinen eingesetzt, um die Winkelorientierung auf den Polradfluss zu ermöglichen. Dies erfordert eine spezielle Methode zur Anfangssynchronisation. Dabei wird über die d-Komponente des Statorstromes ein statorseitiges feststehendes Magnetfeld aufgebaut, das den permanenterregten Rotor nachzieht. Aufgrund der Nutung kommt es zu Lagependelungen, deren Mittelwert als Orientierungspunkt eines synchronisierten Rotors verwendet wird. Ein Synchronisationsablauf ist in Abbildung 4-24 ersichtlich. Der Betrieb der magnetinkrementalen Sensoren erwies sich jedoch als kritisch. Die Montagetoleranzen des Sensorherstellers sind bei dieser Anwendung sehr schwer einzuhalten. Da eine Kalibrierung der analogen Sensorausgangssignale auf optimalen Verlauf nicht gelang, war es notwendig den möglichen Interpolationsfaktor der Auswerteelektronik von zehn auf fünf abzusenken, da sonst gefährliche Fehlsignale entstehen konnten. Gerade bei sehr geringen Drehzahlen führte es dazu, dass eine falsche Richtungsinformation ausgegeben wurde. Bei eventuellen neuen Prototypen der Synchronmaschinen wäre der Einsatz von Resolvem wünschenswert, da dadurch zum Einen ein wesentlich robusterer Betrieb möglich wäre und zum Anderen durch dieses Absolutmesssystem die Anfangssynchronisation entfallen könnte.

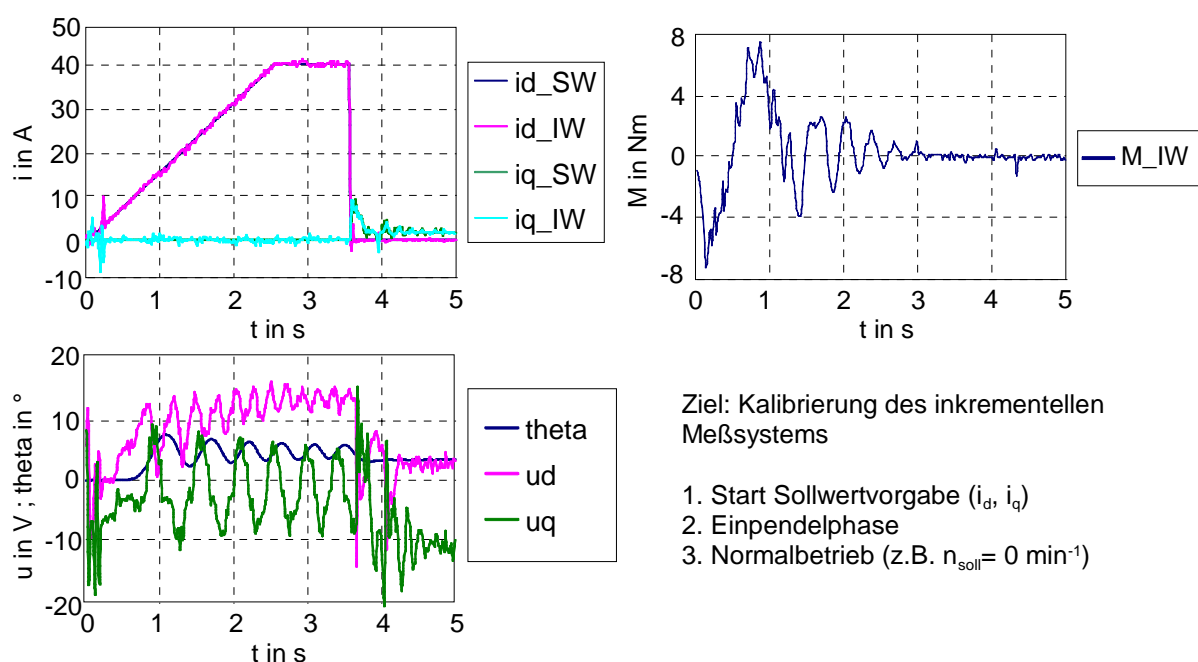


Abbildung 4-24 Anfangssynchronisation zur Feldorientierung

Diese Anfangssynchronisation kann im realen Fahrzeug natürlich nur dann bei jedem Neustart durchgeführt werden, wenn die jeweilige E-Maschine vom Verbrennungsmotor und vom Abtrieb durch Kupplungen getrennt ist. Die dafür nötige Zeitdauer von ca. 3,5 s stellt kein Problem dar. Das Verfahren liefert eine gute Genauigkeit. Bei Messung der Änderung des Drehmomentes in Abhängigkeit von einer Veränderung des ermittelten Orientierungswinkels konnte nachgewiesen werden, dass das Optimum erreicht wurde. Die Resultate der in Abbildung 4-25 dargestellten Messungen zeigen, dass eine Fehlorientierung von einem Grad das abgegebene Drehmoment auf ca. 80% absenkt.

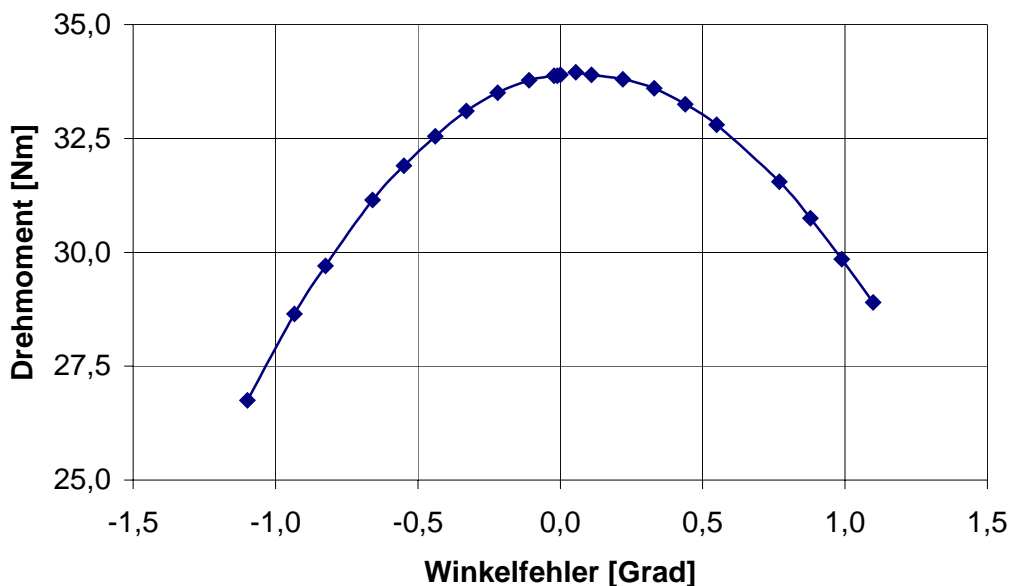


Abbildung 4-25 Drehmoment in Abhängigkeit der Fehlorientierung

4.2.7 Betrieb im Feldschwächbereich

Im Allgemeinen verfolgt das Prinzip der Feldschwächung das Ziel, bei begrenzter Stellgröße die nutzbare Stellreserve zu erhöhen. Gleichzeitig ist damit die Möglichkeit verbunden, Drehzahlen zu erhalten, die über der synchronen Nenndrehzahl liegen. Im Hinblick auf das Verfahren der Feldorientierung ist es hierzu notwendig, die d-Komponente der Ständerflussverkettung zu reduzieren. Im Falle einer permanentenregten Synchronmaschine kann dies, wie später noch gezeigt wird, durch die Einprägung einer negativen d-Komponente des Ständerstroms erreicht

werden. Diese Maßnahme bedingt jedoch spezielle Effekte, die im Folgenden genauer erläutert werden.

Der erste Punkt ist der Einfluss der von Null verschiedenen d-Komponente des Ständerstroms auf die Drehmomentbildung in der Maschine, welcher im Abschnitt 4.2.4 bereits angesprochen wurde. Dieser direkte Einfluss führt zu einem zusätzlichen Drehmomentanteil und wird um so ausgeprägter sein, je deutlicher sich die Induktivitäten in Längs- und Querrichtung voneinander unterscheiden. Da im Rahmen dieser Arbeit die bisherigen Betrachtungen zur Drehzahlregelung stets auf eine Maschine mit Vollpolläufer ausgerichtet waren, und diese Fokussierung auch im Falle der Feldschwächung weiterhin aufrechterhalten werden soll, ist die Vernachlässigung dieses Einflusses auch in diesem Betriebsbereich gerechtfertigt. Der Grund hierfür liegt im geringen Unterschied der beiden Induktivitäten.

Diese Fehlerquelle wird jedoch bewusst zugelassen, um die Überlegungen für die Zusammenhänge im Feldschwächbereich mit vertretbarem Aufwand durchführen zu können. Bei einer exakten Untersuchung wäre eine Lösung sehr viel schwieriger zu erreichen, da letztendlich eine Drehzahlregelstrecke modelliert werden müsste, in der sich das Drehmoment multiplikativ aus zwei miteinander gekoppelten Ständerstromkomponenten ergibt. Der zweite Punkt ist die Tatsache, dass durch die Einprägung einer von Null verschiedenen d-Komponente des Ständerstroms die zugehörige q-Komponente nicht mehr bis zur Amplitude des maximalen Ständerstroms angesteuert werden kann. Da diese Aussage aber auch in umgekehrter Richtung gilt, müssen Grenzwerte definiert werden, die zu jedem Abtastzeitpunkt eine Einhaltung des maximalen Ständerstroms garantieren können. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass im Feldschwächbereich die aufgenommene Leistung aus Gründen der Erwärmung konstant zu halten ist. Dies wird möglich, indem der d-Komponente des Ständerstroms bei der Berechnung der Grenzwerte Vorrang gewährt wird. Die Folge ist, dass der maximale Wert des Stromanteils in d-Richtung prinzipiell den Wert des maximalen Ständerstroms annehmen kann, während für den Grenzwert der q-Komponente die Beziehung

$$i_{sq,\max} \leq \sqrt{i_{s,\max}^2 - i_{sd}^2} \quad (4-29)$$

erfüllt werden muss. Somit wird, wie in Abbildung 4-26 dargestellt, im Feldschwächbereich der Stromanteil in Querrichtung und die damit verbundene Momenteinprägung zu einer vom Grad der Feldschwächung abhängigen Größe.

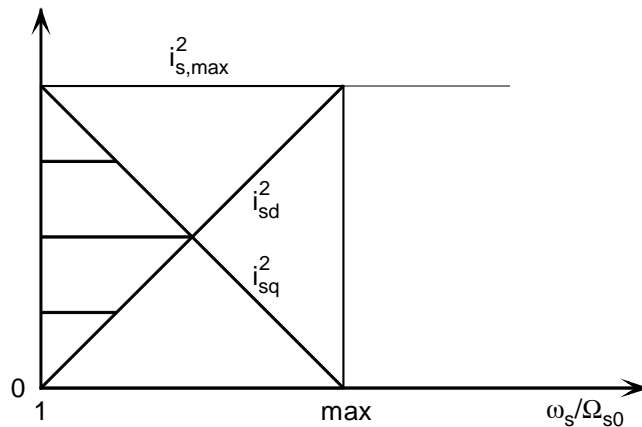


Abbildung 4-26 Grenzwertverlauf der Ständerstromkomponenten im Feldschwächbereich

Nun gilt es unter Einbeziehung der vorangegangenen Überlegungen die Regler zur Generierung der Sollstromwerte in Längs- und Querrichtung zu finden. Dabei lässt sich für den Regler der Stromführungsgröße der q-Richtung sofort sagen, dass auch im Feldschwächbereich der in Kapitel 4.2.5 abgeleitete Drehzahlregler gültig ist. Der Grund hierfür liegt in der getroffenen Annahme, dass sich die Drehzahlregelstrecke im Vergleich zum Grunddrehzahlbereich nicht ändert. Dagegen muss für den Regler des Stromsollwerts der Längsrichtung eine etwas detailliertere Untersuchung angestellt werden, da hier eine Reglergleichung der Form

$$i_{sd}^* = \begin{cases} 0 & \text{für } \omega_s \leq \Omega_{s0} \\ f(\omega_s) & \text{für } \omega_s > \Omega_{s0} \end{cases} \quad (4-30)$$

erfüllt werden muss.

Aus der allgemeinen Ständerspannungsgleichung im feldorientierten Koordinatensystem

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \underline{\Psi}_s \quad (4-31)$$

erhält man unter Vernachlässigung der ohmschen Anteile und Änderung des Ständerflusses folgende Gleichung:

$$\underline{u}_s \approx j\omega_s \underline{\Psi}_s \quad (4-32)$$

mit

$$\underline{\Psi}_s = \Psi_d + j\Psi_q = L_{sd} \cdot i_{sd} + \Psi_p + j \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \quad (4-33)$$

Daraus ergibt sich:

$$\underline{u}_s = \omega_s \left(-L_{sq} i_{sq} + j(L_{sd} i_{sd} + \Psi_p) \right) \quad (4-34)$$

Im entsprechenden Zeigerdiagramm für den Feldschwächbereich in Abbildung 4-27 ist ersichtlich, wie durch die Einprägung eines negativen d-Ständerstromes höhere Drehzahlen erreicht werden können, obwohl der Betrag der Ständerspannung schon sein Maximum erreicht hat.

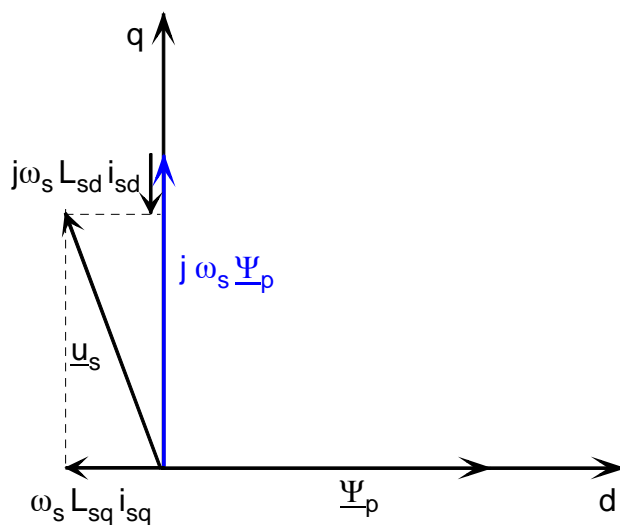


Abbildung 4-27 Stationäres Zeigerbild der PSM im Feldschwächbetrieb

Daraus erhält man eine Steuerbedingung der Form:

$$|u_s| = u_{s,\max} = \text{const. für alle } \omega_s > \Omega_{s0} \quad (4-35)$$

Demzufolge muss nach (4-32) der Betrag der Ständerflussverkettung bei Drehzahlüberhöhung verringert werden, was im Falle der permanent-erregten Synchronmaschine durch Einprägung einer negativen d-Komponente des Ständerstroms geschieht. Der Sollwert dieses

Feldschwächstroms ist dabei unmittelbar aus (4-34) ableitbar, sofern die Istwerte der Ströme durch die zugehörigen Sollwerte ersetzt werden. Darüber hinaus müssen jedoch aufgrund des Stromanteils in Querrichtung zwei Fälle bei der Ableitung unterschieden werden.

Der erste Fall ist der, dass der durch den Drehzahlregler errechnete Wert des Stromsollwerts der Querrichtung größer ist als der durch (4-29) gegebene Grenzwert. Die Folge ist eine Steuergleichung des Feldschwächstroms der Form:

$$i_{sd}^*(k) = \frac{u_{s,\max}^2}{2 \cdot L_s \cdot \Psi_p \cdot \omega_s^2(k)} - \frac{L_s^2 \cdot i_{s,\max}^2 + \Psi_p^2}{2 \cdot L_s \cdot \Psi_p} \quad (4-36)$$

Im zweiten Fall ist der Stromsollwert der Querrichtung kleiner als der in (4-29) aufgeführte Grenzwert. Dabei lautet die gültige Steuergleichung:

$$i_{sd}^*(k) = -\frac{\Psi_p}{L_s} + \sqrt{\left(\frac{u_{s,\max}}{\omega_s(k) \cdot L_s}\right)^2 - i_{sq}^{*2}(k)} \quad (4-37)$$

Dieser letztgenannten Beziehung kommt bei einer Umsetzung des Reglers die größte Bedeutung zu, da es durch eine geeignete Wahl der Begrenzungsstrategie stets möglich ist, die Voraussetzungen für den zweiten Fall zu schaffen.

4.3 Experimentelle Untersuchungen am Elektrischen Antriebsstrang

4.3.1 Hardware

Die in Abbildung 4-28 dargestellte Hardwarestruktur wird zur feldorientierten Regelung jeweils einer Synchronmaschine eingesetzt. Dabei ist zur Ansteuerung des Umrichters mindestens ein 16-Bit-Mikrocontroller erforderlich, um in einer vertretbaren Zeit aus den Istwerten der Eingangsgrößen die entsprechenden Stellgrößen zu berechnen. Aufbauend auf Vorarbeiten auf diesem Gebiet, ist die Auswahl auf den Mikrocontroller SAB 88C166 der Fa. Infineon gefallen, der in der 2. Ausbaustufe durch seinen Nachfolgetyp SAB C167 bzw. ST10F168/269 von ST Microelectronics ersetzt wurde.

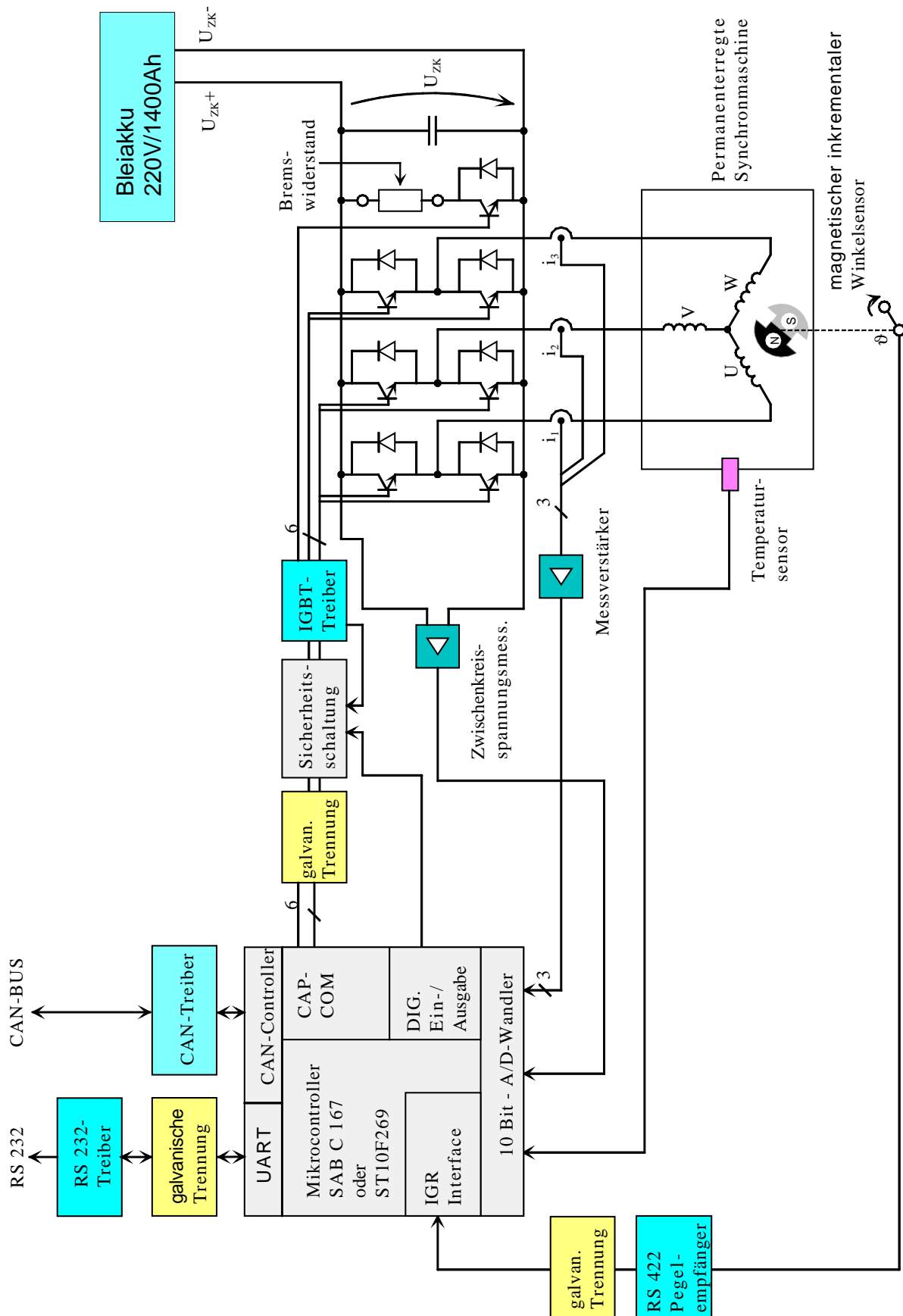


Abbildung 4-28 Hardwarestruktur eines Umrichters

Für diesen Controller wurde die in Abbildung 4-29 dargestellte Europakarte entwickelt. Zwei dieser Karten übernehmen momentan die gesamte Regelung des elektrischen Antriebsstrangs.

Der Controller C167 wird verstärkt in konventionellen Kfz-Motorsteuergeräten der Firmen SIEMENS® und BOSCH® eingesetzt.

Da beim stufenlosen Hybridgetriebe zwei Antriebsregelungen mit einer übergeordneten Regelung kommunizieren müssen, spielen die Kommunikationsschnittstellen eine große Rolle. Diese müssen netzwerkfähig sein. Beim SAB 88C166 wurde die Kopplung über eine RS485 realisiert. Beim Einsatz des SAB C167 kann dies noch besser mit der integrierten CAN - Schnittstelle erfolgen.



Abbildung 4-29 Controllerplatine zur Ansteuerung einer PSM

Bei neuesten Derivaten des C167 sind außerdem zwei unabhängige CAN-Controller integriert, mit denen ein unterlagerter Bus ausschließlich für das stufenlose elektronische Getriebe und eine Schnittstelle zum CAN-System des Gesamtfahrzeuges bereitgestellt werden kann.

Damit kann die Echtzeitfähigkeit des Gesamtsystems erhöht werden. In der zweiten Ausbaustufe des Versuchsstandes wurden die beiden Umrichtersysteme über die High-Speed-synchrone serielle Schnittstelle (SSC) der Mikrocontroller gekoppelt. Die sehr hohen möglichen Baudraten (bis 5 MBit/s) erlauben eine Echtzeitkommunikation der beiden Stromregler. Die oben beschriebene Hardware wird in das Gesamtsystem eingebettet, d. h., der Mikrocontroller eines Umrichters dient als Master, auf dem außer der Regelung der einen E-Maschine auch noch die

übergeordnete Regelung implementiert ist. Dieser Master kommuniziert nun über die SSC-Schnittstelle mit dem Slave-Umrichter der anderen Maschine und außerdem mit der Bedien- und Beobachtungssoftware auf einem PC. Die überlagerte Regelung wurde so direkt auf einem der Antriebsmikrocontroller mit implementiert, so dass der übergeordnete Antriebsmanager entfallen konnte (siehe Abbildung 4-30). Dies war nur möglich, da das damals leistungsfähigste verfügbare Derivat der Mikrocontrollerfamilie der ST10F269 mit 40 MHz Taktfrequenz die doppelte Rechengeschwindigkeit im Vergleich zu dem anfangs eingesetzten SAB 88C166 aufweist. Durch Wegfall von Kommunikationstotzeiten zwischen den beiden Einzelumrichtern konnte eine Verbesserung der Regeldynamik bei gleichzeitiger Einsparung von Komponenten erreicht werden.

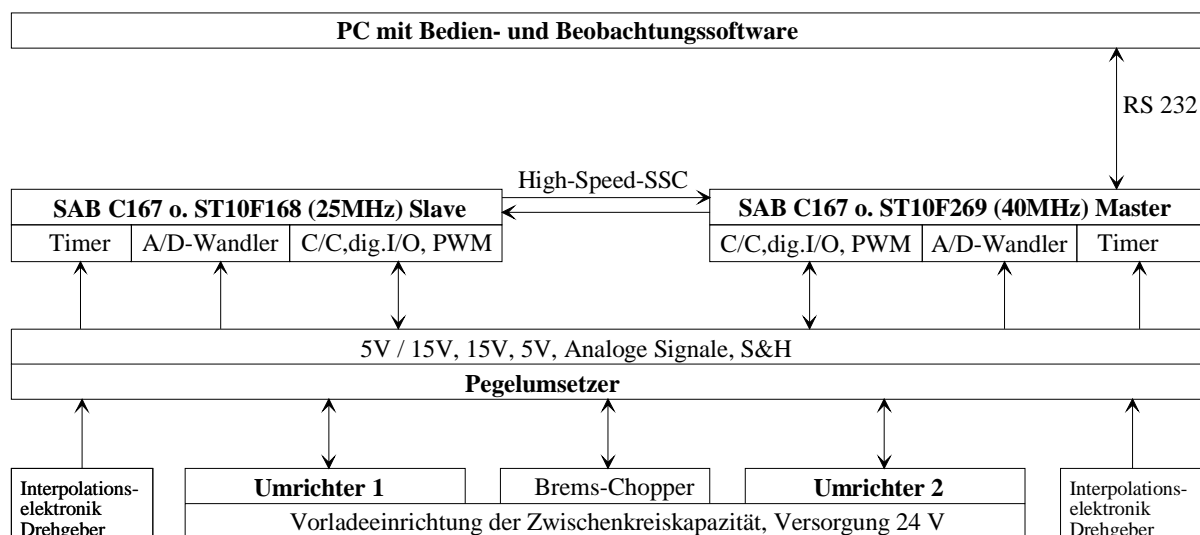


Abbildung 4-30 Hardwarestruktur der Signalverarbeitung 2. Prototyp

Dazu mussten jedoch auch Baugruppen zur Signalanpassung überarbeitet werden, die z. B. die Istwertverarbeitung der einzelnen Umrichterzwischenkreisströme und Drehmomentistwerte ermöglichen. In einer zukünftigen Ausbaustufe ist es möglich, anstatt der zwei 16-Bit-Mikrocontroller einen 32-Bit-Controller einzusetzen. Neben einer relativ kostenneutralen Strukturverbesserung könnten die erweiterten Funktionalitäten dieser neuen Controller genutzt werden. Deshalb wurde am Lehrstuhl Elektrische Maschinen und Antriebe der TU Chemnitz auch schon 32-Bit-Controller zur Ansteuerung von Drehfeldmaschinen getestet. Da zum Zeitpunkt der Entscheidungsfindung der Nachfolgetyp der

SIEMENS/INFINEON Reihe C167 vom Typ „TriCore“ dem Verfasser nicht zugänglich war, fiel die Wahl auf den MPC 555 der Fa. Motorola.

Der MPC 555 mit seinen zwei integrierten Timing Prozessor Units (TPU) ist sehr gut für komplexe Antriebsregelungen geeignet. Neben einer Taktfrequenz von 40 MHz weist dieser Controller sogar eine Gleitkomma-recheneinheit auf, die dem Programmierer die Realisierung von Regel-algorithmen wesentlich vereinfacht. Die integrierten Peripherieeinheiten würden die Ansteuerung von zwei Umrichtern mit einem Controller ermöglichen.

Ein Problem stellt die Bereitstellung der verschiedenen Betriebs-spannungen für die Informationselektronik dar. Es mussten passende Schaltnetzteile beschafft werden, die mit der entsprechenden Zwischen-kreissspannung der Umrichter des elektronischen Getriebes betrieben werden können und außerdem die Kleinspannungen mit ausreichender Leistung bereitstellen. Dabei erwies es sich als entscheidend, dass die einzelnen Versorgungsspannungen möglichst voneinander galvanisch getrennt verfügbar sind. Bei einer galvanischen Kopplung wurden die analogen Messungen sehr stark gestört und machten eine Stromregelung unmöglich. Um eine Flexibilität bei der Erprobung der Ansteuerelektronik zu erreichen, wurde diese modular aus einem System von Europakarten 160x100 mm aufgebaut. Der in Abbildung 4-31 dargestellte Aufbau wurde direkt unter der Leistungselektronik untergebracht. Durch verstärkten Einsatz von SMD- Bauelementen wäre eine wesentliche Miniaturisierung realisierbar.

4.3.2 Software

Die Software, welche die umrichternahe Regelung auf dem Mikro-controller realisiert, weist die in Abbildung 4-32 dargestellte Struktur auf. Die Abtastzeit des Stromreglers legt dabei wesentlich die Dynamik der feldorientierten Regelung fest.

Sie ist von der Rechengeschwindigkeit des eingesetzten Mikrocontrollers abhängig. Bei Einsatz des SAB 88C166/ST10F168 ist eine Abtastzeit von 396 µs realisierbar.



Abbildung 4-31 Hardware der Signalverarbeitung zur Ansteuerung des stufenlosen elektronischen Getriebes

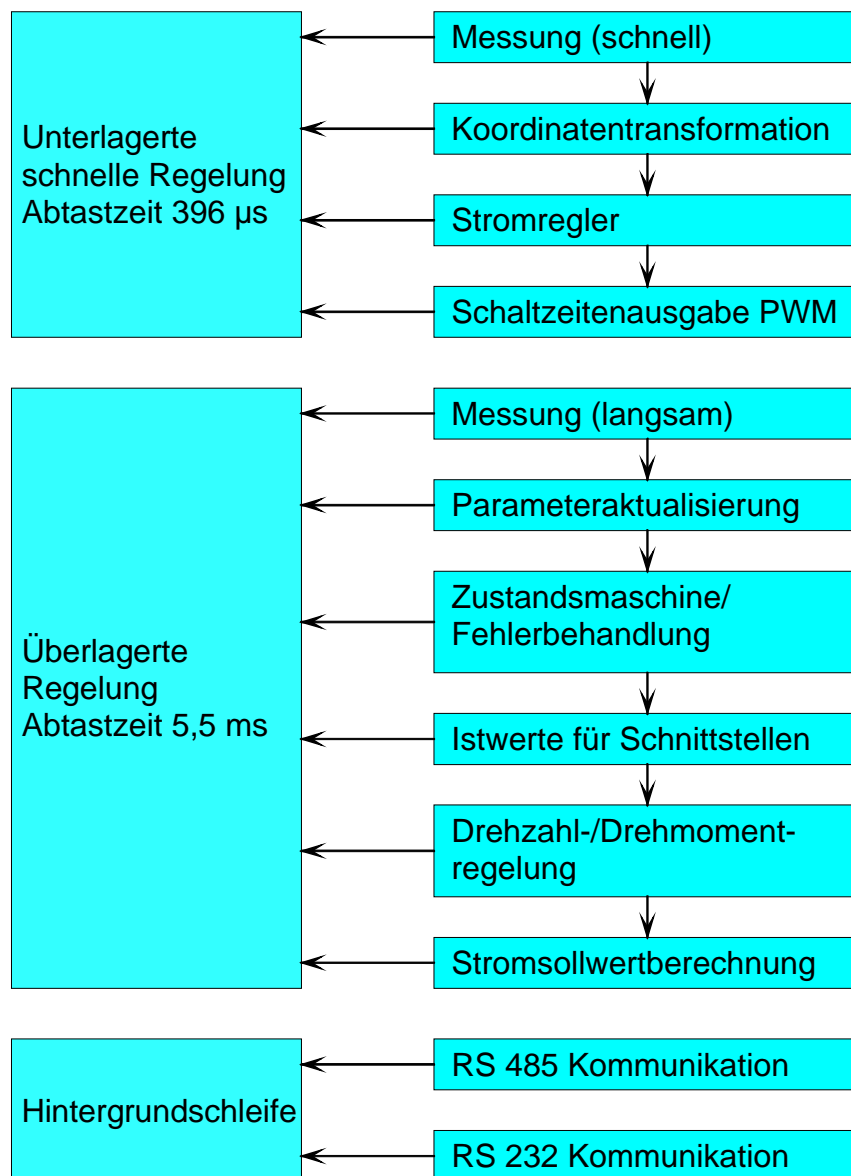


Abbildung 4-32 Softwarestruktur der feldorientierten Antriebsregelung

Die Implementierung der o.g. Software erfolgte in der Programmiersprache ANSI-C. Dies ermöglicht eine transparente Programmierung bei gleichzeitiger Wahrung der Echtzeitfähigkeit.

Neben der Software für die Mikrocontroller ist auch eine PC-Software zur Bedienung der Gesamtanlage erforderlich. Ohne eine komfortable Prozessvisualisierung ist keine effektive Inbetriebnahme, Bedienung und Dokumentation der Ergebnisse möglich. Die in [40] am Versuchstand SEL applizierte Software wurde in der Programmiersprache C++ umgesetzt.

4.3.3 Laboraufbau

Zur Erprobung der einzelnen Komponenten und der elektrischen Gesamtanlage wird die Anbindung an das Getriebe und die Verbrennungskraftmaschine mittels zweier weiterer E-Maschinen simuliert. Dabei dient eine 37 kW Drehstromasynchronmaschine der Firma VEM motors vom Typ KMER 200 LX2 mit den in Abschnitt A.4.2 ersichtlichen Daten zur Simulation der Abtriebsbelastung.

Diese ASM wird mittels eines Antriebsreglers bestehend aus UNIDRIVE 3405 37 kW/77 A der Firma Control-Techniques in Verbindung mit einer Ein- und Rückspeiseeinheit vom Typ SV 70-400-100/145 der Firma Elektroplan-Revcon feldorientiert geregelt.

Weiterhin stellt eine fremderregte 14 KW Gleichstrommaschine mit den ebenfalls im Abschnitt A.4.2 aufgeführten Daten den Verbrennungsmotor nach. Da die Regelung des Gleichstromantriebs mittels 4Q-Stromrichter vom Typ Mentor II M45R der Firma Control Techniques Probleme im Nennleistungsbereich der Maschine mit sich brachte (Gleichstrommaschine älterer Bauart mit nichtgeblechtem Joch), wurde diese an der gesteuerten Gleichspannung von einem Umformersatz betrieben.

Die entstehenden zwei Antriebsstränge sind mechanisch durch das gemeinsame Gehäuse der beiden E-Maschinenprüflinge (PSMs) verbunden, deren elektrische Kopplung mittels Wechselrichter über einen gemeinsamen Zwischenkreis erfolgt.

Pro Antriebsstrang wirkt jeder der Leistungsstellantriebe des Hybridgetriebes auf eine Belastungs- (Arbeits-)maschine im 4Q-Betrieb.

Zur Bestimmung der Wellenleistung und Ermittlung der tatsächlichen Momente an der Welle befindet sich in jedem Antriebsstrang eine Drehmomentenmesswelle des Typs TD 100 G der Firma GSE Inc..

Beim Einsatz des zweiten Prototyps konnte auf der Gleichstromantriebsseite eine wesentlich präzisere Drehmomentenmesswelle vom Typ "TORQUEMASTER" TM212 der Fa. Vibrometer eingesetzt werden.

Gekuppelt sind alle Antriebselemente mittels großdimensionierter Metallbalgkupplungen der Firma R+W-Antriebselemente GmbH bzw. Posimin-Lamellenkupplungen der Firma Tschan.

Die Drehzahlwerte der Belastungsmaschinen werden durch inkrementale Geber (ASM - 2500 Inc./Umdr. und GM - 1000 Inc./Umdr.) geliefert. Die Encoderinformationen werden sowohl für die Regelung als auch zur Bestimmung der Wellenleistungen herangezogen. Der Aufbau des Versuchsstandes für den ersten Prototyp ist in Abbildung 4-33 und Abbildung 4-34 ersichtlich.

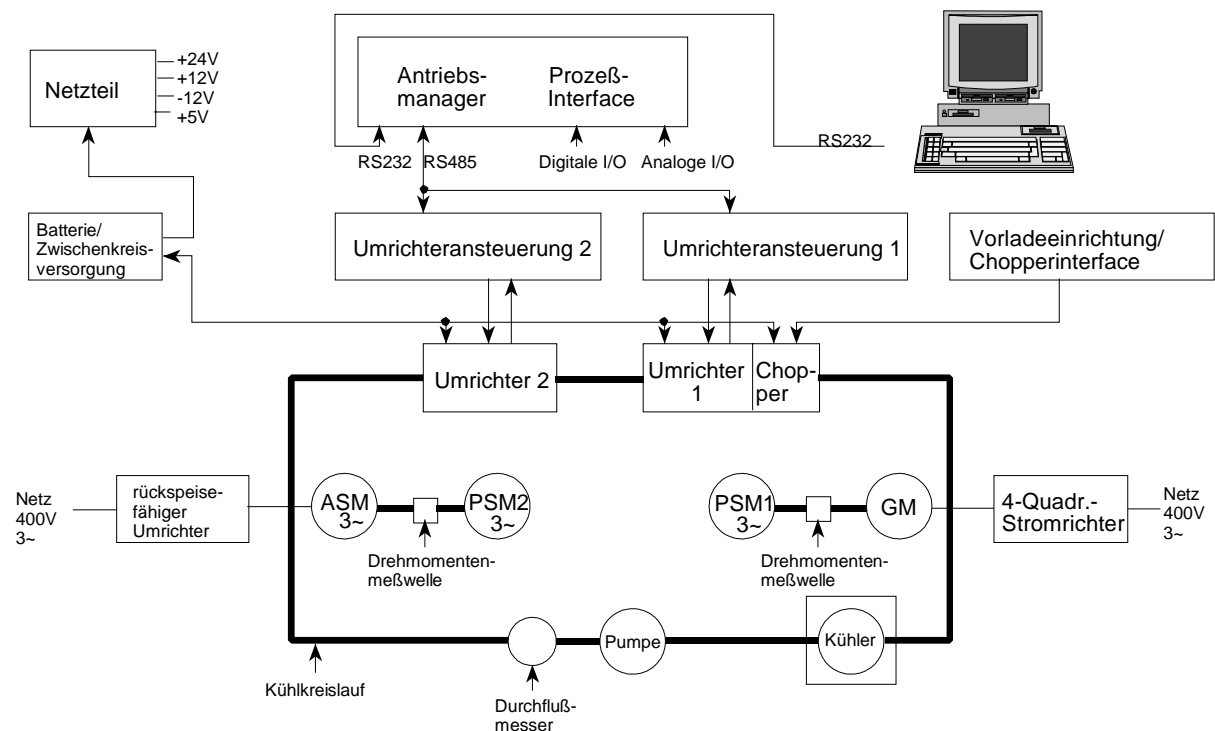


Abbildung 4-33 Übersichtsplan Versuchsstand erster Prototyp

Beim zweiten Prototyp wurde aus den Erfahrungen, die beim ersten Testaufbau gesammelt wurden, folgende wichtigen Änderungen abgeleitet:

Die Topologie des Versuchstandes wurde so optimiert, dass wesentlich kürzere Motorzuleitungen zum Umrichter einen Wegfall des Motorausgangsfilters ermöglichten. Die Gleichstrommaschine wird direkt an einem Umformersatz betrieben. Durch die direkte Kommunikation der beiden Umrichtersteuerungen kann auf den Antriebsmanager verzichtet

werden. Dieser Versuchsaufbau ist in Abbildung 4-35 und Abbildung 4-36 ersichtlich.

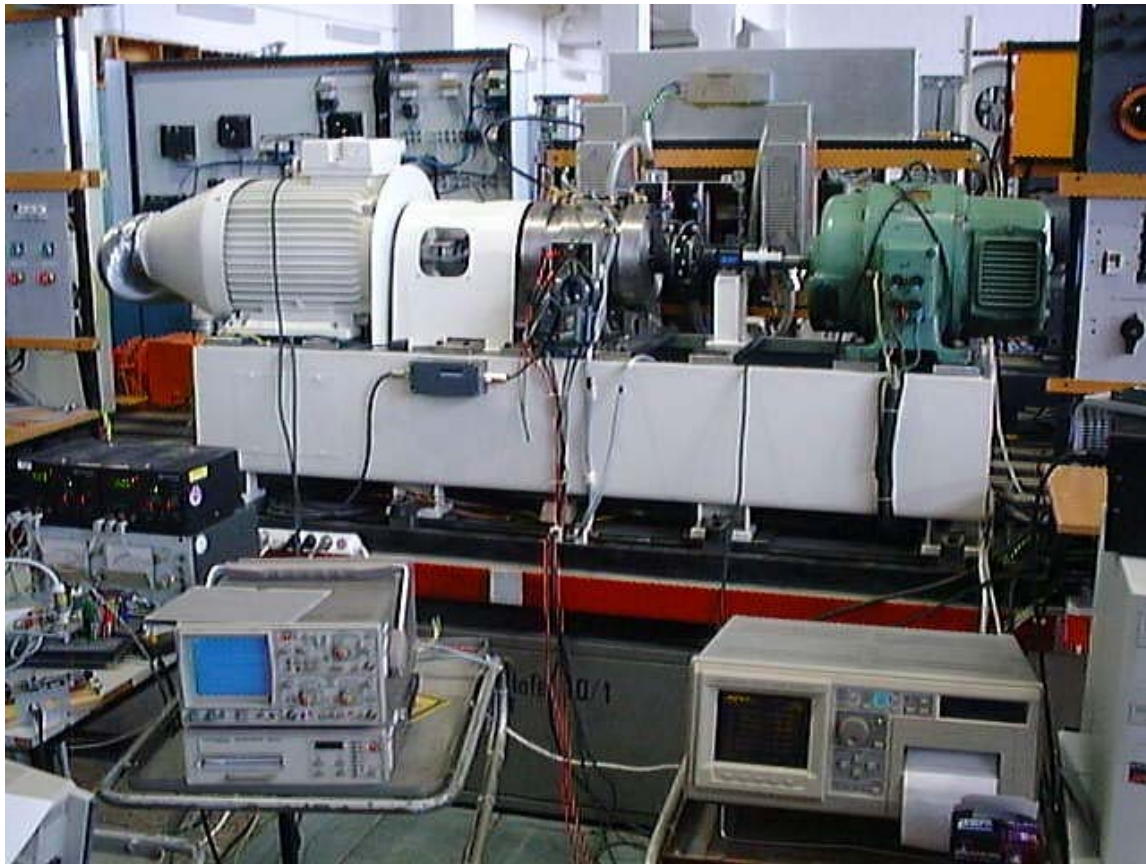


Abbildung 4-34 Versuchstand für den ersten Prototyp

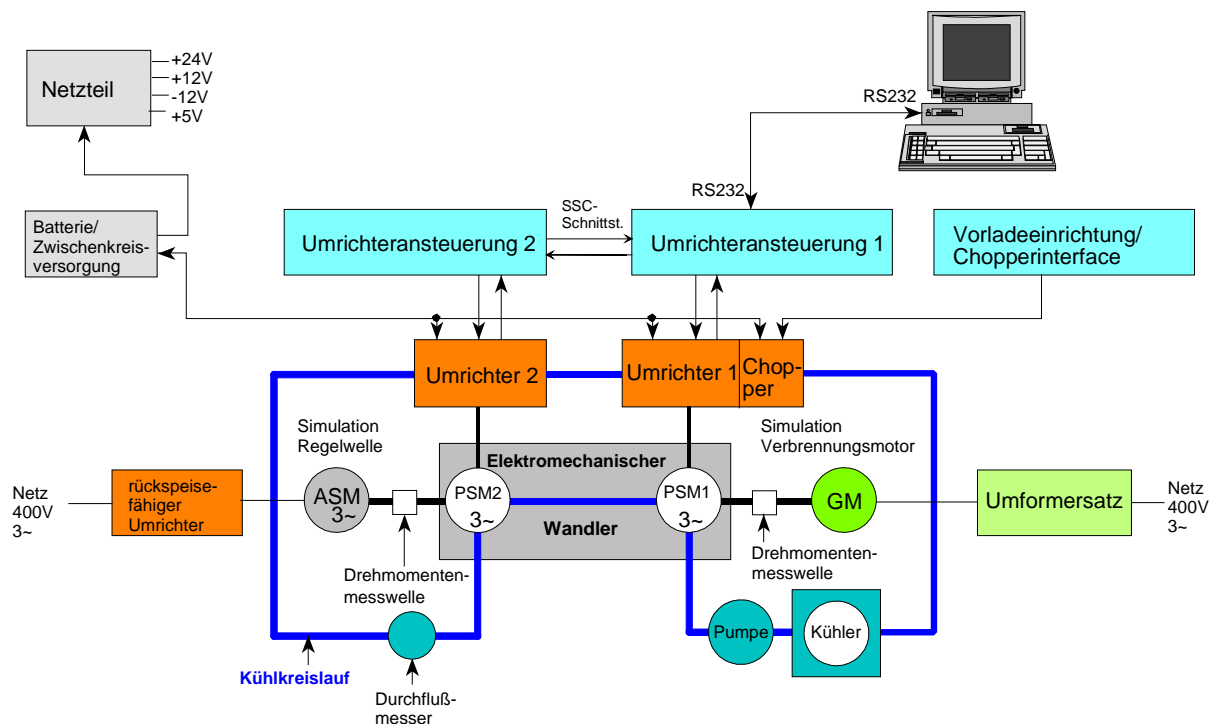


Abbildung 4-35 Übersichtsplan Versuchstand zweiter Prototyp

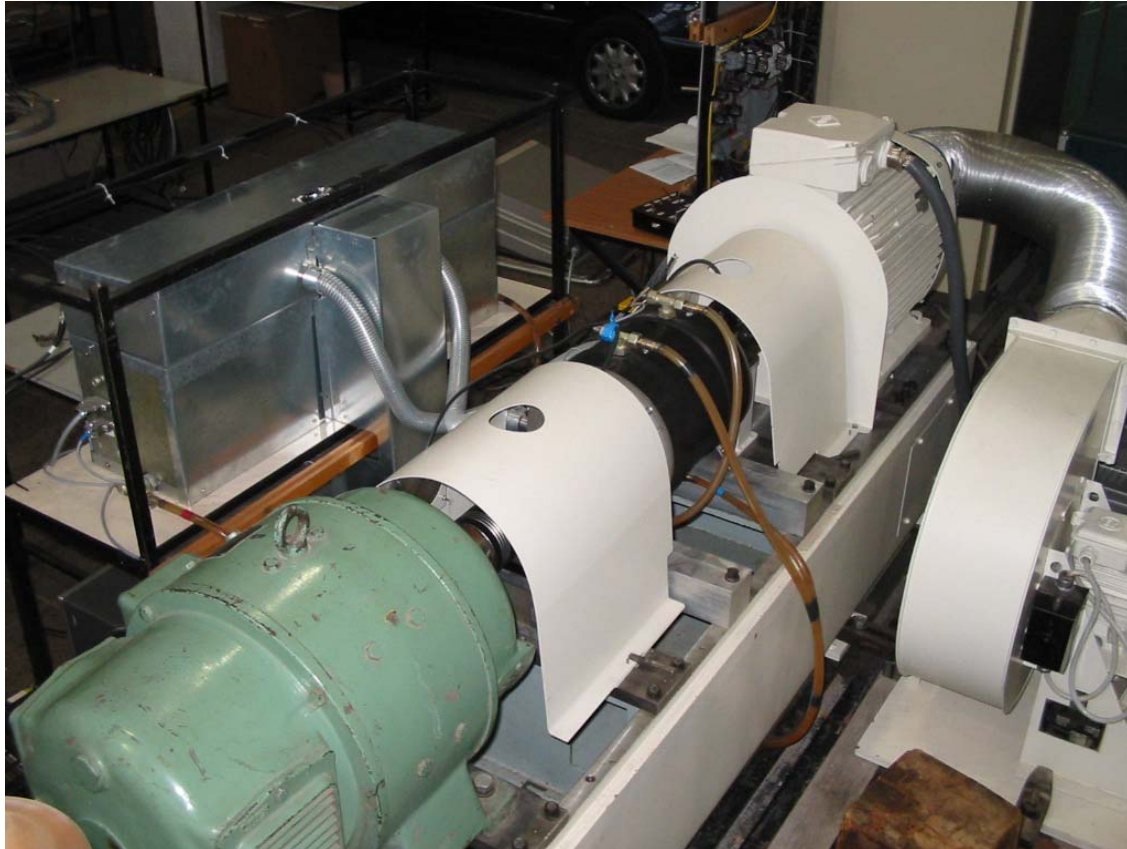


Abbildung 4-36 Versuchstand für den zweiten Prototyp

4.3.4 Betriebsweise als Drehmomentwandler

Bei der Betriebsart Drehmomentenwandler werden beide E-Maschinen drehmomentgeregelt betrieben, d. h., durch Vorgabe der q -Strom-Komponente kann das abgegebene oder aufgenommene Drehmoment der jeweiligen E-Maschine direkt vorgegeben werden. Gemäß Abbildung 4-37 wird die E-Maschine PSM1 generatorisch betrieben. Durch Vorgabe des i_q -Sollwertes wird das beaufschlagte Drehmoment und somit die Leistung festgelegt, mit der der Zwischenkreis geladen wird. Der E-Maschine PSM2 wird nun ein i_q -Sollwert vorgegeben, der sich aus dem Produkt von i_q -Sollwert der PSM1 und dem gewünschten Übertragungsfaktor ergibt. In Abbildung 4-38 und Abbildung 4-39 sind Sprungfunktionen bei der Änderung des Drehmomentverhältnisses bei einer konstanten Drehzahl beider Antriebe von 1000 min^{-1} dargestellt. Dabei ergeben sich Anregelzeiten von ca. 5 ms.

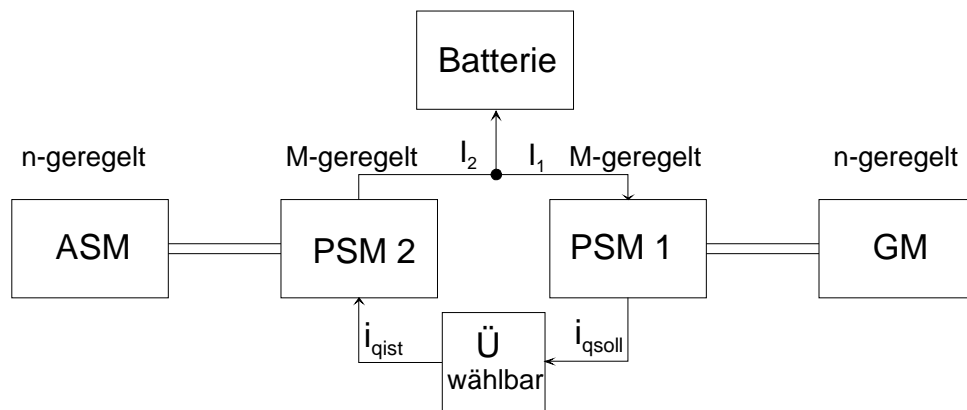


Abbildung 4-37 Betriebsart Drehmomentwandler

Nach Tabelle 2-4 kommen beide E-Maschinen sehr häufig lastgeregelt zum Einsatz. Dies ist sowohl beim elektrischen Anfahren, Hybridbetrieb als auch beim Rangieren der Fall.

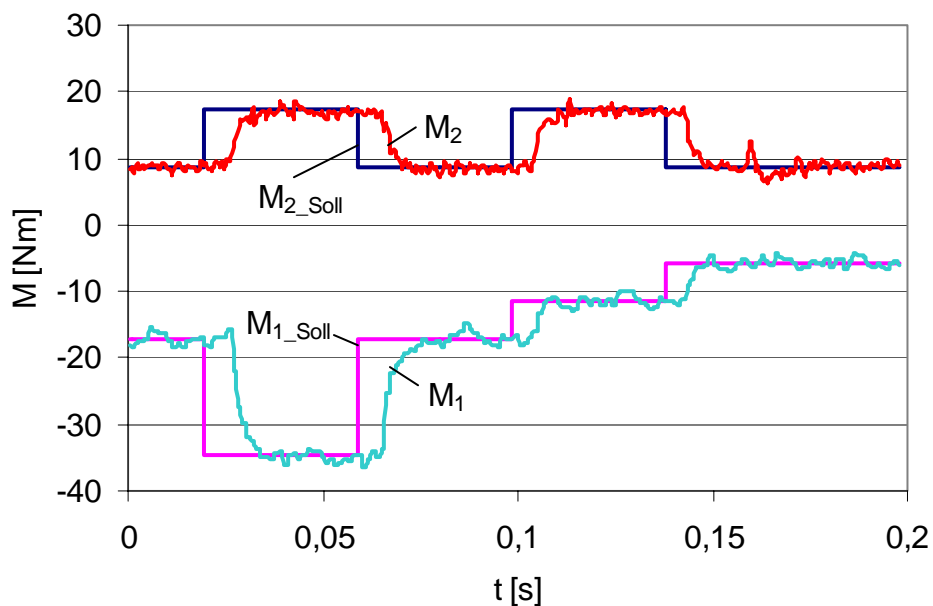


Abbildung 4-38 Drehmomente beim Übergangsvorgang Änderung des Drehmomentenverhältnisses $\ddot{U}_M = M_1:M_2 = -2$ auf $\ddot{U}_M = -0,67$ bei $n_{1,2} = 1000\text{min}^{-1}$

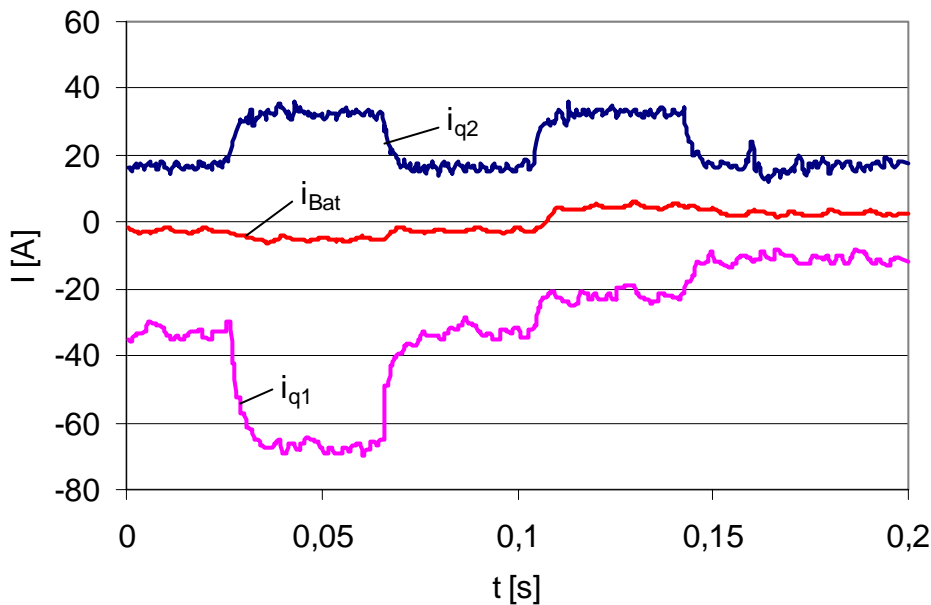


Abbildung 4-39 Ströme beim Wechsel der Drehmomentenübersetzung nach Abbildung 4-38

4.3.5 Betriebsweise als Drehzahlwandler

Bei der Betriebsart Drehzahlwandler werden beide E-Maschinen drehzahl geregelt betrieben, d. h., die Drehzahlsollwerte für PSM1 und PSM2 werden vorgegeben. Der E-Maschine PSM2 erhält einen Drehzahlsollwert, der sich aus dem Produkt von Drehzahlsollwert der PSM1 und dem gewünschten Übersetzungsverhältnis ergibt. In Abbildung 4-40 sind die entsprechenden Betriebsmodi der E-Maschinen dargestellt.

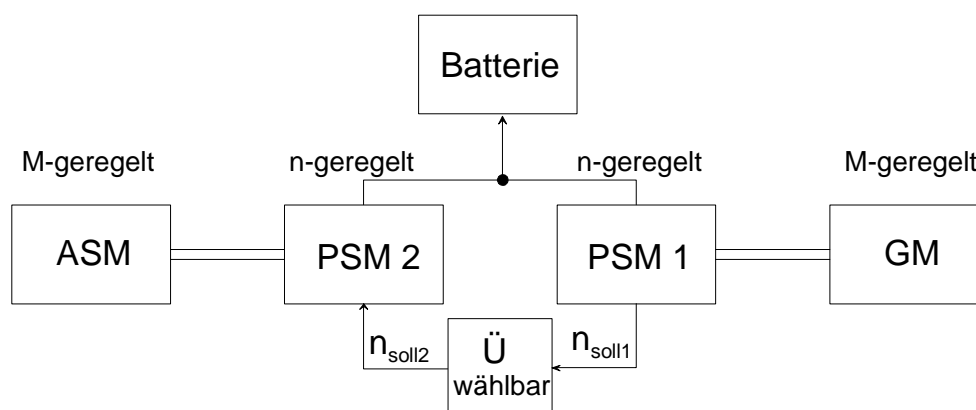


Abbildung 4-40 Betriebsart Drehzahlwandler

In Abbildung 4-41 und Abbildung 4-42 sind die Übergangsfunktionen bei der Änderung des Drehzahlverhältnisses dargestellt. Die Drehzahlüber-

setzungseinstellung erfordert im Gegensatz zur Einstellung der Momente wegen der Massenträgheiten im Regelkreis höhere Anregelzeiten von etwa 100 ms.

Diese Betriebsart ist zwar nicht in Tabelle 2-4 aufgeführt, soll aber die Funktionalität des Drehzahlwandlers analog zu einem klassischen Getriebe demonstrieren.

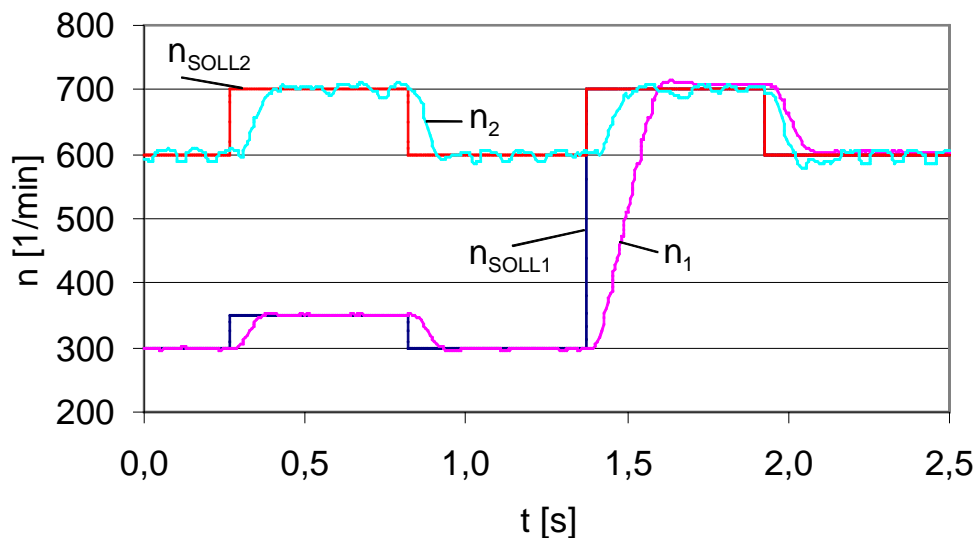


Abbildung 4-41 Drehzahlen beim Übergangsvorgang Änderung der Drehzahlübersetzung von $\dot{U}_N = n_1 : n_2 = 0,5$ auf $\dot{U}_N = 1$; $T_{an} = 70\text{ms}$

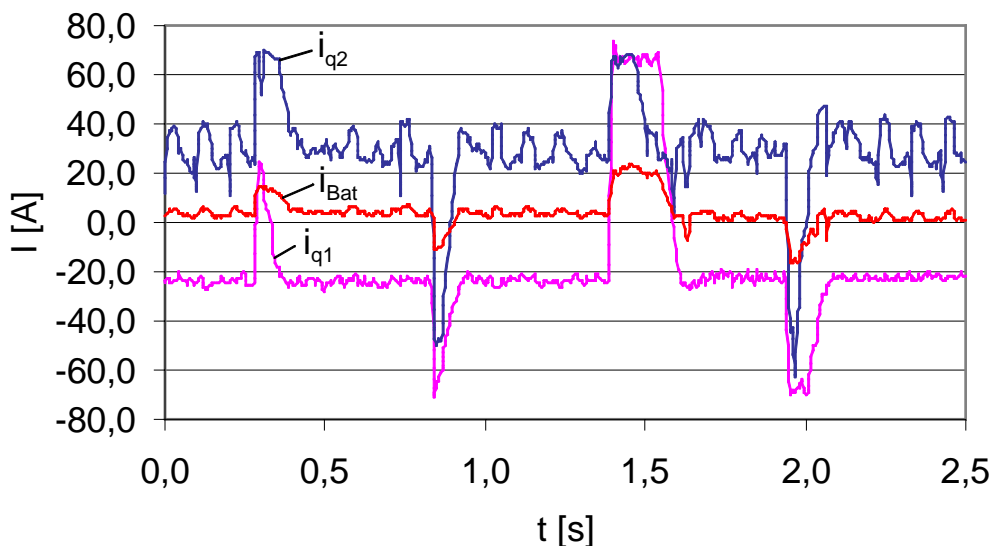


Abbildung 4-42 Ströme beim Übergangsvorgang Änderung der Drehzahlübersetzung

4.3.6 Betriebsweise als kombinierter Drehmoment/Drehzahlwandler mit Batteriestromregelung

Die verschiedenen Betriebsfälle wurden mit dem in Abbildung 4-43 dargestellten stationären Versuchsstand getestet.

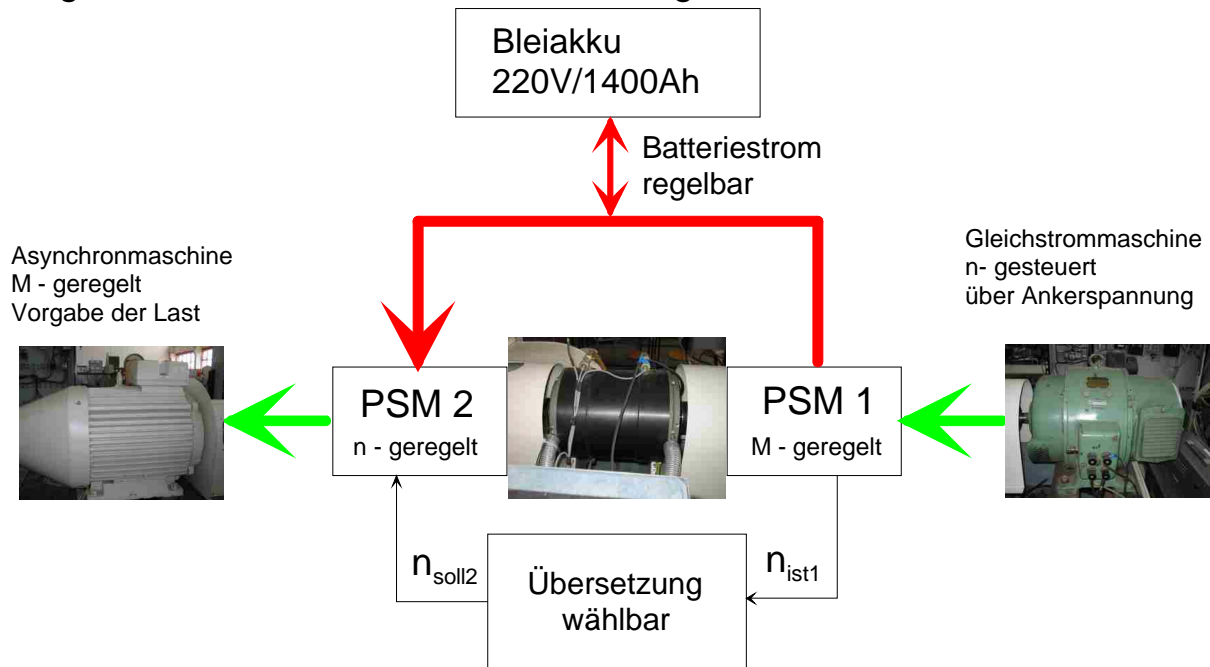


Abbildung 4-43 Leistungsfluss beim Betrieb als kombinierter Drehmoment/Drehzahlwandler mit Batteriestromregelung

Die Regelstrecke des Elektronikgetriebes weist eine Struktur nach Abbildung 4-44 auf [3].

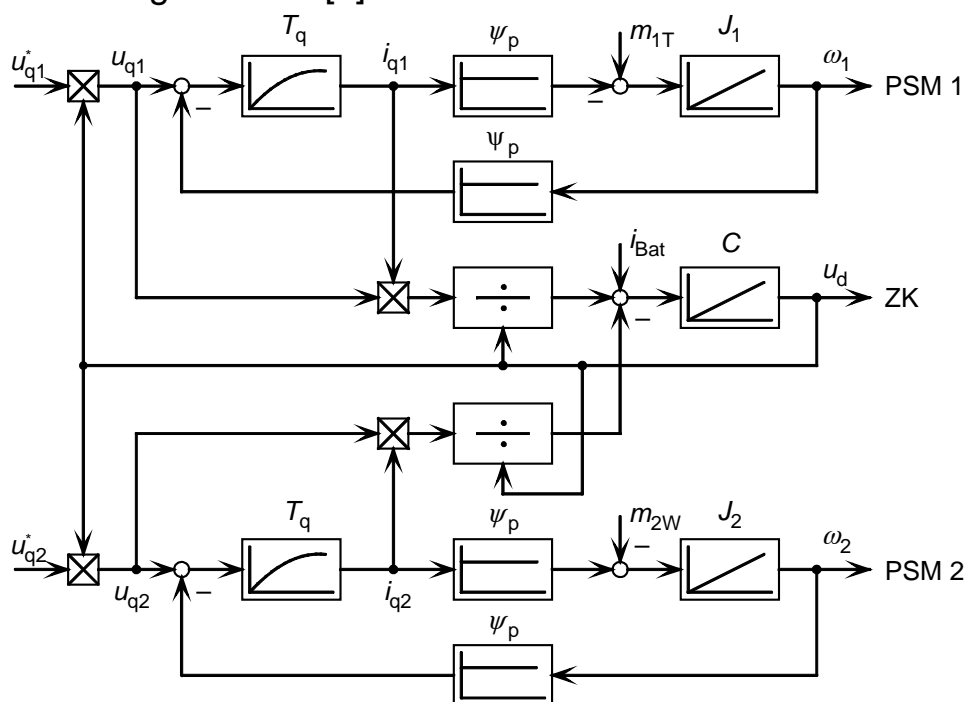


Abbildung 4-44 Signalflussplan für das Elektronikgetriebe im Konstantfeldbereich nach [3]

Im Falle des Hybridbetriebes, wenn beide Maschinen lastgeregelt fahren, werden die Drehmomentsollwerte vorgegeben und die Drehmomentübertragung aktiviert. Die Momenteneinprägung wird über die Komponentenregelung des q-Stromes realisiert. Abbildung 4-45 bis Abbildung 4-47 zeigen Ergebnisse mit dem Regelziel, den kompletten Energiefluss durch die beiden Konverter ohne Beteiligung der Batterie zu regulieren. Die Sollwerte wurden einer Vorverarbeitung unterzogen, um eine koordinierte Vorgabe zu erreichen. Wie der ebenfalls aufgezeichnete Batteriestrom zeigt, erfolgte weder eine Aufladung noch Entladung der Batterie. Im Einzelnen zeigt Abbildung 4-45 das Folgeverhalten für sinusförmige Referenzmomente für Motor und Generator, die um einen Mittelwert schwingen. Der Sollwert M_1 wird vorgegeben und die Drehzahl folgt. Der Drehmomentreferenzwert ist entsprechend des gewünschten Übersetzungsverhältnisses gesetzt. Die Regelgrößen für die q-Komponenten sind das Ergebnis der unterlagerten Stromregelschleifen. Kleine momentane Differenzen zwischen diesen ergeben einen von Null abweichenden Batteriestrom.

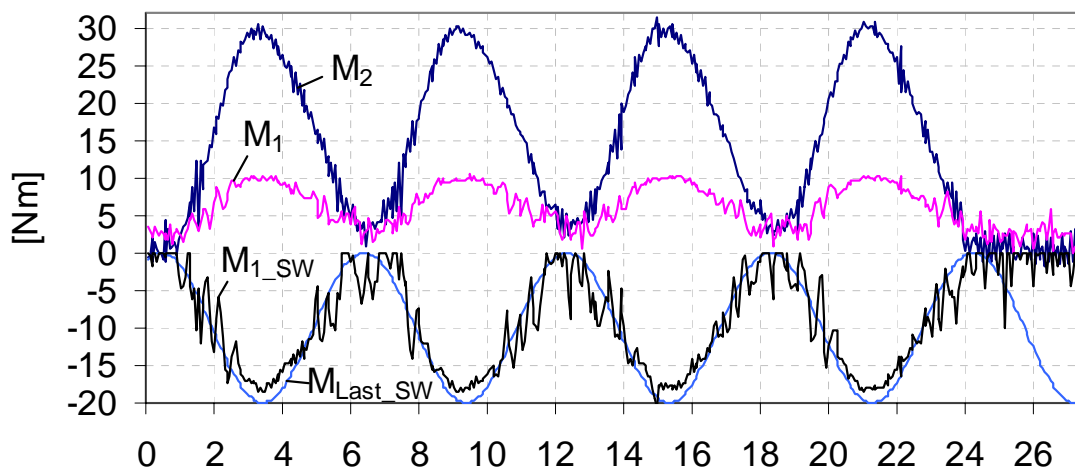


Abbildung 4-45 Folgeverhalten bei Lastregelung Drehmomentenverläufe

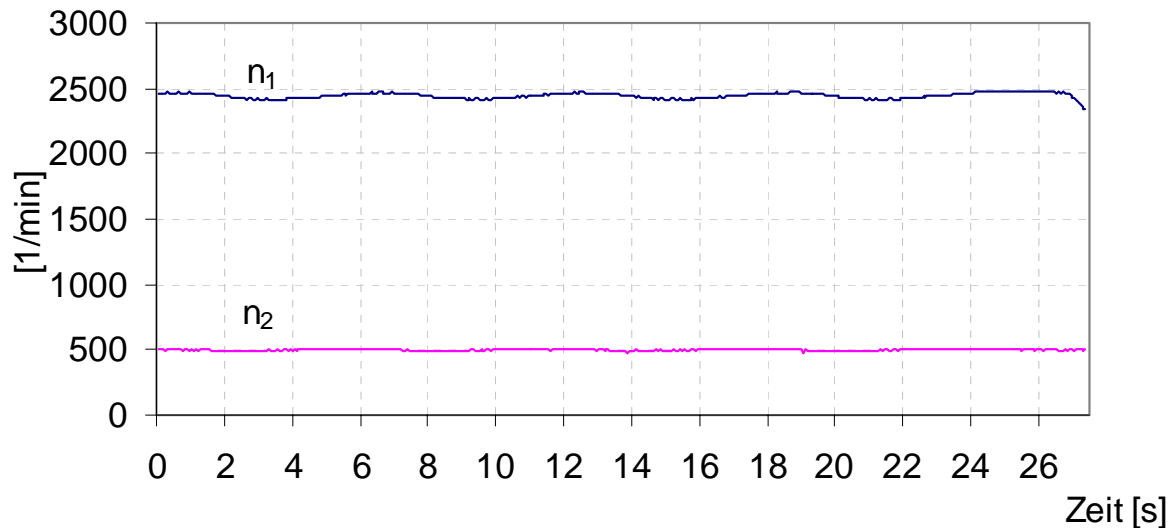


Abbildung 4-46 Folgeverhalten bei Lastregelung Drehzahlverläufe

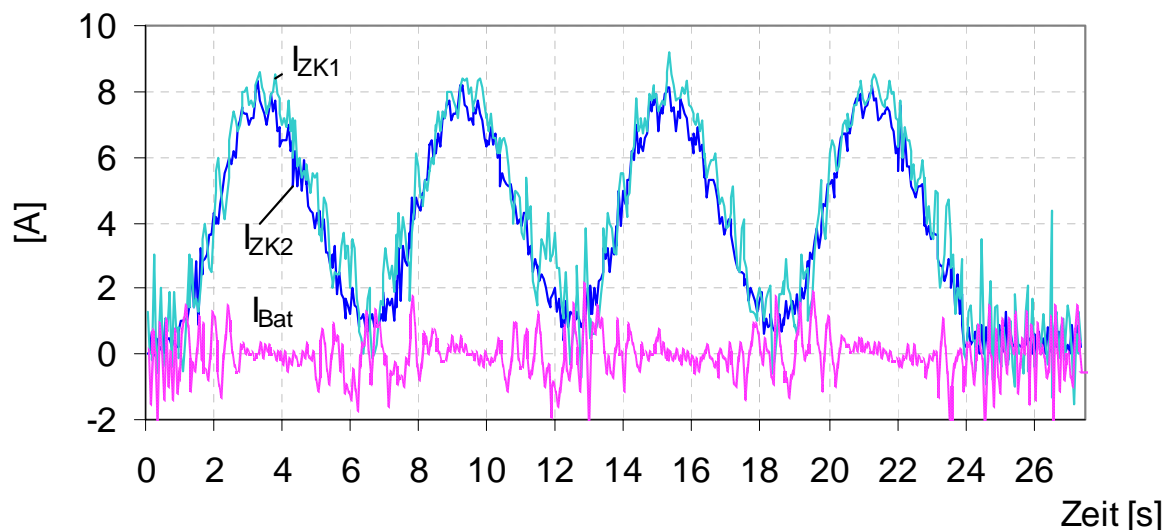


Abbildung 4-47 Folgeverhalten bei Lastregelung Umrichterstromverläufe

Solange eine Batterie den Differenzstrom aufnehmen oder abgeben kann, wäre eine überlagerte Spannungsregelung nicht erforderlich. Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit sollte sie dennoch zum Einsatz kommen. Die Ausgangsgröße des Spannungsreglers ist dann in Abhängigkeit von der Energieflussrichtung für die Drehmomentvorgabe der einen oder anderen Maschine zuständig. Dabei erweist es sich als günstig, bei Über- oder Unterschreitung eines Limits der Zwischenkreisspannung den vom Spannungsregler abgeleiteten Sollwert gegenüber dem von der Fahrzeugregelung abgeleiteten Referenzwert zu privilegieren. Dies wurde jedoch noch nicht erprobt. Ferner ist das dynamische Verhalten des

Planetengetriebes in die Reglerauslegung einzubeziehen. Für eine erste Dimensionierung wird das Planetengetriebe durch ein Mehrmassensystem beschrieben. Bei Kenntnis der wesentlichen Steifigkeiten kann dann eine Drehmoment-Sollwertentkopplung so erfolgen, dass durch das elektronische Getriebe keine zusätzlichen Ausgleichsvorgänge im Antriebsstrang angeregt werden.

4.3.7 Wirkungsgradmessungen

Ausgehend von den gemessenen Wirkungsgradkennfeldern der Einzelmaschinen kann vermutet werden, dass ein besserer Wirkungsgrad auftritt, je mehr man sich dem Nennpunkt der Maschine nähert. Dass beide Maschinen im Nennpunkt betrieben werden, wird bei diesem elektronischen Getriebe jedoch eher die Ausnahme sein. Um nun die Effizienz des elektronischen Getriebes zu testen, wurden verschiedene Drehzahlübersetzungen (\ddot{U}) zwischen der Drehzahl der An- und Abtriebsseite eingestellt.

Die Drehzahlübersetzung wird dabei wie folgt definiert, um die Korrespondenz zur Definition von klassischen Getriebeübersetzungen zu wahren. (siehe Gleichung (3-9))

$$\ddot{U} = \frac{n_{\text{Antriebsseite}}}{n_{\text{Abtriebsseite}}} \quad (4-38)$$

Dabei erfolgte eine Batteriestromregelung auf den Wert 0 A. Die am Abtrieb entnommene Leistung wurde über das beaufschlagte Drehmoment eingestellt. Die Veränderung der Übersetzung an sich bewirkt bei den quasi statischen Messungen keine entscheidende Veränderungen des Wirkungsgrades. Als maßgebend erweist sich die abgegebene Leistung der Maschinen in Relation zur Nennleistung. So wurde bei einer Übersetzung von 1 und einer Drehzahl von 3000 min^{-1} beider Maschinen ein optimaler Gesamtwirkungsgrad von 79% ermittelt. Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Abbildung 4-48 dargestellt.

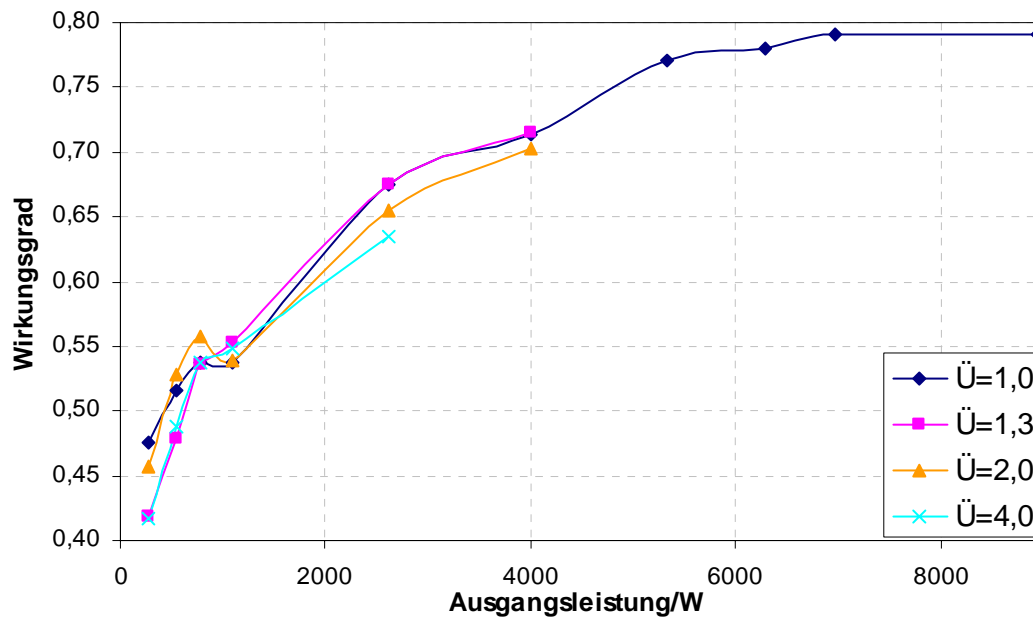


Abbildung 4-48 Wirkungsgrad der Gesamtanlage in Abhängigkeit der Ausgangsleistung und der Übersetzung

4.3.8 Ermittlung der Energieeffizienz

Die Energieeffizienz stellt ein wesentliches Gütekriterium des mechatronischen Systems dar. Gerade bei dem behandelten elektromechanischen Wandler, der verschiedenste Arbeitspunkte durchläuft, kann die Energieeffizienz am aussagekräftigsten die Energiebilanz widerspiegeln.

Um nun diese in Testläufen zu ermitteln, erfolgte wiederum eine Batteriestromregelung auf den Sollwert 0 A. Die elektrische Maschine am Ausgang des elektronischen Getriebes wurde mit einem sinusförmigen und mit einem sprungförmigen Lastmoment beaufschlagt, um verschiedene Arbeitspunkte und Wirkungsgrade beider Maschinen zu durchlaufen. Dies wurde so gewählt, dass die nötige Energie durch die Generatormaschine des Getriebes bereitgestellt werden konnte. D. h., der Batteriestrom konnte annähernd zu Null geregelt werden.

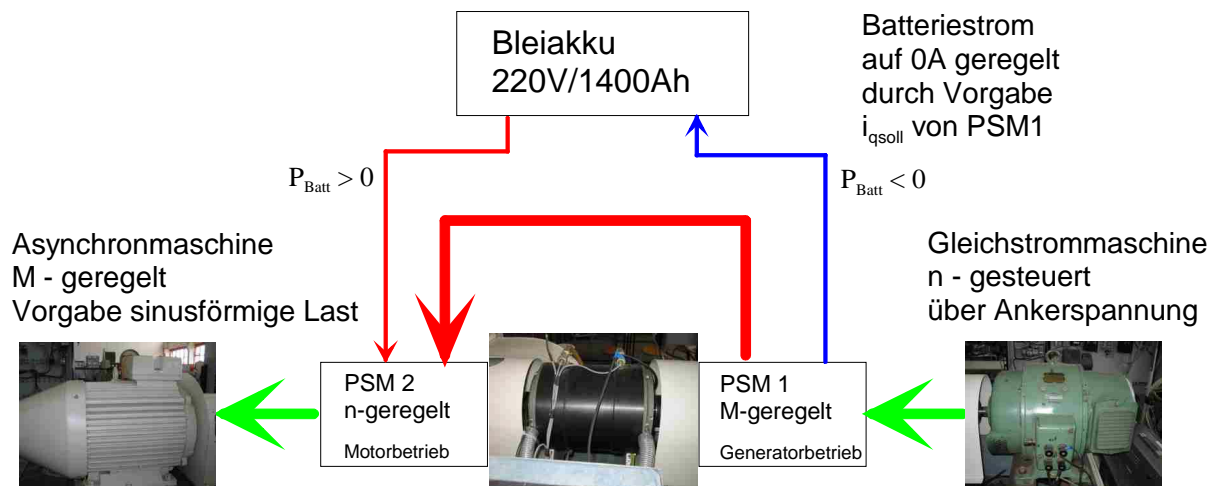


Abbildung 4-49 Energiefluss und Betriebsmodi bei Energieeffizienzmessungen

Aus der allgemeinen Definition :

$$\varepsilon = \frac{\int_0^T p_a(t) dt}{\int_0^T p_e(t) dt} \quad (4-39)$$

$p_e(t)$ Eingangsleistung, Zeitfunktion $p_a(t)$ Ausgangsleistung, Zeitfunktion

können für den konkreten Anwendungsfall folgende Formeln zur Berechnung der Energieeffizienz unter Beachtung des Batterieleistungsflusses abgeleitet werden:

1. Fall Batterie liefert Leistung, d. h. Batterie wird entladen

$(p_{\text{Batterie}}(t), i_{\text{Batterie}}(t) > 0)$:

$$\varepsilon = \frac{\int_0^T p_{\text{PSM}2}(t) dt}{\int_0^T (p_{\text{PSM}1}(t) + p_{\text{Batterie}}(t)) dt} \quad (4-40)$$

Die Leistungen der E-Maschinen werden durch die gemessenen Drehmomente und Drehzahlen berechnet. Die Batterieleistung ergibt sich aus dem Produkt von Batteriespannungs- und Stromwert.

$$\mathcal{E} = \frac{\int_0^T m_2(t) \cdot \omega_2(t) dt}{\int_0^T (m_1(t) \cdot \omega_1(t) + u_{Batterie}(t) \cdot i_{Batterie}(t)) dt} \quad (4-41)$$

2. Fall Batterie nimmt Leistung auf, d. h. Batterie wird geladen

($p_{Batterie}(t), i_{Batterie}(t) < 0$):

$$\mathcal{E} = \frac{\int_0^T (p_{PSM2}(t) - p_{Batterie}(t)) dt}{\int_0^T p_{PSM1}(t) dt} \quad (4-42)$$

$$\mathcal{E} = \frac{\int_0^T m_2(t) \cdot \omega_2(t) - u_{Batterie}(t) \cdot i_{Batterie}(t) dt}{\int_0^T m_1(t) \cdot \omega_1(t) dt} \quad (4-43)$$

Auf Grund der digitalen Aufzeichnung aller erforderlichen Messgrößen ergibt sich folgende Berechnungsgrundlage für die Energieeffizienz für ein Messintervall mit n-Messungen für den 1. Fall ($p_{Batterie}(t), i_{Batterie}(t) > 0$):

$$\mathcal{E} = \frac{\sum_{k=0}^{k=n} m_2(k) \cdot \omega_2(k)}{\sum_{k=0}^{k=n} m_1(k) \cdot \omega_2(k) + u_{Batterie}(k) \cdot i_{Batterie}(k)} \quad (4-44)$$

und für den 2. Fall ($p_{Batterie}(t), i_{Batterie}(t) < 0$):

$$\varepsilon = \frac{\sum_{k=0}^{k=n} m_2(k) \cdot \omega_2(k) - u_{Batterie}(k) \cdot i_{Batterie}(k)}{\sum_{k=0}^{k=n} m_1(k) \cdot \omega_2(k)} \quad (4-45)$$

Für die Berechnung bei oszillierender Batterieleistung während des Messintervalls ist es erforderlich, diese Fallunterscheidung bei der Integration jedes Messpunktes durchzuführen.

Die Tastzeit wurde dabei auf 55 ms eingestellt, um die Messung der 500 möglichen Messpunkte auf verschiedene Arbeitspunkte der Maschinen zu verteilen.

Messungen bei sinusförmigen Änderungen des Lastmomentes

In Abbildung 4-50 bis Abbildung 4-53 ist eine der Messungen ersichtlich, bei der mit einer bestimmten Übersetzung ein sinusförmig geändertes Lastmoment auf den Ausgang des elektrischen Getriebes wirkt.

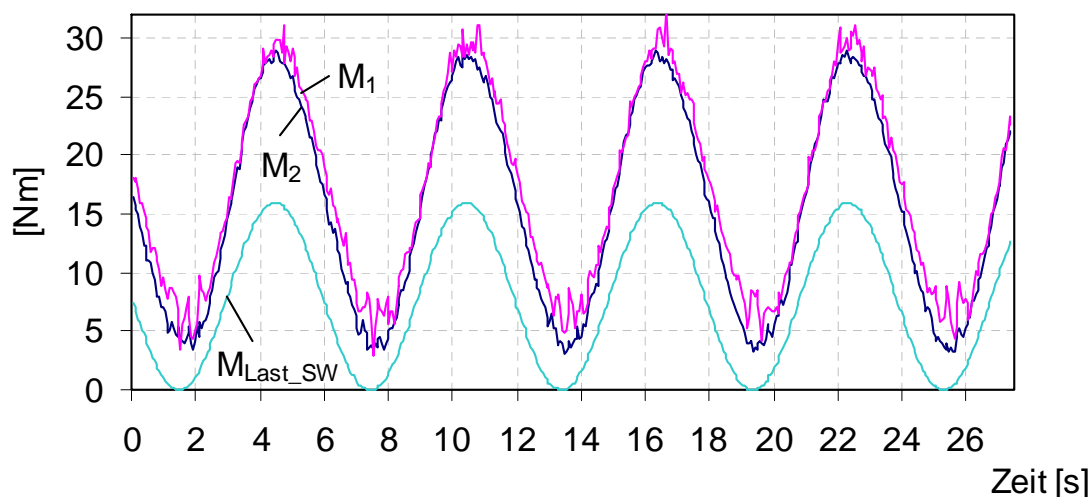


Abbildung 4-50 Drehmomentverläufe bei sinusförmiger Änderung des Lastmomentes

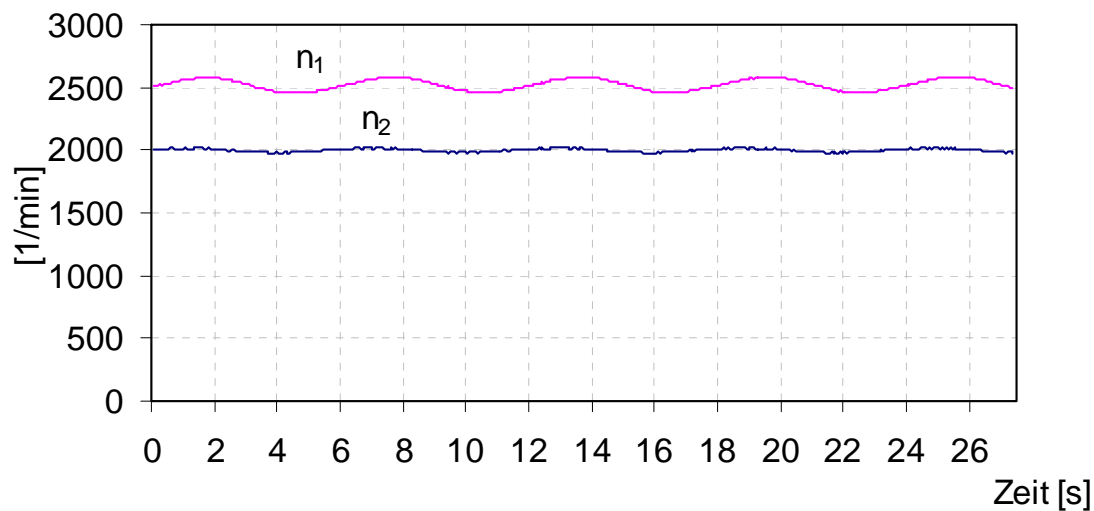


Abbildung 4-51 Drehzahlverläufe bei sinusförmiger Änderung des Lastmomentes

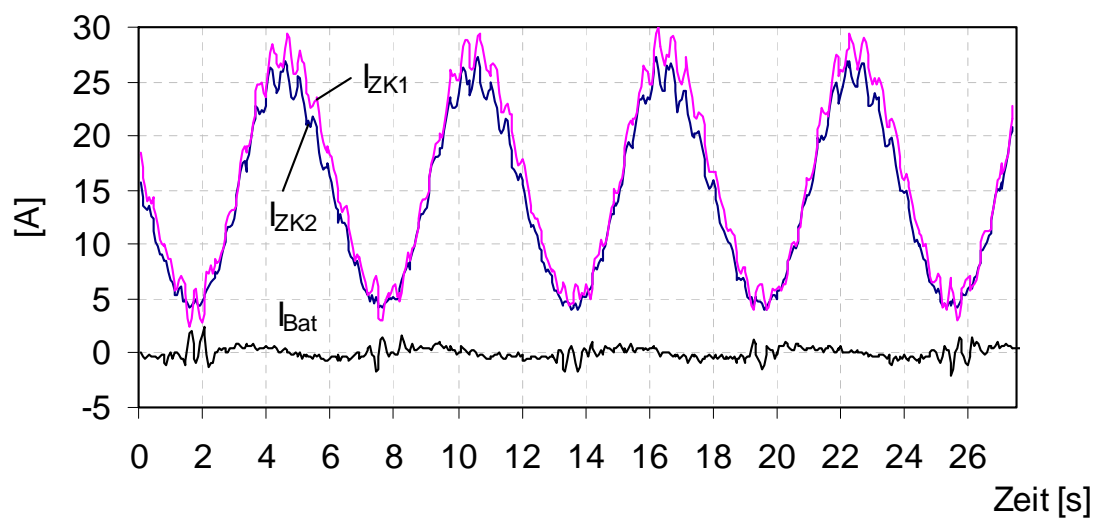


Abbildung 4-52 Zwischenkreisströme und Batteriestrom bei sinusförmiger Änderung des Lastmomentes

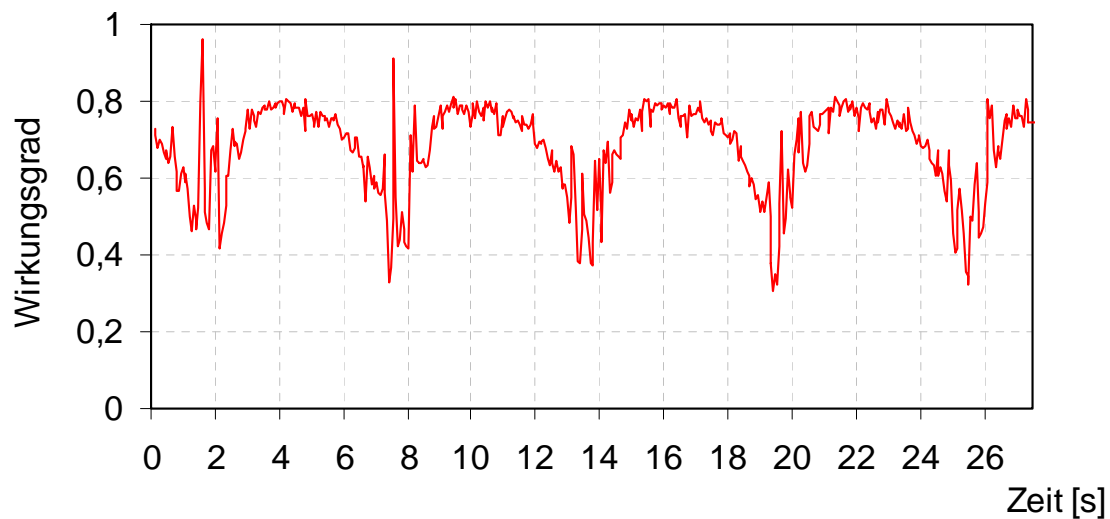


Abbildung 4-53 Wirkungsgrad bei sinusförmiger Änderung des Lastmomentes

Dabei stellte sich gemäß der erfolgten Wirkungsgradmessungen die beste Energieeffizienz ein, wenn die Maschinen nahe der Nenndrehzahl betrieben wurden. Um dem elektronischen Getriebe genügend Regelreserve zur Bereitstellung der Energie für PSM2 zu geben, ist es erforderlich, PSM1 mit Drehzahlen zwischen 2000 und 3000 min^{-1} zu betreiben. Je größer nun die Übersetzung des Getriebes, d. h. der Drehzahlunterschied zwischen Ein- und Ausgang des Getriebes gewählt wird, desto ungünstiger gestaltet sich die Energieeffizienz des Getriebes. Analog zu den gemessenen Wirkungsgraden bewegt sich die Energieeffizienz zwischen 43% und 76% (siehe Abbildung 4-54).

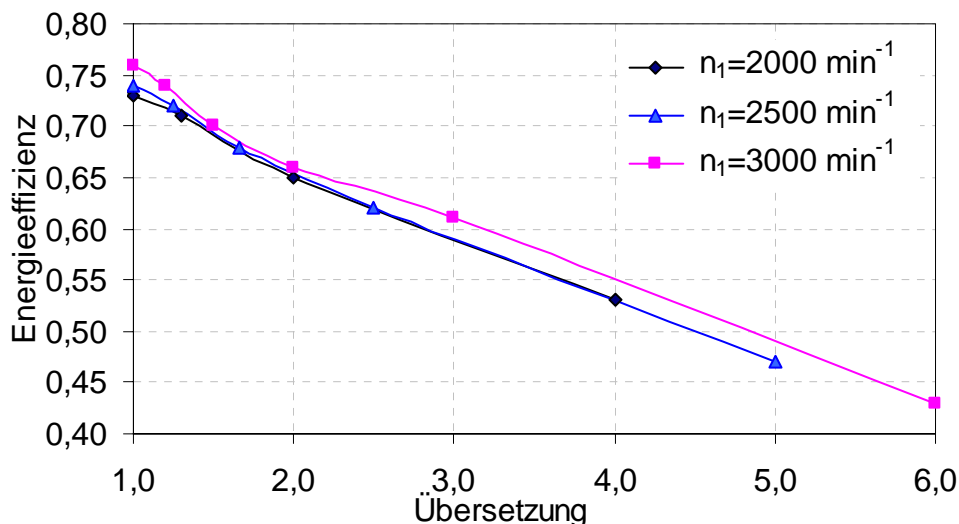


Abbildung 4-54 Energieeffizienz des elektrischen Systemteils bei sinusförmiger Änderung der Belastung

Messungen bei sprungförmigen Änderungen des Lastmomentes

In Abbildung 4-55 bis Abbildung 4-58 ist eine der Messungen ersichtlich, bei der bei einer bestimmten Übersetzung ein sprungförmig geändertes Lastmoment auf den Ausgang des elektronischen Getriebes wirkt.

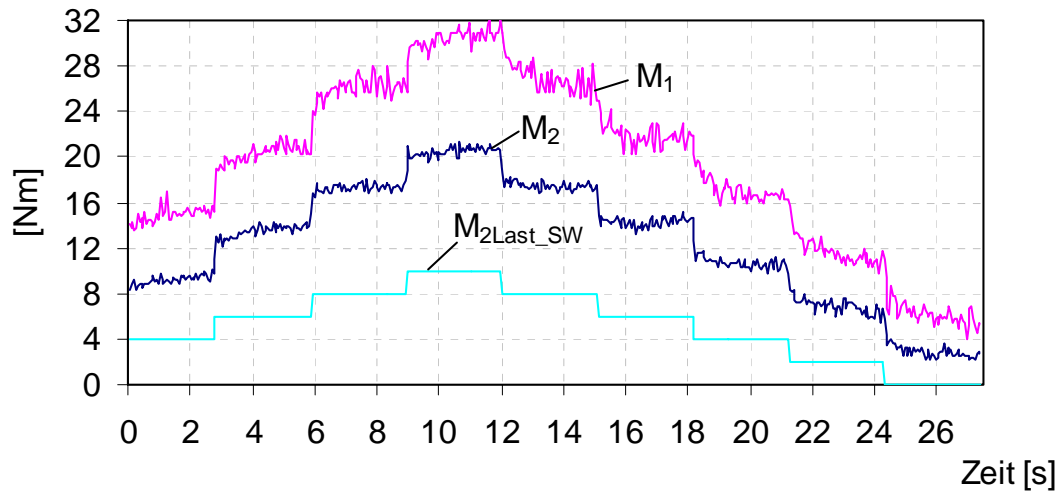


Abbildung 4-55 Drehmomentverläufe bei sprunghörmiger Änderung des Lastmomentes

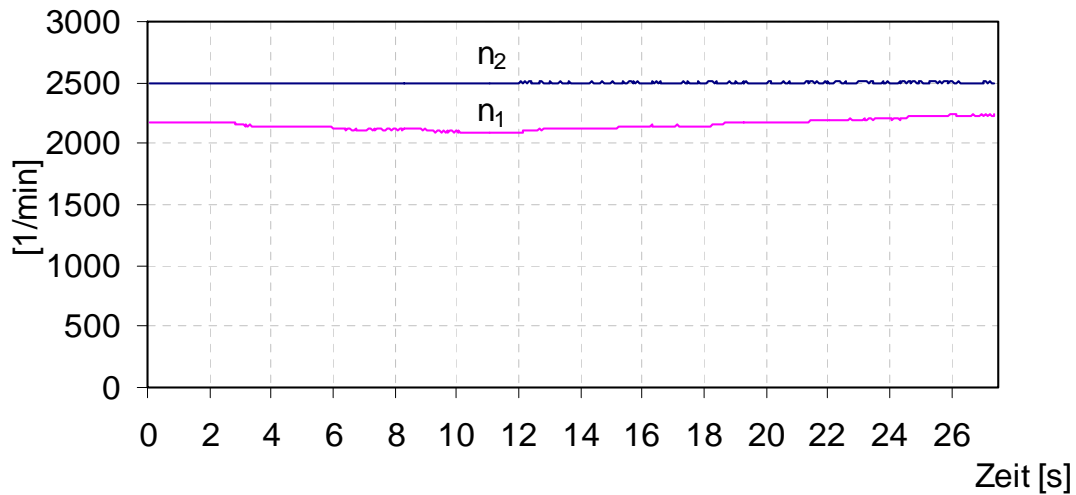


Abbildung 4-56 Drehzahlverläufe bei sprunghörmiger Änderung des Lastmomentes

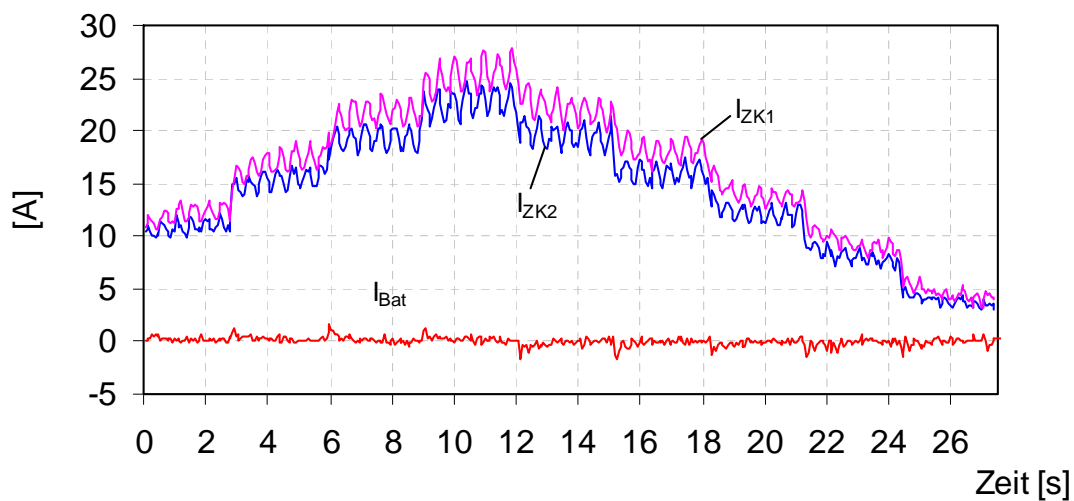


Abbildung 4-57 Zwischenkreisströme und Batteriestrom bei sprunghörmiger Änderung des Lastmomentes

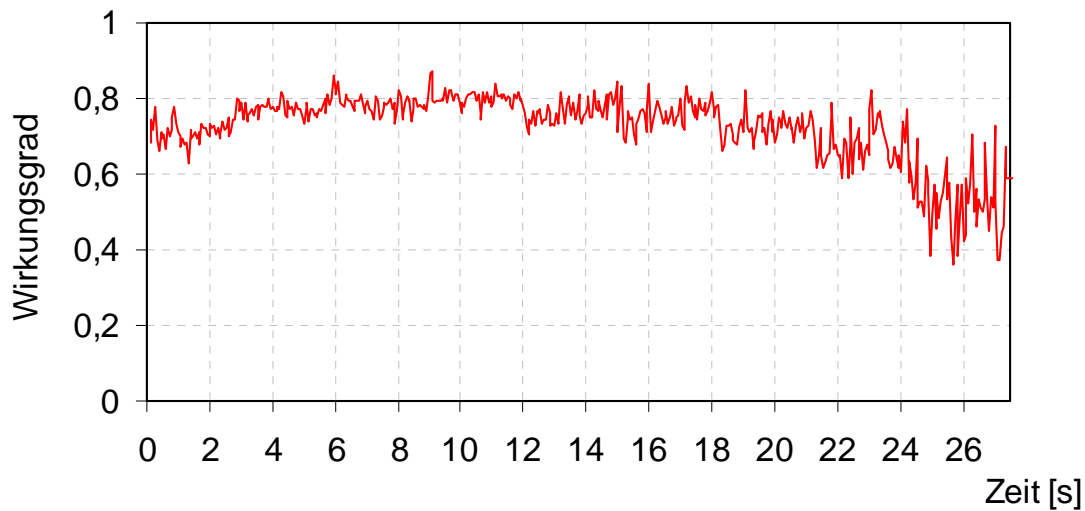


Abbildung 4-58 Wirkungsgrad bei sprungförmiger Änderung des Lastmomentes

Die Versuche mit sprungförmiger Änderung des Lastmomentes führten zu analogen Ergebnissen im Vergleich mit sinusförmiger Änderung. Die Energieeffizienz nimmt dabei Werte zwischen 47% und 77% an (siehe Abbildung 4-59). In Abbildung 4-57 sind Schwingungserscheinungen der Zwischenkreisströme erkennbar, die sich jedoch kaum auf den Batterie-strom auswirken.

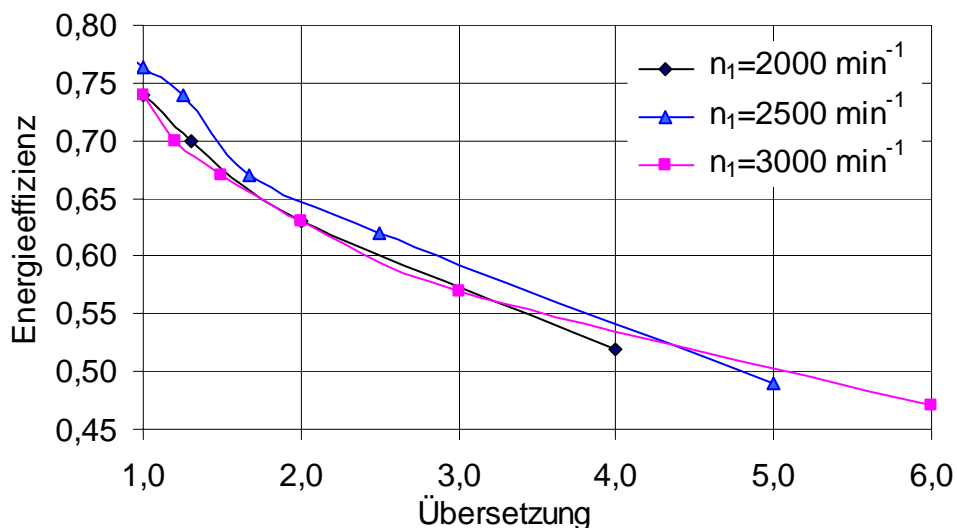


Abbildung 4-59 Energieeffizienz des elektrischen Systemteils bei sprungförmiger Änderung der Belastung

4.3.9 Auswertung der Messungen am Elektrischen Teilantriebsstrang

Das vollelektronische Getriebe bestehend aus zwei permanenterregten Synchronmaschinen, die über einen Spannungszwischenkreis-Umrichter gekoppelt sind, lässt sich in einem weiten Drehzahlbereich zur kontinuierlichen Übertragung mechanischer Energie verwenden. Eine abgestimmte Drehmoment- bzw. Drehzahlregelung beider Maschinen, die eine hohe Dynamik garantiert und gleichzeitig die Energieflüsse im Getriebe und der Batterie steuert, konnten erfolgreich erprobt werden. Damit kann auf einen zusätzlichen DC-DC-Wandler verzichtet werden. Die verschiedenen Betriebsfälle der beiden E-Maschinen wurden umfassend getestet. Im Falle des Hybridbetriebes, wenn beide Maschinen lastgeregelt fahren, wurden die Drehmomentsollwerte vorgegeben und die Drehmomentübertragung aktiviert. Die Momenteneinprägung wurde über die Komponentenregelung des q-Stromes realisiert.

Ausgehend von der Stromregelung der Einzelmotoren, die die hochdynamische Momenteinprägung ermöglicht, konnte auch die Drehzahlregelung der Maschinen erfolgreich in Betrieb genommen werden. Die erzielten Anregelzeiten von ca. 5 ms für die Drehmomentregelung und ca. 110 ms für die Drehzahlregelung entsprechen den Erwartungen. Durch die direkte Kopplung der zwei Antriebscontroller über eine synchrone serielle Schnittstelle ist es möglich, den noch in der ersten Ausbaustufe notwendigen Antriebsmanager für die Batteriestromregelung und Sollwertgenerierung der Einzelantriebe einzusparen. Die Kommunikation zwischen den beiden Antriebscontrollern erfolgt im Takt des Stromreglers im Abstand von ca. 400 μ s. D. h., innerhalb von 400 μ s ist es möglich, alle nötigen Istwerte, Sollwerte und Statusinformationen zwischen den beiden Mikrocontrollern auszutauschen. Die überlagerte Regelung für die Betriebsweise als Drehmoment-/ Drehzahlwandler und kombinierter Wandler mit Batteriestromregelung wurde in einem der zwei Antriebscontroller zusätzlich implementiert. Dies war nur möglich, weil jetzt Derivate des Mikrocontrollers C167 verfügbar sind, die mit einer Taktfrequenz von 40 MHz arbeiten.

Durch die Aufnahme von Übergangsvorgängen bei den o.g. Betriebsweisen konnte die Funktionalität nachgewiesen werden. Die Sollwerte für die Batteriestromregelung wurden einer Vorverarbeitung unterzogen, um eine koordinierte Vorgabe zu erreichen. Wie der

aufgezeichnete Batteriestrom zeigt, erfolgte weder eine Aufladung noch Entladung der Batterie. In Wirkungsgrad- und Energieeffizienzmessung wurde der energetische Aspekt untersucht. Bedingt durch die doppelte Ernergiewandlung im elektrischen Antriebstrang konnte nur ein maximaler Wirkungsgrad von 77% ermittelt werden. Dies entsprach jedoch den Erwartungen. Da im Mittel nur ca. 17% der Gesamtleistung über den elektrischen Systemteil fließen, wirkt sich dieser ungünstigere Wirkungsgrad nicht so entscheidend aus. Die Energieeffizienzmessungen konnten eindeutig eine Abhängigkeit der Verluste von der gewählten Getriebeübersetzung nachweisen. Dabei wurde einer Übersetzung von ca. eins die beste Energieeffizienz mit ca. 76% erzielt und bei einer Übersetzung von sechs eine Energieeffizienz von 43% gemessen.

5 Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird beschrieben, wie sich aus den Leistungsanforderungen von Kraftfahrzeugen und den Kennfeldern von Verbrennungsmotoren das Einsparpotential von Hybridfahrzeugen ergibt. Das vorgestellte SEL-Konzept der TU Chemnitz repräsentiert einen leistungsverzweigten Hybridantrieb, der durch das Zusammenwirken von zwei permanent erregten Synchronmaschinen mit einem dreistufigen Planetengetriebe ein hohes Maß an Kraftstoffeinsparung, Komfortzuwachs und Fahrdynamikgewinn realisieren kann.

Auf dem Weg von der Idee bis zum Betrieb in einem Kraftfahrzeug konnten folgende Teilaufgaben realisiert werden:

Vom elektrischen Systemteil wurden zwei Prototypen gefertigt. Um die Funktionalitäten und Eigenschaften des erforderlichen Planetengetriebes mit drei Fahrbereichen zu testen, wurde ein zweistufiges Testplanetengetriebe mit industriellen Getriebekomponenten für den zweiten Prototyp des elektrischen Wandlers aufgebaut. Auf zwei getrennten Versuchständen erfolgten die Tests für das Planetengetriebe und den elektrischen Teilantriebsstrang.

Mit dem Testplanetengetriebe wurden erfolgreich Versuche zu Fahrbereichswechsel, Drehzahl- und Drehmomentübergängen, Wirkungsgradbestimmung sowie der Simulation von Anfahrvorgängen durchgeführt und dokumentiert. Durch einen 16-Bit-Mikrocontroller wurde der gesamte Getriebeprüfstand gesteuert und die Messdaten verarbeitet. Dazu wurden drei Asynchronmaschinen über drei zwischenkreisgekoppelte industrielle U-Umrichter angesteuert, die die Einsatzbedingungen des Getriebes simulieren können.

Ausgehend vom Konzept des elektrischen Teilantriebsstrangs und dessen Stellbereichsforderungen wurde eine Leistungselektronik, Sensorik und Ansteuerelektronik dimensioniert und umgesetzt, die modular aufgebaut ist, den Anforderungen in allen Betriebspunkten gerecht wird und entsprechende Reserven bietet. Dabei spielt die antriebsnahe Regelung der permanent erregten Synchronmaschine die wesentliche Rolle. Mittels zweier 16-Bit-Mikrocontroller wurde erfolgreich die antriebsnahe Regelung und die übergeordnete Regelung der elektrischen Systemkomponente

umgesetzt. Die Regelung des elektrischen Systemteils eines stufenlosen Getriebes mit elektrischer Leistungsverzweigung über ein Motor-Generator-System wurde erprobt. Die Realisierung der möglichen Betriebsarten wird erläutert und anhand von durchgeführten Messungen vorgestellt. Mit Dynamik-, Wirkungsgrad- und Energieeffizienzmessungen der elektrischen Systemkomponente wurden die Funktionalitäten und Eigenschaften eines rein elektronischen Getriebes als Drehzahl-Drehmomentwandler untersucht. Zusammen mit einem U-Umrichter konnte über die Regelung des elektronischen Getriebes eine hochdynamische Drehmoment- bzw. Drehzahlregelung nachgewiesen werden, mit der gleichzeitig der Lade- und Entladevorgang eines Batteriespeichers gesteuert wird. Damit kann auf einen zusätzlichen DC-DC-Wandler verzichtet werden.

Durch das Vorhandensein von nötigen Kommunikationsschnittstellen (CAN) in den Antriebscontrollern ist die Kopplung mit einer übergeordneten Fahrzeugsteuerung, auf der die Umschalt- und Betriebsstrategiealgorithmen implementiert sind, einfach möglich.

5.2 Ausblick

Die beschriebenen Arbeiten ermöglichen nun weitere Forschungsarbeiten auf diesem Gebiet. Bevor nun die elektrische Systemkomponente mit dem Planetengetriebe auf einem Versuchsstand getestet werden können, sind folgende Arbeiten angedacht:

- Durchführung von Messungen am Planetengetriebe zur Optimierung der Schaltdauer
- Erarbeitung von Regelstrategien für den Betrieb des Gesamtsystems
- Erstellung eines Achsdrehzahl-Fahrzeugmodells zur Sollwertgenerierung in Abhängigkeit der relevanten Fahrzeug- und Umweltparameter
- Erweiterung der bestehenden übergeordneten Regelung zum Test von realitätsnahen Beschleunigungs- und Bremsvorgängen

Nach erfolgreicher Durchführung dieser Arbeiten kann das Planetengetriebe zusammen mit der elektrischen Systemkomponente auf einem Versuchsstand in Betrieb genommen werden. Dann ist es möglich

die entsprechenden Fahrzyklen zu testen und die konstruktive Eignung des Systems auch bei Dauerversuchen zu untersuchen.

Da in den letzten Jahren verstärkt leistungsfähige 32-Bit-Mikrocontroller (wie z. B. der MPC 555, MPC565 der Fa. Motorola) in der Automobilindustrie Einzug halten, wäre es aus Sicht des Verfassers bei einem kostensensiblen Einsatz dieses elektromechanischen Getriebes sinnvoll, die bisher durch zwei 16-Bit-Mikrocontroller realisierte Ansteuerung der zwei E-Maschinen durch einen 32-Bit-Controller zu ersetzen.

Die aktuelle Marktsituation und die Forschungstätigkeiten der Automobilhersteller zeigen, dass das in dieser Arbeit vorgestellte stufenlose elektronische Getriebe und weitere Forschungstätigkeiten auf dem Gebiet der Hybridfahrzeuge gerechtfertigt sind. Die ständig wachsenden Rohölpreise bedingt durch die steigende Nachfrage in den Wachstumsregionen stellen dabei einen Motor dar. Trotz der gegenwärtigen Probleme bei der Durchsetzung der Brennstoffzellentechnologie stellen die Forschungen auf dem Gebiet innovativer mechatronischer Systeme die Voraussetzung dar, dass bei einer späteren Verfügbarkeit von ausreichender elektrischer Energie im Fahrzeug auch das optimale elektrische Antriebssystem verfügbar ist. Bei marktreifer Verfügbarkeit von Brennstoffzellen und Wasserstoffmotoren müsste genügend Wasserstoff über regenerative Energien erzeugt werden. Außerdem wäre es erforderlich ein dichtes Vertriebsnetz für diesen Kraftstoff aufzubauen. Die Technologie der Hybridfahrzeuge stellt so ein wichtiges Bindeglied zum Fahrzeugantrieb der Zukunft dar. Sie ist in gewisser Form der Wegbereiter für die massenhafte Verbreitung von elektrischen Hauptantrieben, die allmählich die Verbrennungskraftmaschinen wieder ablösen werden.

Schon jetzt konnten moderne Radantriebssysteme als Kombination aus einer mehrpoligen permanenterregten Synchronmaschine und einem Planetengetriebe ihre Vorzüge eindrucksvoll unter Beweis stellen. Diese Technologie jedoch so kosteneffizient umzusetzen, dass sie nicht nur dem Militär vorbehalten bleibt, erfordert weitere große ingenieurtechnische Anstrengungen.

Da der moderne Diesel- oder Ottomotor derzeit unbestritten die mobile Primärtriebsquelle mit dem höchsten Kundennutzen hinsichtlich Verbrauch, Emissionen und Fahrspaß darstellt, kann mit den Hybridtechnologien schon heute eine wesentliche Einsparung von Kraft-

stoffen und Emissionen erfolgen. Da diese Aspekte bei der Kaufentscheidung für ein Automobil gegenwärtig allein ausschlaggebend sind, muss unbedingt auch die Fahrkomfort- und Fahrspaßerhöhung durch einen solchen innovativen Antrieb angesprochen werden. Der neue Toyota Lexus 400h zeigt schon jetzt diesen Weg auf. Wie in [34] geschildert, haben glücklicherweise jetzt auch deutsche Automobilhersteller und –zulieferer die Zeichen der Zeit erkannt und ihre Arbeiten auf dem Gebiet der Hybrid- und Brennstoffzellenfahrzeuge intensiviert. Dabei wäre es aus Sicht des Verfassers wünschenswert, dass diese auch die in Deutschland zur Verfügung stehenden Hochschulen und Universitäten noch besser nutzen, um nicht zuletzt auch ihren Ingenieur Nachwuchs zu sichern.

A Anhang

A.1 Daten zum SEL-Hybridfahrzeug

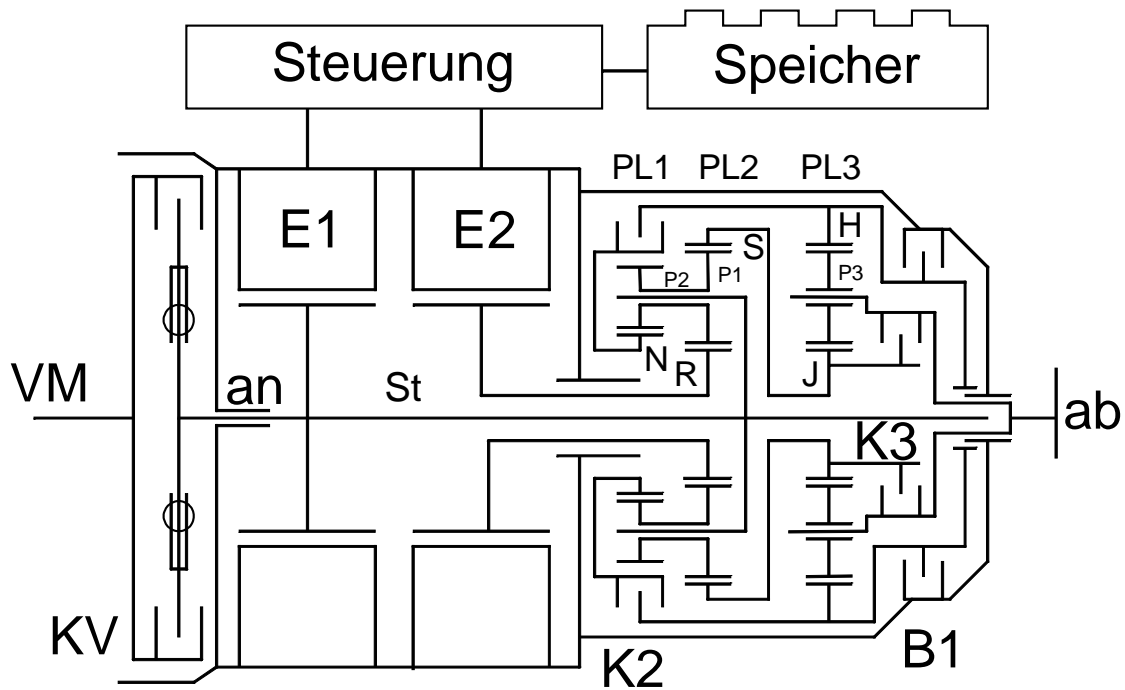


Abbildung A-1 SEL-Getriebe-Konzept

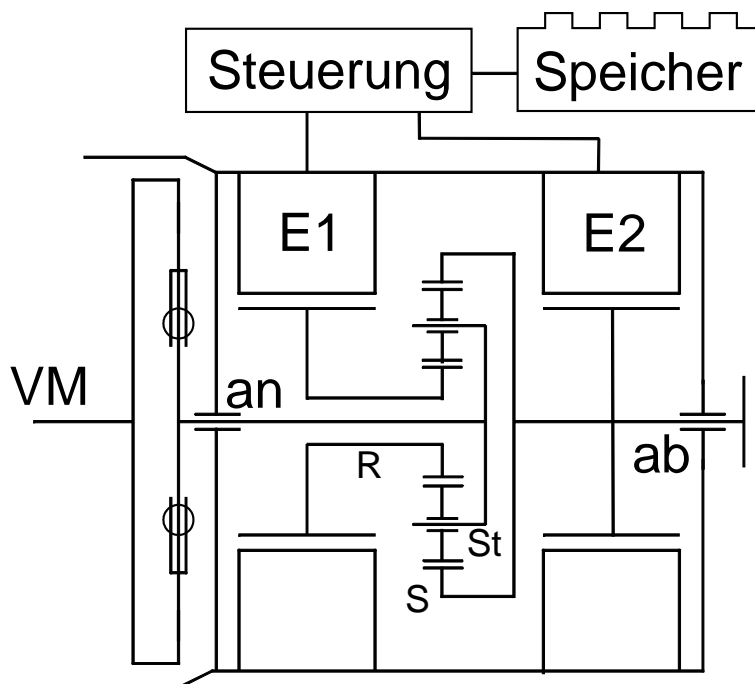


Abbildung A-2 Getriebeschema des Toyota Prius

Tabelle A-1 Kenndaten des MB 220 [15]

fahrbereite Fahrzeugmasse	$m_F = 1510 \text{ kg}$
Luftwiderstandsbeiwert	$c_W = 0,3$
Luftwiderstandsfläche	$A_F = 1,98 \text{ m}^2$
dynamischer Reifenradius	$r_{dyn} = 308 \text{ mm}$
Drehmassenzuschlagsfaktor	$\lambda = 1,05$
maximaler Wirkungsgrad des Differentials	$\eta_{D \max} = 97\%$
Massenträgheitsmoment des Differentials	$J_{Diff} = 0,015 \text{ kgm}^2$
Rollwiderstandsbeiwerte	$f_{R0} = 0,009$ $f_{R1} = 0,002$ $f_{R4} = 0,0003$ $f_{R6} = 0$
Lagerwiderstandsbeiwerte	$f_{L0} = 0,0072$ $f_{L1} = 0,000252$ $f_{L2} = 0,000144$
geforderte Steigfähigkeit	$p_{\max} = 50\%$
Luftdichte	$\varsigma_L = 1,266 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$

Tabelle A-2 Kenndaten des DC-140-kW-Ottomotors [15]

Motormindestdrehzahl	$n_{\min} = 600 \text{ min}^{-1}$
Motormaximaldrehzahl	$n_{\max} = 6800 \text{ min}^{-1}$
maximales Motordrehmoment	$M_{\max} = 265,7 \text{ Nm}$
Drehzahl bei maximalem Moment	$n_{M \max} = 4438 \text{ min}^{-1}$
maximale Motorleistung	$P_{\max} = 140,3 \text{ kW}$
Drehzahl bei maximaler Motorleistung	$n_{P \max} = 6000 \text{ min}^{-1}$
Drehmoment bei maximaler Motorleistung	$M_{P \max} = 223,3 \text{ Nm}$

Tabelle A-3 Kenndaten der im SEL-Getriebe verwendeten permanentenerregten Synchronmaschinen [23]

Nenndrehzahl	$n_{\text{nenn}} = 3000 \text{ min}^{-1}$
Nenndrehmoment	$M_{\text{nenn}} = 30 \text{ Nm}$
Maximaldrehzahl	$n_{\max} = 4500 \text{ min}^{-1}$
maximales Motordrehmoment	$M_{\max} = 120 \text{ Nm}$
Drehzahl bei maximalem Moment	$n_{M \max} = 3000 \text{ min}^{-1}$
maximale Motorleistung	$P_{\max} = 37 \text{ kW}$

Tabelle A-4 Kenndaten des SEL-Getriebes [15]

Achsübersetzung	$i_{Achs} = 3,07$
minimale Getriebeübersetzung	$i_{min} = 0,527$
maximale Getriebeübersetzung	$i_{max} = 3,289$
Gesamtstellbereich (ohne geared neutral)	$\varphi_{ges} = 6,238$
Gesamtstellbereich (mit geared neutral)	$\varphi_{gn} = \infty$

Tabelle A-5 Annahmen und Auslegungen für das elektrische Speichersystem [15]

Verlustgrad der Batterie	$\zeta_B = 10\%$
Pumpenleistung (für Öl und Kühlwasser)	$P_{Pump} = 400 \text{ W}$
Leerlaufverlustleistung	$P_{VB_leer} = 200 \text{ W}$
Speicherbare Energie	$E_{Speicher} = 1500 \text{ Wh}$
Kapazität (bei Bordspannung $U_{bord} = 12\text{V}$)	$C_{Speicher} = 125 \text{ Ah}$
Speichermasse (bei Verwendung einer Nickel-Metallhydrid-Batterie)	$m_{Speicher} = 24 \text{ kg}$

A.2 Fahrzyklen und weitere simulierte Testzyklen

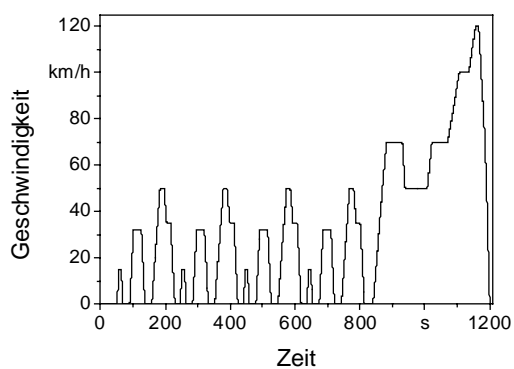


Abbildung A-3 Geschwindigkeitsverlauf im NEFZ [15]

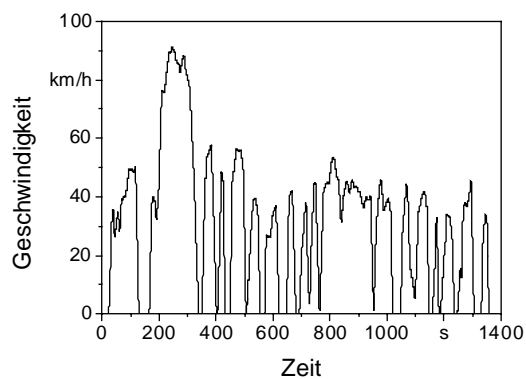


Abbildung A-4 Geschwindigkeitsverlauf im US-City-Zyklus [15]

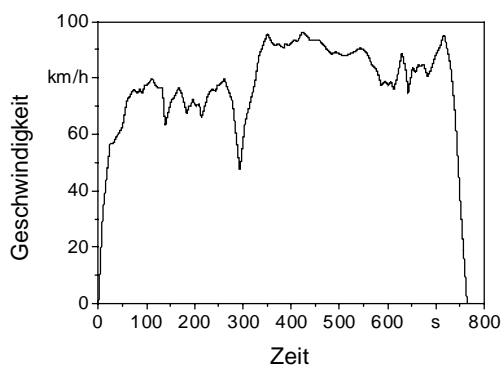


Abbildung A-5 Geschwindigkeitsverlauf im US-Highway-Zyklus [15]

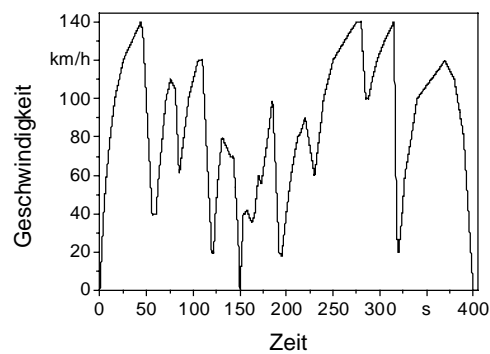


Abbildung A-6 Geschwindigkeitsverlauf im definierten Rennzyklus [15]

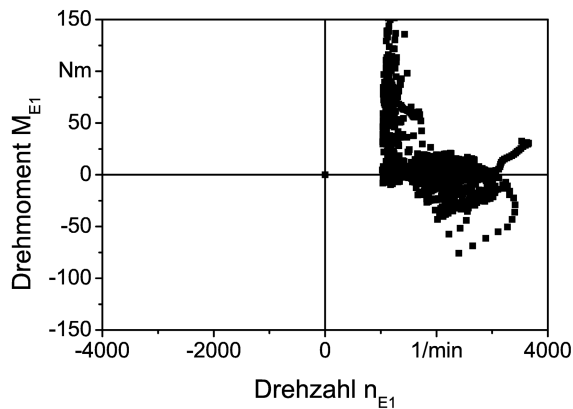


Abbildung A-7 Betriebspunkte von E1 im US-City-Zyklus [15]

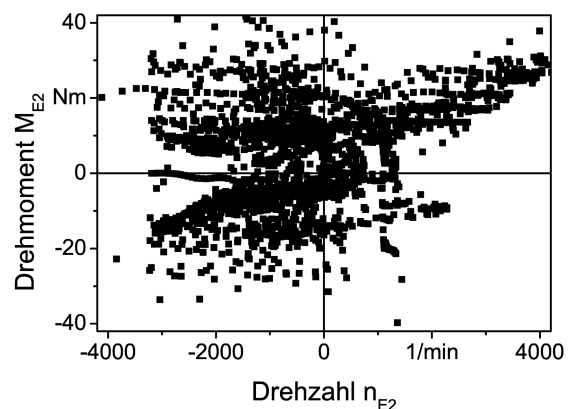


Abbildung A-8 Betriebspunkte von E2 im US-City-Zyklus [15]

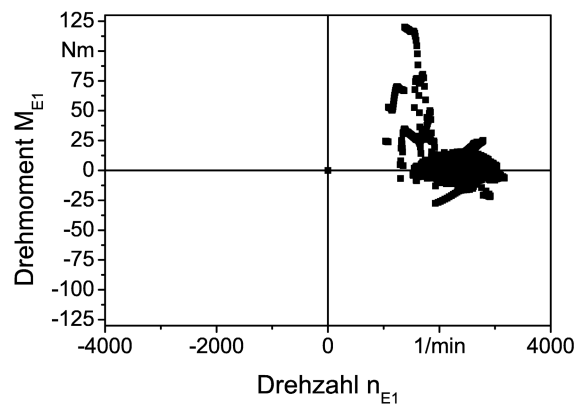


Abbildung A-9 Betriebspunkte von E1 im US-Highway-Zyklus [15]

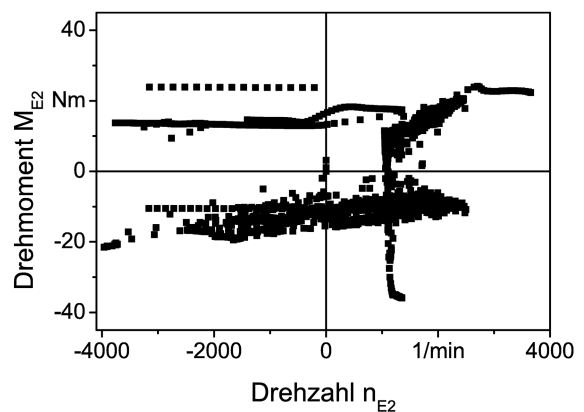


Abbildung A-10 Betriebspunkte von E2 im US-Highway-Zyklus [15]

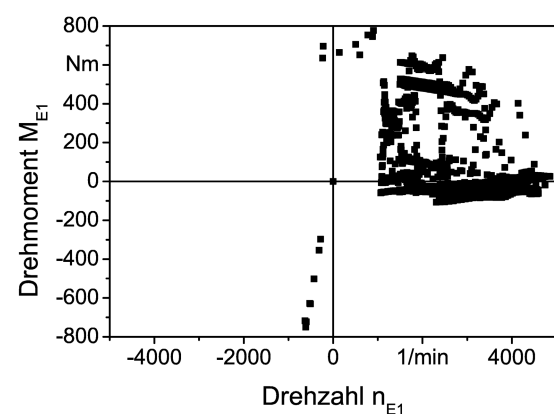


Abbildung A-11 Betriebspunkte von E1 im definierten Rennzyklus [15]

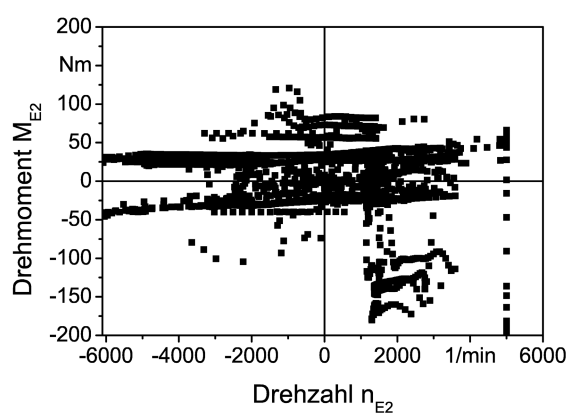


Abbildung A-12 Betriebspunkte von E2 im definierten Rennzyklus [15]

A.3 Daten zum Versuchsgetriebe

A.3.1 Daten zu Schaltung und Hydraulik

Tabelle A-6 Kenngrößen der schaltenden Hohlräder (Werte gerundet)

Masse des Schiebeblocks	$m_{HR1} = 800 \text{ g}$
Masse des Hohlrades (beide Teile)	$m_{HR2} = 1000 \text{ g}$
Kraftangriffsflächen	$A_{11} = 11.000 \text{ mm}^2$ $A_{12} = 3.800 \text{ mm}^2$ $A_{21} = 9.200 \text{ mm}^2$ $A_{22} = 8.400 \text{ mm}^2$

- Reynolds-Zahl

$$R_e = \frac{v_{öl} d_{öl}}{\nu_{öl}} \quad (\text{A-1})$$

- Querschnittsfläche der Ölleitung

$$A_{öl} = \frac{\pi}{4} d_{öl}^2 \quad (\text{A-2})$$

Tabelle A-7 Werte für die Berechnungen der Öldruckverluste

Viskosität	$\nu_{öl} = 1,0 \text{ cm}^2/\text{s}$
Öldichte	$\zeta_{öl} = 0,9 \text{ g/cm}^3$
Reynolds-Zahl	$R_e = 54,4$
Konstanten	$c_1' = 64$ $c_2' = 64$
Abmessungen der Ölleitung	$d_{öl} = 3 \text{ mm}$ $l_{öl} = 100 \text{ mm}$

A.3.2 Daten zum Schwingungsmodell

- Torsionsfedersteifigkeit eines Hohlzylinders

$$c = \frac{\pi G (d_a^4 - d_i^4)}{32 l} \quad (\text{A-3})$$

- Trägheitsmoment eines Hohlzylinders

$$J = \frac{m}{8} (d_a^2 - d_i^2) \quad (\text{A-4})$$

Tabelle A-8 Trägheitsmomente und Steifigkeiten der Wellen des Versuchsgetriebes

Schubmodul	$G = 80 \text{ kN/mm}^2$
Dichte	$\rho_{\text{Stahl}} = 7,8 \text{ g/cm}^3$
Trägheitsmomente	$J_{An} = 0,0034 \text{ kgm}^2$ $J_R = 0,00012 \text{ kgm}^2$ $J_{Ab} = 0,0065 \text{ kgm}^2$ $J_L = 0,0071 \text{ kgm}^2$ $J_S = 0,0017 \text{ kgm}^2$
Torsionssteifigkeiten	$c_{An} = 3000 \text{ Nm}$ $c_R = 34000 \text{ Nm}$ $c_{Ab} = 287000 \text{ Nm}$

A.4 Technische Daten der Versuchsstandkomponenten

A.4.1 Daten der verwendeten Komponenten Getriebeprüfstand

Tabelle A-9 Kenndaten der Motoren des Versuchsstandes

	ASM 1	ASM 2	ASM 3
Nennleistung	5,5 kW	5,0 kW	14,0 kW
Synchrondrehzahl	2880 min ⁻¹	2880 min ⁻¹	2900 min ⁻¹
Speisefrequenz	50 Hz	50 Hz	50 Hz
Bemessungsstromstärke	19/11 A	10 A	28,7 A
Bemessungsspannung	220/380 V	380 V (Δ)	380 V (Δ)
cos(φ)	0,9	0,9	0,9

Tabelle A-10 Daten der Siemens Stromrichter (UR 1 - 3)

	UR1 & 2	UR 3
Bezeichnung	Masterdrive VC DC/AC	Masterdrive VC AC/AC
Bestell-Nr.	6SE7021-3TP60-Z	6SE7023-4EP60-Z
Software Version	V 3.33	V 3.33
Leistung	5,5 kW	15 kW

Tabelle A-11 Kenndaten der Drehgeber (IGR 1 - 3)

Hersteller	Fa. Hengstler
Typ	RI58-O / 2048 A S 4 1RB
Strichzahl	2048
Schutzart	IP 64
Ausgang	RS 422

*A.4.2 Daten der verwendeten Komponenten Prüfstand elektrischer
Antriebsstrang*

Tabelle A-12 Daten der Asynchronmaschine KMER 200LX2 von VEM motors

	ASM 1
Nennleistung	37 kW
Synchrondrehzahl	2940 min ⁻¹
Speisefrequenz	50 Hz
Bemessungsstromstärke	120/69,5 A
Bemessungsspannung	220/380 V
cos(φ)	0,9

Tabelle A-13 Daten der Gleichstrommaschine GGB b6 vom Elbtalwerk Heidenau

Nennleistung	14 kW
Nenndrehzahl	3000 min ⁻¹
Nennankerspannung	230 V
Nennerregerspannung	220 V
Nennankerstrom	61 A

Literaturverzeichnis

Bücher, Monographien und Dissertationen, Zeitschriftenaufsätze, Konferenzberichte, Patente

- [1] Schönfeld, Rolf.: Elektrische Antriebe Springer Verlag Berlin Heidelberg 1995
- [2] Schönfeld, Rolf.: Bewegungssteuerungen Berlin Heidelberg 1998
- [3] Schönfeld, Rolf.; Hofmann, Wilfried: Elektrische Antriebe und Bewegungssteuerungen, VDE-Verlag Berlin/Offenbach 2005
- [4] Tenberge, Peter; Müller, Jörg: Zukunftweisendes Energiemanagement in Fahrzeugen mit Hybridantrieben, VIII. Fachsymposium Weinheim 2005 Fa. Freudenberg 21./22. September 2005, Kap. 7
- [5] Quang, N. P.; Dittrich, J.-A.: Die Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen. Expert-Verlag, 1999
- [6] Hofmann, Wilfried.: VDE-Seminar: Steuer- und Regelverfahren für Umrichtersysteme, Mai 2005
- [7] Santoro, Marco: The Energy Conversions in a Hybrid-Propulsion Vehicle with Planetary Gear Set Dissertation, La Sapienza University Rome, Italy
- [8] Mauracher, Peter: Modellbildung und Verbundoptimierung bei Elektrostraßenfahrzeugen Aachener Beiträge des ISEA, Band 17, 1996
- [9] Lamparter, Dietmar H.: Leise summt der Fortschritt. Die Zeit, Nr. 18, 22. April 2004, S. 72
- [10] VDI Nachrichten: Limousinen mit Hybridantrieb fahren aus der Nische. VDI Nachrichten, Nr. 4, 23. Januar 2004, S. 12
- [11] Buchheim, Rolf: Hybridfahrzeuge und Energiemanagement. ATZ3/2004, S. 360f.
- [12] ATZ: Der neue Toyota Prius. ATZ 3/2004, S. 186-188
- [13] Volkswagen Homepage: <http://showrooms.volkswagen.de/golf/>

- [14] Lechner, G.; Naunheimer, H.: Fahrzeuggetriebe -- Grundlagen, Auswahl, Auslegung und Konstruktion, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1994
- [15] Tenberge, Peter: Auslegung und Betriebsverhalten des SEL-120/3 - Fahrzeuggetriebes MathCad-Berechnungsprogramm, Stand 04.02.2003
- [16] Albers, A.; Herbst, D.: Mechanisch-Elektrisches Anfahr- und Schaltgetriebe für Hybridfahrzeuge. VDI-Berichte 1610, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, 2001
- [17] Busch, Rainer: Entwicklung und Realisierung einer vollautomatischen Betriebsstrategie für einen leistungsorientierten Hybridantrieb Dissertation, RWTH Aachen, 1997
- [18] Wallentowitz, Henning u.a.: Strukturvarianten von Hybridantrieben. VDI-Tagung "Hybridantriebe", 25./26.02.1999, München
- [19] Verschiedene: Hybridfahrzeuge und Energiemanagement -- 1. Braunschweiger Symposium vom 21. Februar 2002. Fortschritt-Berichte VDI Reihe 12, Nr. 484, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf 2002
- [20] Verschiedene: Hybridfahrzeuge und Energiemanagement -- 2. Braunschweiger Symposium vom 04. Februar 2004. Gesamtzentrum für Verkehr Braunschweig, 2004
- [21] Peter Lück: Alternative Fahrzeugkonzepte bei Volkswagen. DGES-Fachtagung: Elektrofahrzeuge -- Hybridtechnologien im Aufschwung, Aachen, Mai 2003, S.12.1 – 12.18
- [22] DieselNet Homepage: Emission Test Cycles.
<http://www.dieselnet.com/standards/cycles/>
- [23] Frei, B.; Hofmann, W.; Tenberge, P.: Regelung eines elektronischen Getriebes für Hybridfahrzeuge. 1. Internationales Symposium für Mechatronik Chemnitz 2002, Proceedings S. 149-158 (ISBN 3-00-007504-6)
- [24] Alfred Böge: Die Mechanik der Planetengetriebe. Friedrich Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig, 1980
- [25] Herbert W. Müller: Die Umlaufgetriebe -- Auslegung und vielseitige Anwendungen. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1998
- [26] Tenberge, Peter: Fahrzeuggetriebe. Vorlesungsmitschrift, TU Chemnitz, Wintersemester 2002/2003

- [27] D. Will, H. Stöhl: Einführung in die Hydraulik und Pneumatik. VEB Verlag Technik Berlin, 1988
- [28] F. Holzweissig, H. Dresig: Lehrbuch der Maschinendynamik. Fachbuchverlag Leipzig--Köln, 1992
- [29] H. Dresig: Schwingungen mechanischer Antriebssysteme. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2001
- [30] Reiner Johannis: MC-Tools 15. Feger + Co. Hardware + Software Verlags OHG, Traunstein, 1993
- [31] J. Angloher, H.Schaefer: Batterieauswahl für den autarken Hybrid. VDI Berichte Nr. 1225e, 1995
- [32] Mestre, P.: Utilization of Ultracapacitors as a Auxiliary Power Source in Electric Vehicle, EPE 1997 Trondheim
- [33] Tenberge, P.; Hofmann, W.: Stufenloses Fahrzeuggetriebe mit elektrischer Leistungsverzweigung. VDI-Berichte 1346 (1997) S.83-114
- [34] Hybrid- und Brennstoffzellen-Elektrofahrzeuge: Energiemanagement-Aufgaben und Strukturen, DGES-Fachtagung Ingolstadt Juni 2005 Kap. 6, 9, 10, 14
- [35] T. Yaegashi: Toyota Hybrid System THS. Toyota Motor Corporation (1997)
- [36] J. Yamaguchi: Toyota readies gasoline/ electric hybrid system. Automotive engineering (1997), 55 ... 58
- [37] General Motors Corporation: Two-Mode, Compound-Split, Electro-Mechanical Vehicular Transmission, Patentschrift: US 5,558,589 (Anmeldung vom 20.07.1995)

Diplomarbeiten, Ingenieurarbeiten, Studien, Skripte

- [38] Hempel, Ralf: Inbetriebnahme der Steuerung und Einzelkomponenten des Versuchsstandes Planetenradgetriebe für das Stufenlose Elektronische Getriebe, Projektarbeit, TU Chemnitz, Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Antriebe, 2004

- [39] Hempel, R.: Simulation und Untersuchung der Komponenten eines Stufenlosen Elektronischen Getriebes, TU Chemnitz, 2005
- [40] Klier, R.: Programmierung und Einsatz einer Prozeßvisualisierung für Antriebssysteme, TU Chemnitz, 2005
- [41] Zitzelsberger, J.: Regelung eines stufenlosen elektromechanischen Hybridgetriebes, TU Chemnitz, 2001