

---

# Grundlegende Untersuchungen von Elektrofahrzeugen im Bezug auf Energieeffizienz und EMV mit einer skalierbaren Power-HiL-Umgebung

---

Der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,  
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Sebastian Jeschke, M.Sc.

aus

Bocholt

Gutachter: Prof. Dr. -Ing. Holger Hirsch

Gutachter: Prof. Dr. -Ing. Dieter Schramm

Datum der mündlichen Prüfung: 18.1.2016

Der Lebenslauf ist in der Online-Version aus Gründen des Datenschutzes nicht enthalten

## Kurzfassung

Die Elektromobilität ist als ein Teil der Energiewende eines der aktuellen Themen in der technischen Forschung. Die Idee dabei ist der Einsatz von elektrischen Antrieben in Fahrzeugen zur Reduzierung des CO<sub>2</sub>-Ausstoßes im Individualverkehr. Trotz der hohen Wirkungsgrade der eingesetzten Elektroantriebe ist die Reichweite aktueller Elektrofahrzeuge aufgrund der begrenzten Batteriekapazität auf etwa 100-200km begrenzt. Zudem werden energieintensive Nebenverbraucher, wie die Heizung und der Klimakompressor an der Antriebsbatterie betrieben, was die Reichweite weiter reduziert. Die begrenzte Reichweite in Kombination mit den langen Ladezeiten zeigt, dass eine optimale Nutzung der verfügbaren Energie bei der Entwicklung von Elektrofahrzeugen berücksichtigt werden muss.

Zudem ergeben sich durch die Integration von leistungselektronisch geregelten Antriebssystemen in die bestehenden Fahrzeugarchitekturen (12V-Bordnetz) enorme Herausforderungen bzgl. der EMV Anforderungen, die einen Anpassungsprozess der relevanten EMV-Standards im Fahrzeugbereich bedingt haben. Um einen störungsfreien Parallelbetrieb der beiden Bordnetze zu gewährleisten, wird das Antriebsbordnetz isoliert vom 12V-Bordnetz realisiert und zudem vollständig geschirmt. Aufgrund von Kostenfaktoren und dem geringen Platzangebot im Fahrzeug ist die Anzahl der zusätzlich realisierbaren Gegenmaßnahmen begrenzt.

Um sowohl die Energieeffizienz von Elektrofahrzeugen als auch die im Antriebsbordnetz auftretenden Störaussendungen basierend auf realen Komponenten zu untersuchen, wird eine Power-HiL-Umgebung des Antriebsstrangs eines Elektrofahrzeugs realisiert. Zur Untersuchung der Energieeffizienz von Elektrofahrzeugen, wird das Antriebsbordnetz aus energietechnischer Sicht als Netzwerk mit Erzeugern und Verbrauchern betrachtet. Um sowohl unterschiedliche Fahrzeuge als auch unterschiedliche Antriebssysteme zu untersuchen, wird eine Skalierungsmethode vorgestellt, welche auch auf andere Prüfstände adaptierbar ist. Mit dem Aufbau wird der Einfluss unterschiedlicher Fahrzyklen, Antriebssysteme, Rekuperationsleistungen und Hochvolt-Nebenverbraucher auf die Reichweite der Fahrzeuge umfassend untersucht.

Zur Untersuchung der EMV des elektrischen Antriebsstrangs wird die Power-HiL-Umgebung verwendet, um die Störaussendung des Antriebssystems von Elektrofahrzeugen und deren Ausbreitung im Fahrzeug zu untersuchen. In den aktuellen EMV-Standards werden die leitungsgeführten Störaussendungen an den Antriebs- und Traktionsleitungen des Umrichters in konstanten Betriebspunkten gemessen. Diese Störungen breiten sich zudem über die Antriebswelle, die eine Schwachstelle im aktuellen Schirmkonzept darstellt, im Fahrzeug aus. Da diese Wellenströme in der aktuellen Normung nicht berücksichtigt sind, werden sie mit der Power-HiL Umgebung erstmalig untersucht. Zudem wird ein Messaufbau vorgestellt, mit dem die Störaussendung im Frequenzbereich über der Zeit während eines dynamischen Fahrzyklus untersucht werden kann.

## Abstract

Electro mobility is part of the energy turnaround in Germany and thus one of the actual topics in technical research. The main idea is the reduction of CO<sub>2</sub> emissions of public and individual traffic by using electric drives for vehicle propulsion. Despite the high efficiency of the electric traction systems electric vehicles have a limited driving range of 100-200 km. This limitation is caused by the capacity of the propulsion batteries used. In addition energy-intensive loads like the electric air conditioning compressor and the interior heating are supplied by this battery further reducing the vehicle's driving range. Compared to vehicles with internal combustion engine electric vehicles can recuperate energy into the battery during the braking process. Especially in inner city traffic this causes an increase of the overall driving range. However, the combination of the limited driving range and the long duration of the recharge process indicates, that the optimal usage of this energy is one of the main topics during the development process of electric vehicles.

Furthermore, integrating electric traction systems in the existing vehicle electric architectures causes enormous challenges with respect to the EMC requirements. Due to this process all affected automotive EMC standards are actually adapted. Inside the power electronic components fast switching power semiconductors are used. In order to further increase the efficiency of the components the switching frequency of power semiconductors and the system's operational voltage is increased. Beside the better efficiency of the components the electromagnetic interference (EMI) generated by the drive system increases. In order to provide an undisturbed operation of the 12V- and the traction system the traction system is built up isolated and completely shielded from the vehicle's chassis. Due to costs factors and the limited space inside the vehicle the amount realizable further countermeasures is limited. Thus the disturbances generated by and the coupling passes inside the traction system has to be considered in an early stage in the component development process.

To investigate the impact of e.g. different usage scenarios on the energy efficiency and the EMI of an electric vehicle traction system a Power-HiL setup including the complete electric vehicle drive is used. Focussing on the energy efficiency investigations, the traction system is considered as an energy supply network consisting of energy sources and sinks. In order to simulate different electric vehicles and drives the Power-HiL setup is scaled, using method which can be adapted to other test setups. Using the scaled Power-HiL setup the impact of different electric drives, regenerative braking limitations, usage scenarios and the usage of energy intensive loads on the driving range of electric vehicles is comprehensively investigated.

On the other hand the Power-HiL setup is used to investigate the EMI generated and the coupling paths inside an electric vehicle traction system. In the actual EMC standards the conducted emissions of a drive inverter are measured at the motor and the battery cables while the drive is operated in constant operation. However, inside the motor these conducted emissions are coupling via the bearings onto the drive's shaft. The shaft is not shielded and represents a weak point of the actual shielding concept. As these shaft currents are not considered in the actual standard, they are comprehensively analyzed using the Power-HiL setup. Furthermore, a realistic drive scenario of an electric vehicle represents a dynamic operation of the traction system, which is not considered in the actual standards. In order to investigate the impact of a dynamic operation of the drive on the conducted emissions the Power-HiL setup is used. For analysing the emissions in dynamic operation a setup measuring the EMI in frequency domain in discrete time steps is used.

# Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Motivation der Arbeit .....	7
2	Fahrzeuge mit elektrischem Antriebsstrang .....	10
2.1	Aufbau von Elektro- und Hybridfahrzeugen .....	10
2.2	Elektrischer Antriebsstrang von Elektro- und Hybridfahrzeugen .....	13
2.3	EMV in Elektro- und Hybridfahrzeugen .....	17
2.3.1	Störquellen und –senken im Elektrofahrzeug.....	17
2.3.2	Kopplungspfade im Elektrofahrzeug.....	20
2.3.3	Grundlegende Gegenmaßnahmen.....	25
2.3.4	Aktuelle Störaussendungs-Normen .....	27
3	Aufbau einer Power-HiL-Umgebung des HV-Bordnetzes eines Elektrofahrzeugs .....	30
3.1	Die Gesamtstruktur der Power-HiL-Umgebung.....	31
3.2	Generierung eines variablen Lastmomentes für die Fahrzeugsimulation.....	32
3.3	Nachbildung von Range-Extender Modulen .....	36
3.4	Nachbildung von HV-Nebenverbrauchern im Fahrzeug .....	37
3.5	Skalierung des Aufbaus zur Untersuchung von realen Elektrofahrzeugen .....	38
3.5.1	Grundlagen zum $\Pi$ -Theorem.....	38
3.5.2	Anwendung des $\Pi$ -Theorems zur Skalierung der Power-HiL-Umgebung.....	40
3.5.3	Beispielhafte Anwendung der Skalierungsmethode auf reale Elektrofahrzeuge.....	47
4	Untersuchung von Elektrofahrzeugen in unterschiedlichen Nutzungs-szenarien .....	54
4.1	Untersuchungen zum Einfluss des verwendeten Antriebssystems auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen .....	54
4.2	Untersuchungen zum Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen .....	63
4.3	Untersuchungen zum Einfluss des Betriebs von HV-Nebenverbrauchern auf die Reichweite von Elektrofahrzeugen .....	72
5	Anpassung der Power – HiL – Umgebung zur Untersuchung der Störaussendung des elektrischen Antriebsstrangs.....	78
5.1	Messung der Störaussendung im dynamischen Betrieb .....	80
5.2	Verifikation der Abschirmmaßnahmen und des Einflusses der Lastmaschine .....	81
6	Ableitung eines Simulationsmodells zur Modellierung der im Elektrofahrzeug auftretenden Störungen im stationären Betrieb .....	85
6.1	Modellierung der Antriebsleitungen.....	85
6.1.1	Antriebsleitungen mit Summenschirmung .....	85
6.2	Modellierung des Elektroantriebs.....	91
6.3	Modellierung des Antriebsumrichters .....	99

6.4	Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Messungen an der Power - HiL-Umgebung	102
7	Untersuchung der im Antriebssystem auftretenden elektromagnetischen Störaussendungen.	105
7.1	Einfluss des stationären Betriebspunktes des Antriebs auf die auftretenden Störaussendungen.....	105
7.2	Untersuchungen der zeitabhängigen Störaussendungen im dynamischen Betrieb zur Identifizierung von kritischen Zuständen.....	120
7.3	Einfluss des Schirmkonzeptes auf die auftretenden Störaussendungen .....	133
8	Zusammenfassung und Ausblick.....	137
9	Literaturverzeichnis.....	140
10	Abbildungsverzeichnis .....	148
11	Tabellenverzeichnis.....	154
12	Abkürzungsverzeichnis .....	155
	Veröffentlichungen des Autors.....	156

# 1 Einleitung und Motivation der Arbeit

Die Elektromobilität ist als ein Teil der Energiewende eines der aktuellen Themen in der technischen Forschung. Die Idee dabei ist der Einsatz von elektrischen Antrieben zur Reduzierung des CO<sub>2</sub>-Ausstoßes im Individualverkehr. Dieses Vorhaben wird aktuell in Deutschland aber auch in anderen Ländern der EU bzw. weltweit gefördert. In Deutschland ist dabei das politisch definierte Ziel von 1 Millionen Elektrofahrzeugen bis zum Jahr 2020 definiert. Aktuell Stand Ende 2014 sind in Deutschland bereits 17 Elektrofahrzeuge verschiedener Hersteller im Markt erhältlich mit zukünftig steigender Tendenz [1].

In aktuellen im Straßenverkehr eingesetzten Elektrofahrzeugen werden Lithium-Ionen-Batterien als Antriebsbatterien eingesetzt, welche im Vergleich zu in der Vergangenheit eingesetzten Blei-Säure- oder NiMH-Batterien eine höhere Energiedichte aufweisen. Trotz aller Innovationen auf dem Gebiet der Antriebs- und Batterietechnik ist die Reichweite aktueller Elektrofahrzeuge auf etwa 100-200 km<sup>1</sup> begrenzt. Hierdurch eignen sich diese Fahrzeuge insbesondere für den innerstädtischen Kurzstreckenbetrieb. Bereits in einer frühen Phase der Fahrzeugentwicklung ist eine optimale Nutzung der begrenzten Energie zu berücksichtigen. Ein weiteres kritisches Thema bei der Entwicklung von Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb ist die Einhaltung der Anforderungen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV), welche stark durch die neuen Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs beeinflusst werden. Im Speziellen verursachen die leistungselektronischen Komponenten, welche aus Effizienzgründen direkt an der Antriebsbatterie betrieben werden, starke breitbandige Störaussendungen, welche sich im gesamten Fahrzeug ausbreiten können. Aufgrund von Kostenfaktoren und dem geringen Platzangebot im Fahrzeug ist auch die Anzahl der sinnvoll einsetzbaren Gegenmaßnahmen begrenzt. Für eine erfolgreiche Systemabnahme am Ende der Fahrzeugentwicklung ist somit eine möglichst frühzeitige Berücksichtigung der EMV-Aspekte zielführend. Hierfür ist eine genaue Kenntnis der im Antriebssystem auftretenden Störaussendungen und deren Ausbreitung essenziell.

In der Fahrzeugentwicklung kommt in der Regel das V-Modell (siehe Abbildung 1) zum Einsatz. Bezüglich der funktionalen Antriebsstrang- bzw. Fahrzeugentwicklung werden nach Definition der Anforderungen das Fahrzeug bzw. die einzelnen Komponenten des Antriebsstrangs entwickelt. Anhand dieser meist simulativ durchgeführten Prozesse werden dann prototypische Komponenten realisiert, welche im nächsten Schritt real getestet werden. Während dieser Schritte kommt es immer wieder zu Rückkopplungen zum Systemdesign oder zum Komponentendesign. Nach der Integration in das Fahrzeug erfolgen dann weitere Tests vor der abschließenden Systemabnahme. Mit Fokus auf die EMV der Antriebsstrangkomponenten werden meist in den ersten Entwicklungsschritten auch rein rechnergestützte Simulationsmodelle eingesetzt. Die im Anschluss realisierten Komponenten werden dann auf Komponentenebene getestet und abschließend nach Integration ins Fahrzeug in einer Gesamtfahrzeugmessung verifiziert. Auf der Ebene der Komponententests ist hier die Verwendung einer Power-HiL-Umgebung<sup>2</sup> sinnvoll, da nur so die Komponenten unter realistischen Betriebsbedingungen erprobt werden können.

---

<sup>1</sup> Beispielsweise BMW i3 190km bei NEFZ [2]

<sup>2</sup> Eine Power Hardware in the Loop (Power-HiL) beinhaltet eine Umgebung für eine möglichst realitätsnahe Erprobung von einzelnen Teilsystemen im Fahrzeug. Da diese Umgebung für den elektrischen Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs entsprechend hohe Leistungen realisieren muss kann diese als Power HiL bezeichnet werden



Der zweite Teil der Dissertation beschäftigt sich mit der Nutzung des Power-HiL-Aufbaus zur Untersuchung der EMV des elektrischen Antriebsstrangs. In der Regel werden diese Prüfstände eingesetzt, um z.B. einen Antriebsumrichter unter Normalbedingungen und im Fehlerfall im Rahmen von Komponententests zu untersuchen [6]. Antriebsbatterien werden meist in Komponententests in Klimakammern über leistungselektronische Lasten belastet [7] und auf ihre Performance und Funktionalität untersucht. In dieser Dissertation wird der Power-HiL-Aufbau verwendet, um die Störaussendung des Antriebssystems von Elektrofahrzeugen und deren Ausbreitung im Fahrzeug zu untersuchen.

Hierzu wird in einem ersten Schritt ein einfaches rechnergestütztes Simulationsmodell [8], [9] auf Basis einer Netzwerksimulationsumgebung (LT Spice) vorgestellt, mit dem die grundsätzlichen Effekte unterschiedlicher Antriebsleitungen, Betriebspunkte, Schaltgeschwindigkeiten und Taktfrequenzen beschrieben werden können. Allerdings werden bei rechnergestützten EMV Simulationen meist viele Vereinfachungen gemacht, um die Komplexität der Modelle zu begrenzen. Somit werden z.B. Resonanzeffekte durch den Einbau der Komponenten ins Fahrzeug oder Effekte durch Kabelverbindungen bzw. die Kabelverlegung in der Regel nicht berücksichtigt. Um alle aufbaubedingten Effekte mit zu berücksichtigen, ist die Verwendung von Power-HiL-Aufbauten für EMV-Untersuchungen zielführend.

Aktuell werden Komponententests an Antriebsstrangkomponenten nach CISPR 25 [10] bzw. Gesamtfahrzeugtests nach CISPR 12 [11] bei konstanten Betriebspunkten durchgeführt. Hierbei wird bei den Komponententests die leitungsgeführte Störaussendung auf der Antriebs- bzw. auf der Traktionsleitung<sup>3</sup> ermittelt. Allerdings breiten sich die Störungen auch über die Antriebswelle in andere Bereiche des Fahrzeugs aus. Da diese Wellenströme in der aktuellen Normung (weder in Form einer Messung noch in Form von Grenzwerten) noch nicht berücksichtigt sind, werden sie mit dem Power-HiL Aufbau im Rahmen dieser Dissertation umfassend untersucht. Da ein konstanter Betriebspunkt in Normalbetrieb eines Fahrzeugs eher nicht vorkommt, geht die vorliegende Dissertation zudem der Frage nach, welchen Einfluss der dynamische Betrieb eines Elektrofahrzeugs auf die Störaussendung hat und wie sich diese im Antriebsbordnetz ausbreiten.

---

<sup>3</sup> Antriebsleitung: Leitung zwischen Motor und Umrichter; Traktionsleitung: Leitung zwischen Batterie und Umrichter

## 2 Fahrzeuge mit elektrischem Antriebsstrang

Der Einsatz von elektrischen Antriebssystemen in Fahrzeugen ist nicht neu. Bereits Anfang des 20. Jahrhunderts wurden Fahrzeuge mit Elektroantrieb etwa zeitgleich mit verbrennungsmotorisch betriebenen Fahrzeugen entwickelt. Einige frühe Beispiele sind der Lohner Porsche [12], der 1900 in Paris vorgestellt wurde, sowie der EV-Opera-Car [13] von Detriot Electric aus dem Jahre 1909. Trotz des deutlich besseren Wirkungsgrades des elektrischen Antriebs im Vergleich zum Verbrennungsmotor konnten sich Elektrofahrzeuge aufgrund der vergleichsweise geringen Energiedichte der Antriebsbatterien nicht durchsetzen. Im Laufe der Jahre wurde dann, meistens einhergehend mit neuen Antriebskonzepten oder neuen Batterietechnologien, wiederholt der Versuch unternommen, Elektrofahrzeuge zu produzieren und in den Markt zu bringen. Aktuell geschieht dies wieder, wobei fast ausschließlich umrichter gesteuerte Drehstromantriebe und Lithium-Ionen Batterien eingesetzt werden. Diese haben eine höhere Energiedichte als die in der Vergangenheit eingesetzten Blei oder NiMH Batterien. Dennoch ist auch die Reichweite heutiger Elektrofahrzeuge auf etwa 100-150 km begrenzt. Da selbst mit Schnellladesystemen ca. 30 Minuten für das Nachladen der Batterie benötigt werden, ist für solche Fahrzeuge hauptsächlich ein Kurzstreckenbetrieb sinnvoll. Neben der Energieeffizienz kommen durch den Einsatz von elektrischen Antriebssystemen leistungselektronische Komponenten in die Fahrzeuge, die im Bezug auf die EMV eine enorme Herausforderung darstellen.

### 2.1 Aufbau von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Bei Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb kann generell zwischen reinen Elektrofahrzeugen und Hybridfahrzeugen unterschieden werden, wobei sich die Hauptkomponenten des Antriebsstrangs im Wesentlichen durch ihre Leistung bzw. bei Batterien durch ihre Kapazität unterscheiden. Der generelle Aufbau ist in Abbildung 2 dargestellt. Bei Elektrofahrzeugen wird neben dem herkömmlichen 12V-Bordnetz ein Hochvolt (HV) Bordnetz ins Fahrzeug integriert. Die Energie für den Antrieb wird durch eine Antriebsbatterie bereitgestellt. Aktuell werden Lithium-Ionen Batterien mit Nennspannungen im Bereich von 400 V bei PKW-Anwendungen eingesetzt. Mit dem Antriebsumrichter wird dann ein frequenz- und spannungsvariables Drehstromsystem generiert, um den Drehstrommotor zu betreiben. In aktuellen Elektro- und Hybridfahrzeugen werden hauptsächlich Asynchronmaschinen (ASM) oder permanent erregte Synchronmaschinen (PSM) eingesetzt. Zudem beinhaltet das HV-Bordnetz noch einen DC-DC-Wandler, der das 12V-Bordnetz mit dem Hochvoltbordnetz verbindet. Auch werden immer mehr energieintensive Verbraucher, wie der Klimakompressor oder die Innenraumheizung an das HV-Bordnetz angeschlossen, um die Stromwärmeverluste zu reduzieren. Bei reinen Elektrofahrzeugen sowie Plug-In Hybridfahrzeugen wird zusätzlich noch ein Batterieladegerät ins Fahrzeug integriert, um die Batterie am öffentlichen Stromnetz laden zu können. Neben allen Komponenten des Antriebsbordnetzes bleibt der Rest der 12V-Fahrzeugelektronik unverändert. Im Vergleich zu Hybridfahrzeugen haben reine Elektrofahrzeuge die Antriebsbatterie als einzigen Energiespeicher, weshalb dieser eine entsprechend große Kapazität haben muss. Da der verwendete Elektroantrieb das Fahrzeug alleine antreiben muss, hat er im Vergleich zu parallelen Hybridantrieben meist eine höhere Leistung.

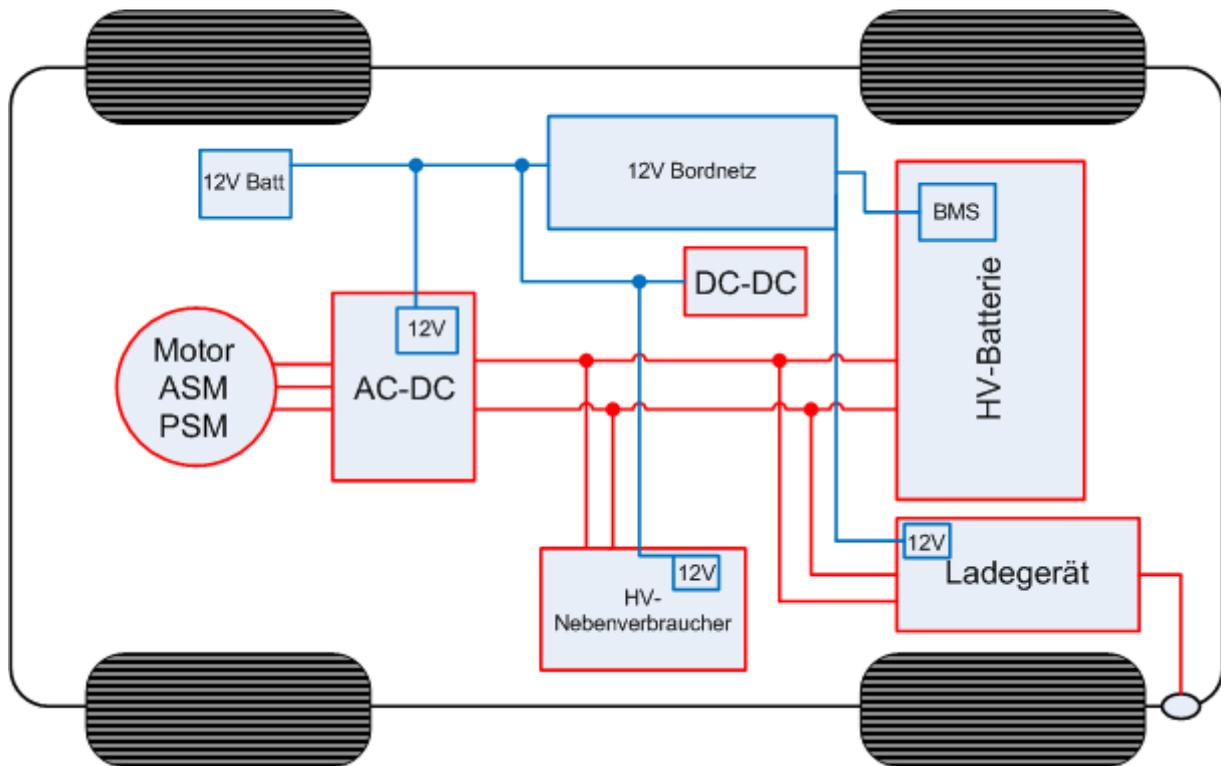


Abb. 2 Schematische Darstellung des Bordnetzes eines Elektrofahrzeugs

Die verschiedenen Hybridarchitekturen kann man anhand der Antriebsleistung und in parallelen und seriellen Aufbau unterteilen. Die Leistung variiert von einigen kW bei einem Micro-Hybrid bis zu 123 kW<sup>4</sup> bei Vollhybrid- und Plugin-Hybrid-Fahrzeugen. Die Einsatzbereiche erstrecken sich von der Start-Stop- Funktion und der Versorgung elektrischer Verbraucher über Beschleunigungsunterstützung und Bremsenergieerückgewinnung bis hin zum rein elektrischen Fahren bei geringen Geschwindigkeiten. Bei den Plugin-Hybrid-Fahrzeugen kommt noch hinzu, dass ein Laderegler integriert ist, um die Antriebsbatterie, die in der Regel eine höhere Kapazität als bei Vollhybridfahrzeugen hat, am Stromnetz laden zu können. Da ein drei phasiger Laderegler konzeptionell den gleichen Aufbau hat wie der Antriebsumrichter kann er auch zum Laden des Fahrzeugs genutzt werden, um das separate Ladegerät einzusparen<sup>5</sup>. Eine interessante Variante der Plug-In Hybrid-Fahrzeuge bilden die seriellen Hybridfahrzeuge, welche auch als REEV (Range Extended Electric Vehicle) bezeichnet werden. Diese Fahrzeuge sind vom Aufbau her reine Elektrofahrzeuge bei denen ein zusätzlicher Antriebssatz (z.B. bestehend aus einem kleinen Ottomotor und einem Generator) dazu verwendet wird, die Antriebsbatterie bei Bedarf während der Fahrt wieder zu laden. Der Range-Extender kann somit in einem Betriebspunkt mit hohem Wirkungsgrad betrieben werden, was die Energieeffizienz des Gesamtfahrzeugs erhöht. Je nach Auslegung des Fahrzeugs kann somit der Nachteil der begrenzten Reichweite kompensiert werden, da das Fahrzeug an einer herkömmlichen Tankstelle wieder aufgetankt werden kann. Nachteilig sind hierbei allerdings das zusätzliche Gewicht des Range Extender Moduls und die Tatsache, dass es nicht für den direkten Antrieb des Fahrzeugs genutzt werden kann.

<sup>4</sup> Elektrische Antriebsleistung des Lexus RX450h [14]

<sup>5</sup> Chamäleon Technologie im Renault ZOE [15]

Die reine elektrische Reichweite sowie die gesamte Reichweite hängen allerdings sehr stark von der gesamten Systemauslegung (Leistung des RE-Moduls, Kapazität der Antriebsbatterie) ab. Des Weiteren können auch Brennstoffzellenfahrzeuge zumindest, wenn sie über eine ausreichend große Pufferbatterie verfügen, als serielle Hybridfahrzeuge betrachtet werden. Hier stellt das Brennstoffzellensystem den Range-Extender dar und lädt die Pufferbatterie während der Fahrt nach. Hierbei wird die Lithium-Ionen-Batterie verwendet, um die Leistungsschwankungen des Elektroantriebs nicht mit der Brennstoffzelle generieren zu müssen. Bei Betrachtung des elektrischen Energieflusses in Fahrzeugen mit Range-Extender ergibt sich das einfache Schema in Abb.3.

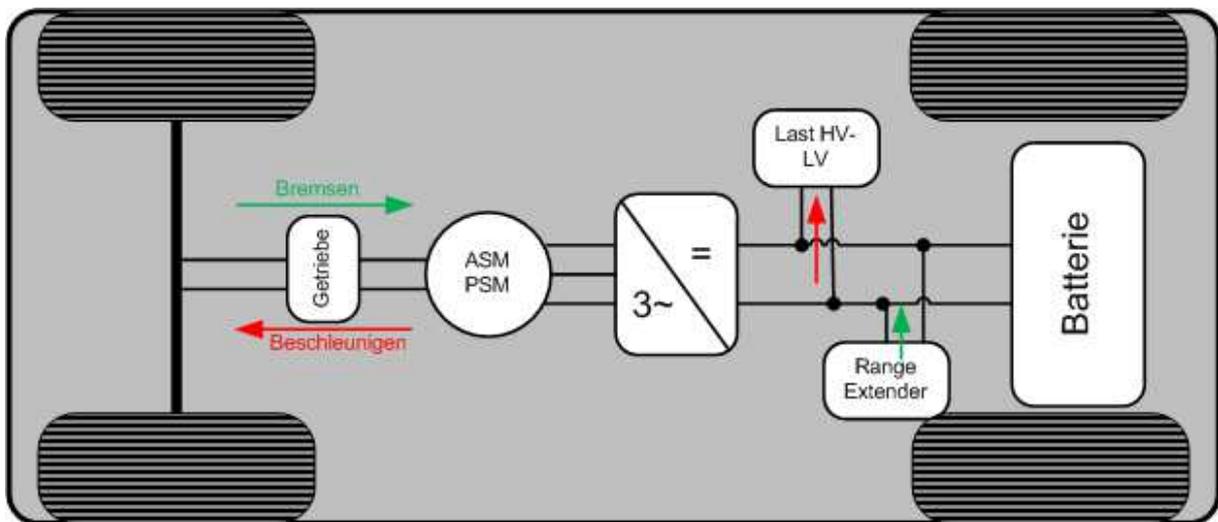


Abb. 3 Schematische Darstellung des Energieflusses in einem Elektrofahrzeug mit Range Extender (rot: Verbrauchte Energie; grün: erzeugte Energie)

Der Elektroantrieb entnimmt im Fahrbetrieb Energie aus der Batterie. Zusätzlich wird noch Energie zur Versorgung von Verbrauchern im 12V-Bordnetz und im HV-Bordnetz (z.B. HV-Innenraum-Heizung) benötigt. Da in Elektrofahrzeugen kein klassischer Generator (Lichtmaschine) eingesetzt wird, wird auch das komplette 12V-Bordnetz über den DC-DC-Wandler durch die Antriebsbatterie versorgt. Die 12V-Batterie wird aus sicherheitsgründen eingesetzt, so dass das Fahrzeug bei einem Ausfall der Antriebsbatterie noch lenk- und abbrembar bleibt. Einige typische 12V-Verbraucher, die auch in verbrennungsmotorisch betriebenen Fahrzeugen eingesetzt werden sind in Tabelle 1 zu sehen. Zudem kommen noch energieintensive Verbraucher, wie z.B. die Innenraumheizung und der Klimakompressor hinzu, die in vielen Elektrofahrzeugen direkt an der HV-Seite betrieben werden. Die Heizung benötigt im Betrieb noch einmal zusätzlich 1,3 kW für das Aufheizen und 0,7 kW zum Halten der Temperatur. Der Klimakompressor hat eine maximale Leistungsaufnahme von 2 kW [16]. Es ergibt sich somit abhängig von den äußeren Umgebungsbedingungen eine zusätzliche Leistung von ca. 4 kW, die durch die Antriebsbatterie bereitgestellt werden muss. Die Anzahl der zusätzlich eingeschalteten Verbraucher hat somit einen direkten Einfluss auf die Reichweite der Fahrzeuge. Verfügt das Fahrzeug über einen Range-Extender, kann Energie während des Betriebs im Fahrzeug erzeugt werden, um die Batterie wieder zu laden. Hierbei werden als Verbrennungsmotoren kleinere Ottomotoren, Wankelmotoren [18] oder auch Dieselmotoren [19] eingesetzt. Des Weiteren kann bei Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb die Batterie durch Bremsenergierückgewinnung während der Fahrt wieder geladen werden.

<b>12V-Verbraucher</b>	<b>benötigte Leistung</b>	<b>benötigte mittlere Leistung</b>
Radio	20 W	20 W
Standlicht	8 W	7 W
Abblendlicht	110 W	90 W
Scheibenwischer	50 W	10 W
Instrumentenbeleuchtung	22 W	20 W
Kennzeichenbeleuchtung	30 W	25 W
Beheizbare Heckscheibe	200 W	60 W
Bremslicht	42 W	11 W
Nebelscheinwerfer	110 W	20 W
Nebelschlussleuchte	21 W	2 W
Blinker	42 W	5 W

Tab. 1 Auflistung einiger 12V-Verbraucher im Fahrzeug [17]

Dies ist neben dem guten Wirkungsgrad von Elektroantrieben ein weiterer Vorteil zu konventionellen Fahrzeugen, bei denen die Bremsenergie lediglich in Wärme umgesetzt wird. Hier ist es möglich, den Antrieb während des Bremsvorgangs generatorisch zu betreiben, um so die kinetische Energie beim Bremsvorgang wieder als elektrische Energie in die Batterie zurückzuspeisen. Somit kann ein Teil des Bremsmoments durch den Antrieb realisiert werden. Dieses Prinzip erhöht zum Einen die Reichweite des Fahrzeugs und zum Anderen wird die mechanische Bremse weniger beansprucht. Am Ende einer jeden Fahrzeugnutzung ergibt sich die insgesamt verbrauchte Energie als Summe aller zu- und abgeführten Energien. Abhängig von der Systemauslegung ergibt sich dann die maximale Reichweite des Fahrzeugs.

## 2.2 Elektrischer Antriebsstrang von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Der elektrische Antriebsstrang besteht bei aktuellen Elektro- und Hybridfahrzeugen im Wesentlichen aus einem Drehstrommotor, der über einen Umrichter betrieben wird. Dieses System wird über eine Antriebsbatterie versorgt. Als Drehstrommotoren werden hauptsächlich Asynchronmotoren und permanent erregte Synchronmotoren eingesetzt. Abbildung 4 zeigt den schematischen Aufbau des Antriebssystems eines Elektrofahrzeugs. Die Gleichspannung der Antriebsbatterie wird durch den Antriebsumrichter in ein frequenzvariables Drehstromsystem umgewandelt, um den angeschlossenen Motor drehzahl- und drehmomentgeregelt zu betreiben. Um die Stromwärmeverluste gering zu halten, werden in aktuellen Elektrofahrzeugen hohe Bordnetzspannungen verwendet. Der Antriebsumrichter ist als B6-Brückenschaltung ausgeführt und kann durch entsprechende Ansteuerung der Schalter ein Drehstromsystem an den Ständerwicklungen des Antriebs erzeugen. Als Schalter werden in der Regel IGBTs oder MOSFET-Transistoren mit SiC als Halbleitermaterial eingesetzt. Durch eine entsprechende Änderung der pulsweitenmodulierten (PWM) Spannung an den Ständerwicklungen des Antriebs können Drehzahl und Drehmoment im Fahrbetrieb geregelt werden. Bei Verwendung von schnell schaltenden Leistungshalbleitern werden die Schaltverluste stark reduziert. Dennoch treten im Betrieb Verluste wie z.B. Schalt-, Stromwärme-, Reibungs- und Ummagnetisierungsverluste im Umrichter und im Antrieb auf.

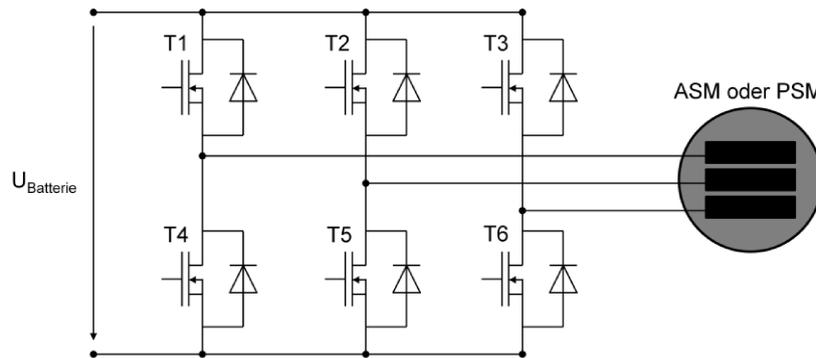


Abb. 4 Schematischer Aufbau des Antriebssystems eines Elektrofahrzeugs

Viele Hersteller geben hierzu einen Systemwirkungsgrad (siehe Abb.5) an, welcher alle auftretenden Verluste berücksichtigt. Es wird deutlich, dass selbst in ungünstigen Betriebspunkten der Wirkungsgrad des Antriebs meist immer noch über 60 % liegt und im optimalen Betrieb sogar Systemwirkungsgrade von bis zu 90 % erreicht werden. Lediglich im Bereich niedriger Drehzahl und Drehmoment, beispielsweise beim Start eines Beschleunigungsvorgangs, liegt der Systemwirkungsgrad unter 60%. Zudem zeigt das Diagramm den Wirkungsgrad im Motor- und im Generatorbetrieb. Im Generatorbetrieb wird ein negatives Drehmoment an der Welle erzeugt, mit dem das Fahrzeug abgebremst werden kann. Durch dieses generatorische Bremsmoment ist es möglich, Teile der Bewegungsenergie des Fahrzeugs in die Batterie zurückzuspeisen. Das Bremssystem in Fahrzeugen mit elektrischem Antriebs ist immer eine Kombination aus dem klassischen Reibbremssystem und der generatorischen Antriebsbremse. Welcher Anteil des Bremsmoments generatorisch und welcher über die Reibbremse aufgebracht wird, hängt von verschiedenen Faktoren ab.

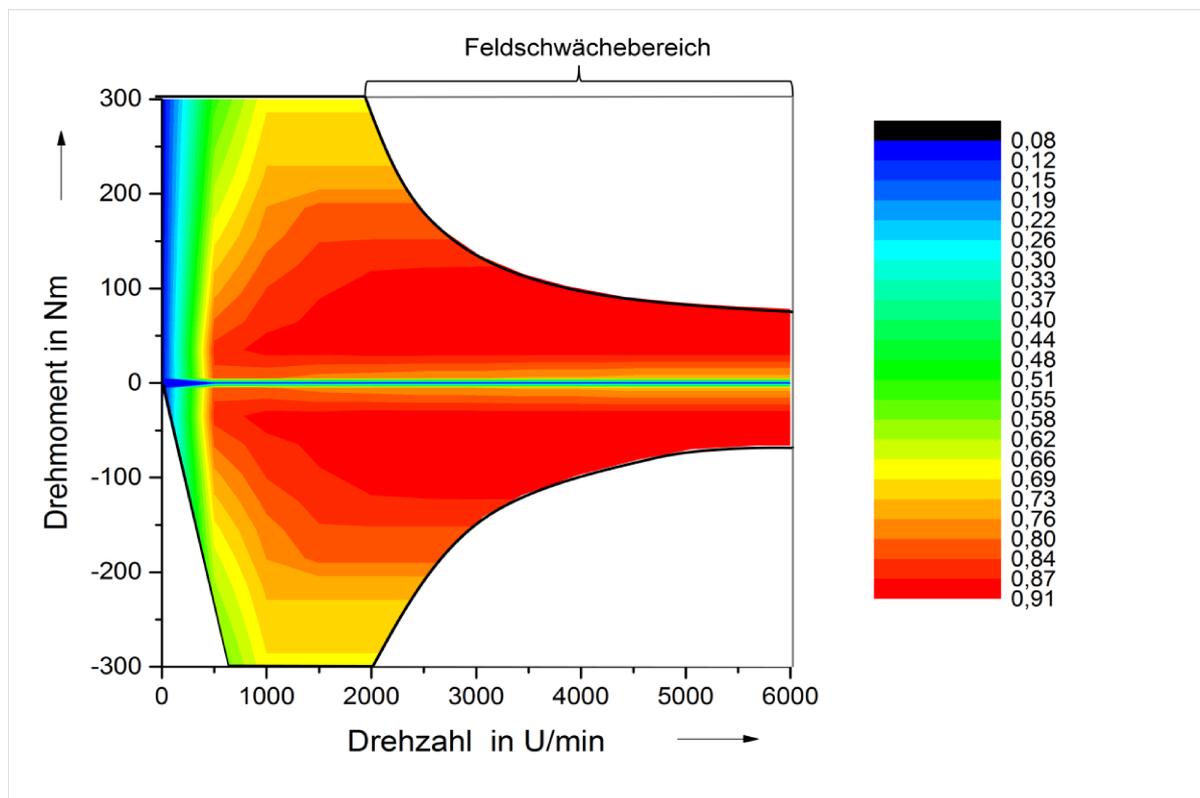


Abb. 5 Typischer Systemwirkungsgrad eines Elektroantriebs in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment

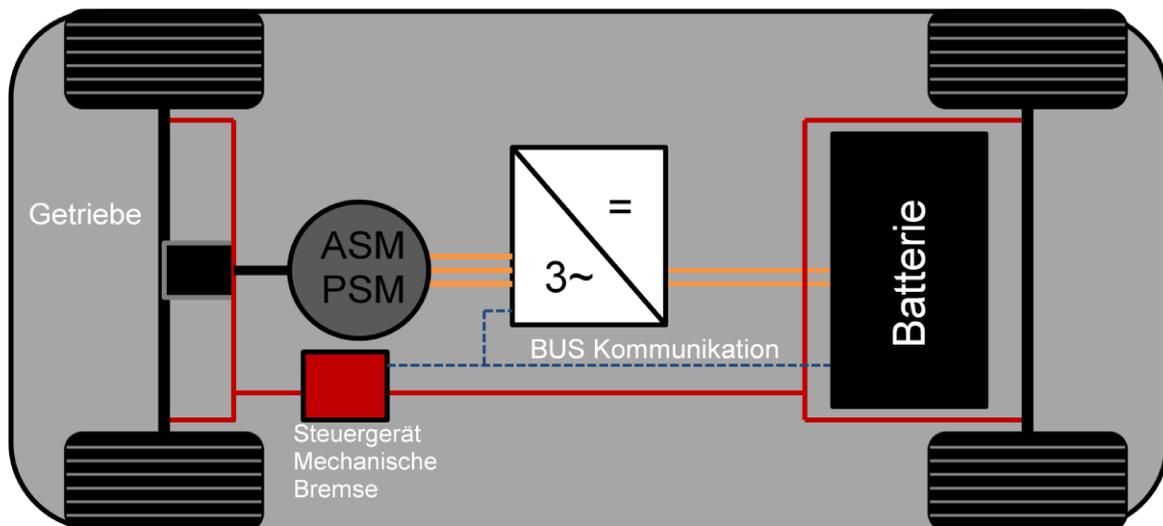


Abb. 6 Typisches kombiniertes Bremssystem in einem Elektrofahrzeug

Der Aufbau eines kombinierten Bremssystems ist in Abbildung 6 dargestellt. Zur Sicherstellung eines ordnungsgemäßen Bremsvorgangs müssen beide Systeme optimal zusammen arbeiten. Hierzu wird eine Kommunikation zwischen dem Steuergerät für die mechanische Bremse und der Leistungselektronik benötigt. Der Verzögerungswunsch des Fahrers muss in jedem Betriebspunkt des Fahrzeugs realisiert werden. Hierbei ist der Anteil der generatorischen Bremsenergie, vorerst bei Vernachlässigung von Fahrstabilität und Batteriestrombegrenzungen, durch die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik des eingesetzten Elektroantriebs begrenzt. Speziell bei hohen Fahrzeuggeschwindigkeiten ist das maximale elektrische Bremsmoment durch die Feldschwächung begrenzt. Bei Bremsmanövern im oberen Geschwindigkeitsbereich (Bereich der Feldschwächung) muss die Reibbremse das fehlende Bremsmoment aufbringen, um die gewollte Fahrzeugverzögerung zu realisieren. Bei niedrigen Geschwindigkeiten kann das Bremsmoment komplett durch den elektrischen Antrieb aufgebracht werden. Bei sehr niedrigen Drehzahlen (nahe des Fahrzeugstillstands) kann das Bremsmoment aufgrund der geringen Generator Drehzahl nicht mehr elektrisch erzeugt werden. In diesem Bereich wird die Verzögerung wieder durch die Reibbremse realisiert, wobei die abfallende Rampe nicht zu steil sein darf, um Probleme beim Ein- und Ausregeln zwischen den beiden Bremssystemen zu vermeiden. Allgemein teilt sich unter den gemachten Vereinfachungen das Bremsmoment für eine Vollbremsung von Höchstgeschwindigkeit bis zum Stillstand idealerweise, wie in Abbildung 7 gezeigt auf. Die Gesamtverzögerung (grüne Kurve) wird aus einer Kombination der generatorischen Bremse (rote Kurve) und der Reibbremse (blaue Kurve) realisiert. Beim realen Betrieb in Elektrofahrzeugen treten allerdings noch andere Einflussgrößen auf, die die maximal mögliche Rekuperationsleistung begrenzen. Da bei den meisten elektrisch angetriebenen Fahrzeugen der Elektroantrieb entweder an die Vorder- oder die Hinterachse gekoppelt ist, kann auch nur hier das Bremsmoment wirken, was bei großen Verzögerungen zu kritischen Situationen hinsichtlich der Fahrzeugstabilität führen kann. Aus diesem Grund sollte für Fahrzeuge mit Vorderradantrieb bei Verzögerungen größer als  $0,3\text{ g}$  [20], gerade auf nasser oder vereister Fahrbahn, die mechanische Bremse die restliche Bremsleistung evtl. auch mit Nutzung des Anti Blockier Systems (ABS) aufbringen.

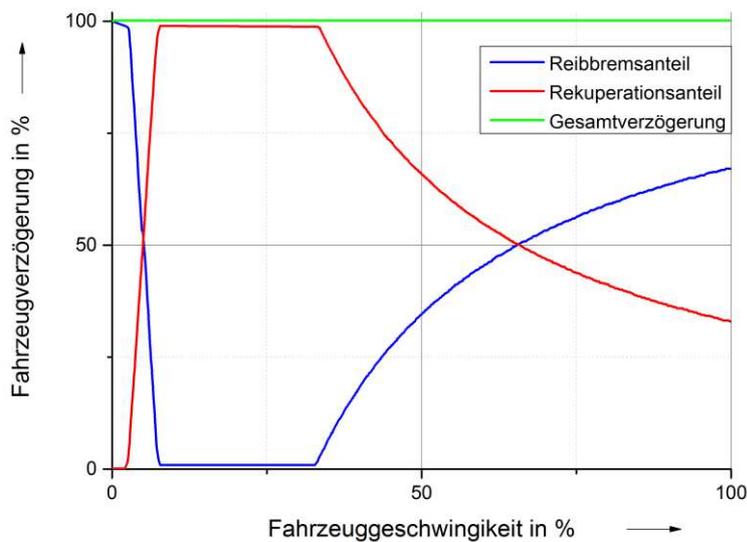


Abb. 7 Aufteilung von generatorischem und mechanischem Bremsmoment für eine Vollbremsung [20]

Weiterhin hängt das maximal mögliche Bremsmoment vom Ladezustand dem State of Charge (SoC) der Antriebsbatterie ab [21]. Ist die Batterie bereits geladen, kann die beim Bremsvorgang generierte Energie nicht zurückgespeist werden und die Bremsung muss mechanisch erfolgen. Die meisten aktuellen Elektrofahrzeuge verfügen somit zusätzlich über eine Kommunikationsschnittstelle zwischen dem Batterie Management System (BMS) und dem elektronischen Bremssystem, so dass die generatorische Bremsleistung entsprechend angepasst werden kann. Zudem wird zugunsten der Batterielebensdauer die maximale elektrische Bremsleistung reduziert. Trotz aller genannten Einschränkungen der elektrischen Bremse erlauben Elektrofahrzeuge im Gegensatz zu herkömmlichen Fahrzeugen die Rückgewinnung eines Teils der kinetischen Energie beim Abbremsen. Zudem ist bei Verbrennungsmotoren der Wirkungsgrad deutlich geringer. Hier wird ein großer Teil der Energie in Wärme umgesetzt. Bei Betrachtung der entstehenden Verluste ist zu sehen, dass bei einem Ottomotor gerade mal 25-30% der bei der Verbrennung erzeugten Energie zum Antrieb des Fahrzeugs genutzt werden [22]. Der größte Teil wird in Wärme umgesetzt. Diese Wärme kann zwar teilweise z.B. für die Innenraumbeheizung verwendet werden, wird aber größtenteils in die Umwelt abgeführt. Betrachtet man nur den Wirkungsgrad des Antriebs, so sind elektrische Antriebe deutlich effizienter. Der eigentliche Nachteil von elektrischen Antrieben beim mobilen Einsatz in Fahrzeugen ist allerdings die Energiedichte des elektrischen Energiespeichers, der im Vergleich zur Energiedichte von Kraftstoffen wie Benzin oder Diesel verschwindend gering ist [23]. Aktuell werden zwar viele neue Batterietechnologien untersucht, die deutlich höhere Energiedichten als Lithium-Ionen-Batterien haben. Bis diese Technologien allerdings in Serie in mobilen Geräten und Fahrzeugen eingesetzt werden können, wird es noch einige Zeit dauern.

## 2.3 EMV in Elektro- und Hybridfahrzeugen

Neben den energietechnischen Betrachtungen stellt die EMV in Elektro- und Hybridfahrzeugen eine enorme Herausforderung dar. Im Gegensatz zu konventionellen Fahrzeugen bei denen die 12V-Bordelektronik allein betrachtet werden muss, werden bei Elektro- und Hybridfahrzeugen elektrische Antriebe mit Leistungen im 100 kW Bereich auf engstem Raum in die Fahrzeuge integriert. Diese Antriebe arbeiten bei Bordnetzspannungen von z.B. 360 V bis zu 800 V. Um die Eingangsspannung am Umrichter auf 800 V zu erhöhen, werden teilweise sogar DC-DC-Wandler [24] vorgeschaltet. Das Antriebsbordnetz wird komplett isoliert vom Rest des Fahrzeugs als IT-Netz<sup>6</sup> aufgebaut, so dass im Falle eines ersten Isolationsfehlers noch kein hoher Kurzschlussstrom fließen kann. Da gerade die leistungselektronischen Komponenten im Fahrzeug durch die schnellen Schaltvorgänge enorme Störaussendungen verursachen, wird das Antriebsbordnetz vollständig geschirmt ausgeführt. Die verschiedenen Störquellen und –senken sowie die verschiedenen Kopplungsarten werden am Beispiel des HV-Bordnetzes eines Elektrofahrzeugs im Folgenden kurz beschrieben.

### 2.3.1 Störquellen und –senken im Elektrofahrzeug

In Elektro- und Hybridfahrzeugen stellen die im Antriebsbordnetz eingesetzten leistungselektronischen Komponenten die Hauptstörquellen dar. Zur Minimierung der Schaltverluste werden Leistungstransistoren eingesetzt, die sehr schnelle Schaltflanken von 5 kV/μs realisieren können [25]. Im Umrichter schalten diese dann die volle Batteriespannung gepulst auf die Ständerwicklungen des Antriebs. Durch die schnellen Impulse im Zeitbereich entstehen im Frequenzbereich breitbandige Störaussendungen. Da reale IGBTs nicht unendlich schnell schalten können, ergibt sich ein trapezförmiger Puls im Zeitbereich. Dieser ist in Abbildung 8 dargestellt. Hierbei wird der Puls durch seine Pulsdauer  $\tau$ , seine Anstiegszeit  $T_R$  und seine Amplitude  $\hat{U}_{\text{Puls}}$  beschrieben. Bei der Transformation eines einzelnen trapezförmigen Pulses vom Zeit- in den Frequenzbereich ergibt sich eine SI-Funktion. Abbildung 10 zeigt die Einhüllende über diese Funktion im Frequenzbereich. Hierbei ergibt sich die Höhe der Einhüllenden aus der Fläche des Impulses im Zeitbereich und berechnet sich nach [25] zu

$$A_0 = 20 \cdot \log \left( \frac{\hat{U}_{\text{Puls}} \cdot \tau}{1 \mu\text{Vs}} \right) . \quad (2.1)$$

Die beiden Abknickfrequenzen, ab denen die Amplituden mit 20 dB bzw. 40 dB/Dekade abfallen hängen im Wesentlichen von der Impulsdauer und der Flankensteilheit des Pulses ab und berechnen sich nach [25] zu.

$$f_{K1} = \frac{1}{\pi \cdot \tau} \quad (2.2)$$

$$f_{K2} = \frac{1}{\pi \cdot T_R} \quad (2.3)$$

---

<sup>6</sup> Als IT-Netz wird ein Niederspannungsnetz bezeichnet, welches isoliert gegen Erde aufgebaut ist. Lediglich die Gehäuse der aktiven Komponenten sind zwecks Potentialausgleich mit Erde verbunden.

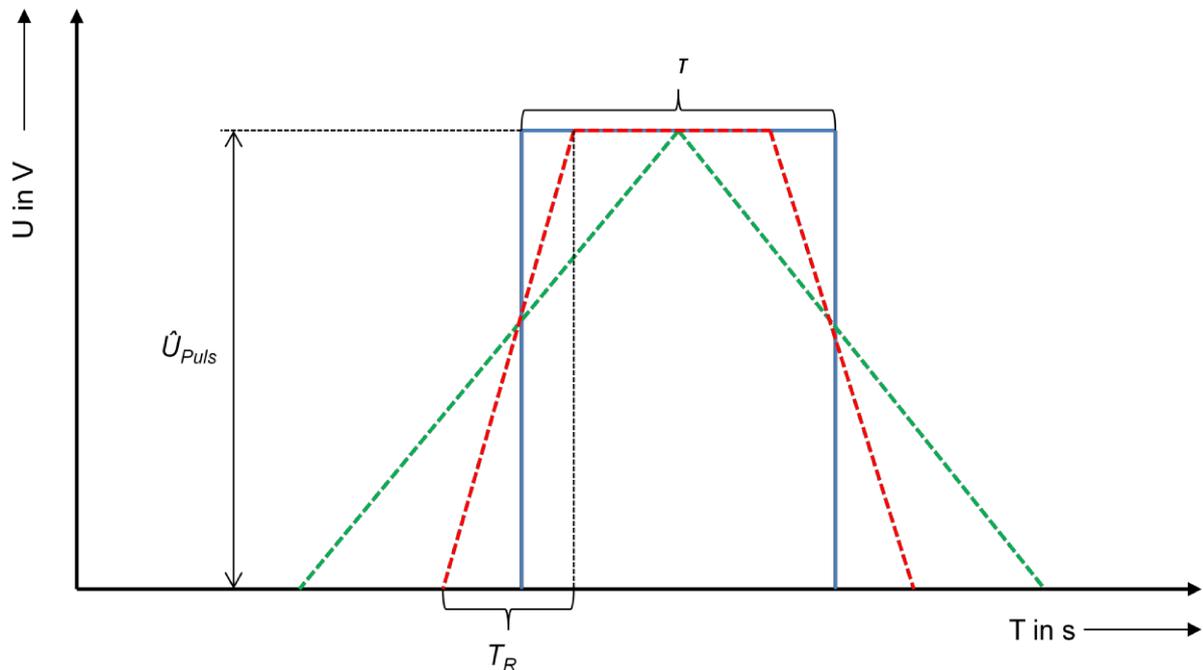


Abb. 8 Trapezförmiger Puls im Zeit- und im Frequenzbereich

Das von einem Frequenzumrichter ausgangsseitig generierte Drehstromsystem ist am Beispiel einer Phase in Abbildung 9 (Simulationsergebnisse) dargestellt. Durch eine Variation der Pulsbreite bei der Phasenspannung  $U_{L1}$  wird lastseitig ein sinusförmiger Strom  $I_{L1}$  generiert. Da die Leistungshalbleiter, die im Umrichter eingesetzt werden, gleich bleiben, tritt nur eine geringe Variation der Schaltflanke auf. Das Frequenzspektrum der verschiedenen Pulse unterscheidet sich lediglich durch die Pulsbreite welche einen Einfluss auf die erste Eckfrequenz in Abbildung 10 hat. Die Höhe des Amplitudenspektrums kann zudem noch mit der Spannung bzw. dem Ladezustand der Antriebsbatterie variieren. Des Weiteren ist zu sehen, dass der Umrichter mit einer festen Taktfrequenz arbeitet. Da eine zeitlich feste Abfolge von Pulsen im Zeitbereich eine feste Abfolge von Pulsen im Frequenzbereich ergibt, kommt es bei der Transformation eines gepulsten Signals zu einem Kammspektrum im Frequenzbereich (siehe Abbildung 10). Wobei es in der Realität nicht zu einem Kammspektrum aus idealen Dirac Impulsen (unendlich schmalbandig) sondern zu etwas breitbandigerem Impulsen kommt. Wird nun das Ausgangssignal des Umrichters in den Frequenzbereich transformiert, ergibt sich die in Abbildung 10 dargestellte Einhüllende des Amplitudenspektrums. Der betrachtete Umrichter arbeitet bei einer Taktfrequenz von 10 kHz, somit ergeben sich im Amplitudenspektrum Maxima bei Vielfachen dieser Frequenz. Da in sämtlichen leistungselektronischen Komponenten im HV-Bordnetz schnell schaltende Leistungstransistoren zum Einsatz kommen, werden durch jede dieser Komponenten ähnliche Störspektren emittiert. Im klassischen 12V-Bordnetz treten zwar auch gepulste Spannungen auf, diese haben allerdings aufgrund der doch deutlich niedrigeren Spannung auch deutlich geringere Störemissionen zur Folge.

Die im HV-Bordnetz auftretenden breitbandigen Störungen können in andere Teile des Fahrzeugs überkoppeln und dort Störungen verursachen. Eine Störquelle befindet sich meistens schon in der HV-Komponente selbst.

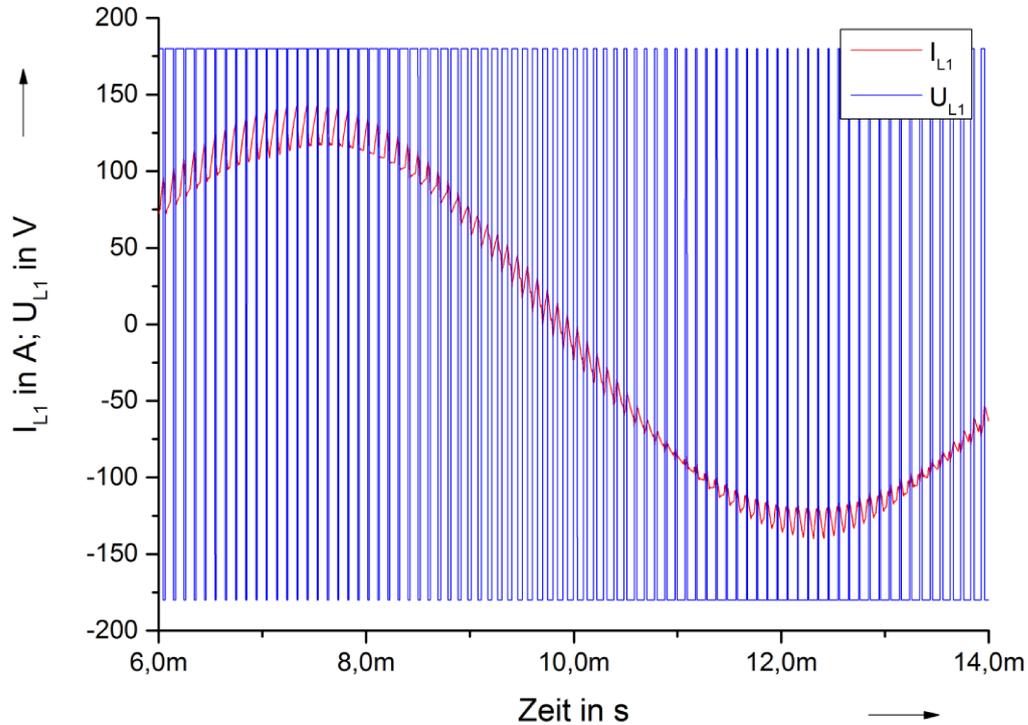


Abb. 9 Simulierte PWM-Spannung und Phasenstrom am Ausgang eines Antriebsumrichters

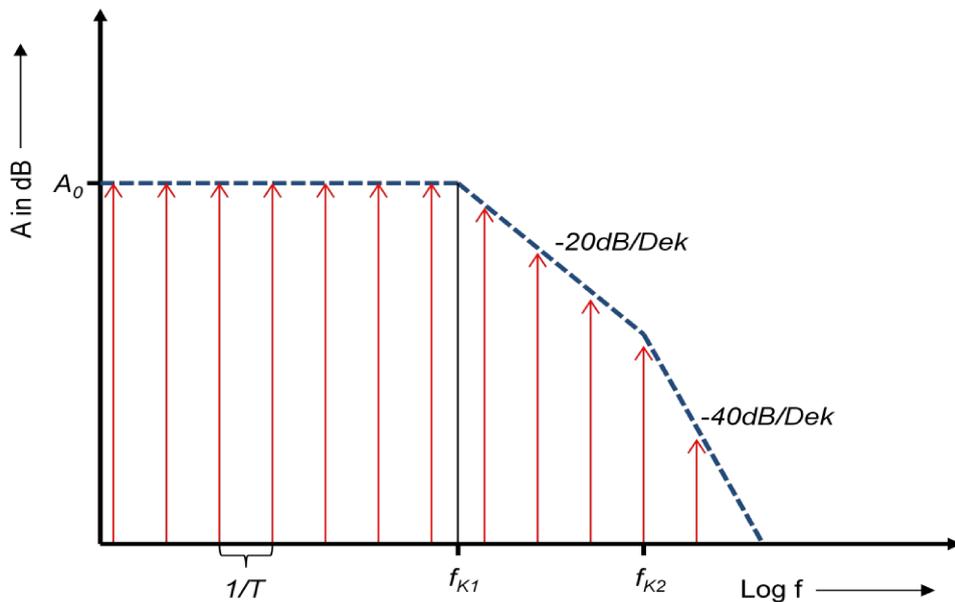


Abb. 10 Transformation eines Dirac Kamms in den Frequenzbereich

Diese hat neben der HV-Spannungsebene noch eine interne 12V-Versorgung für z.B. die Steuerung, die Ansteuerung von HV-Relais und die CAN-Kommunikation. Eine weitere Störsenke ist die klassische 12V-Elektronik im Fahrzeug, die auf engem Raum neben dem HV-Bordnetz verbaut ist. Hier können die Störungen z.B. in Kommunikationsleitungen oder direkt in die Sensorik oder Steuergeräte einkoppeln.

Die wesentliche Störsenke im Fahrzeug ist allerdings der Funkempfänger, der aufgrund seiner Antenne die auftretenden Störungen empfängt, was den Rundfunkempfang im Fahrzeug stark beeinträchtigen kann. Da gerade die leistungselektronischen Komponenten des HV-Bordnetzes hohe Störaussendungen im Bereich der Mittelwelle bis in den UKW-Bereich verursachen, sind entsprechende Entstörmaßnahmen nötig, um einen Betrieb des Funkempfängers zu gewährleisten.

### 2.3.2 Kopplungspfade im Elektrofahrzeug

Die breitbandigen Störaussendungen der leistungselektronischen Komponenten können über die verschiedenen Koppelpfade in andere Teile bzw. Komponenten im Fahrzeug überkoppeln und dort Störungen verursachen. In Abbildung 11 sind einige Beispiele für die Auskopplung der Störung gezeigt. Aufgrund des hohen Störpotentials des elektrischen Antriebsstrangs wird dieser vollständig geschirmt. Diese Schirmung wird zum Potentialausgleich mit der Fahrzeugkarosserie verbunden. Hierin liegt schon eine erste Herausforderung, denn die Schirmung ist nur wirksam, wenn sie durchgängig ist. Das bedeutet, dass jeder Steckverbinder, jede Gehäusedurchführung sowie die Kabelschirmungen und die Komponentengehäuse für eine gute Schirmwirkung ausgelegt werden müssen. Des Weiteren ist eine gute Schirmanbindung der einzelnen Komponenten an die Karosserie für einen definierten Rückfluss der Schirmströme wichtig, da auch das 12V-Bordnetz die Karosserie als Rückleiter nutzt. Trotz der vollständigen Schirmung des Antriebssystems gibt es bei Elektro- und Hybridfahrzeugen zwei aufbaubedingte Schwachstellen. Die eine Schwachstelle ist die elektrische Antriebsmaschine und hier insbesondere die Antriebswelle, die ungeschirmt aus dem System herausgeführt wird. Die zweite Schwachstelle ist das Batterieladegerät und hier im Besonderen die Schnittstelle zum Energieversorgungsnetz. Das Problem stellt hier insbesondere das ungeschirmte Ladekabel dar, welches sowohl Störungen nach außen übertragen kann aber auch Störungen aus dem Netz, wie z.B. Schalt- und Blitzstoßspannungen und -ströme ins HV-Bordnetz überträgt. Zudem gibt es Koppelpfade zwischen der HV- und der 12V-Seite in den Komponenten sowie zwischen der HV-Seite und der Schirmung. Da die emittierten Störungen bis in den hohen MHz-Bereich auftreten, kann es auch an kleinen Abmessungen zu Abstrahlungen kommen. Als erstes Beispiel zur Beschreibung der im HV-Bordnetz auftretenden Kopplungsarten werden die geschirmten Antriebsleitungen beschrieben. Über diese geschirmten Leitungen werden aufgrund der dynamischen Lastsituation im Fahrbetrieb hohe und sehr stark variierende elektrischen Leistungen übertragen. Aufgrund des PWM-Drehstromsystems enthalten die Motorströme in Abbildung 12 viele hohe Frequenzanteile.

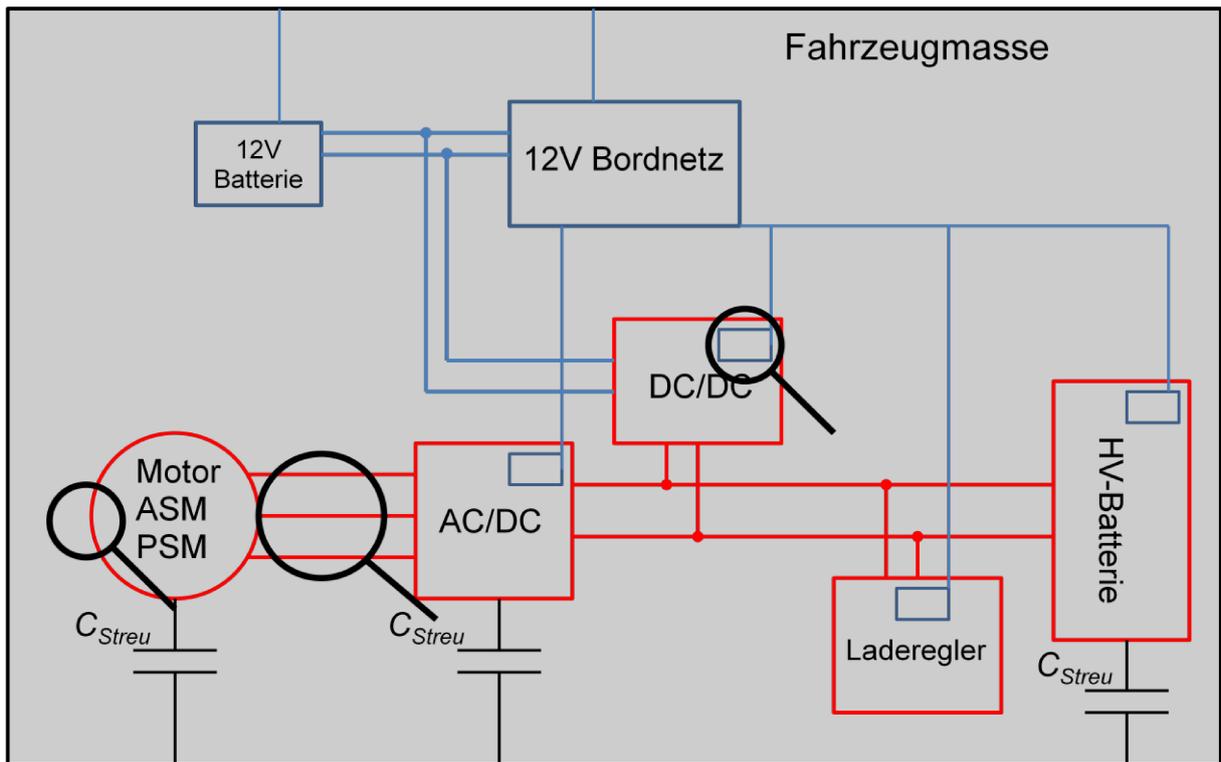


Abb. 11 Kopplungspfade im HV-Bordnetz von Elektro- und Hybridfahrzeugen

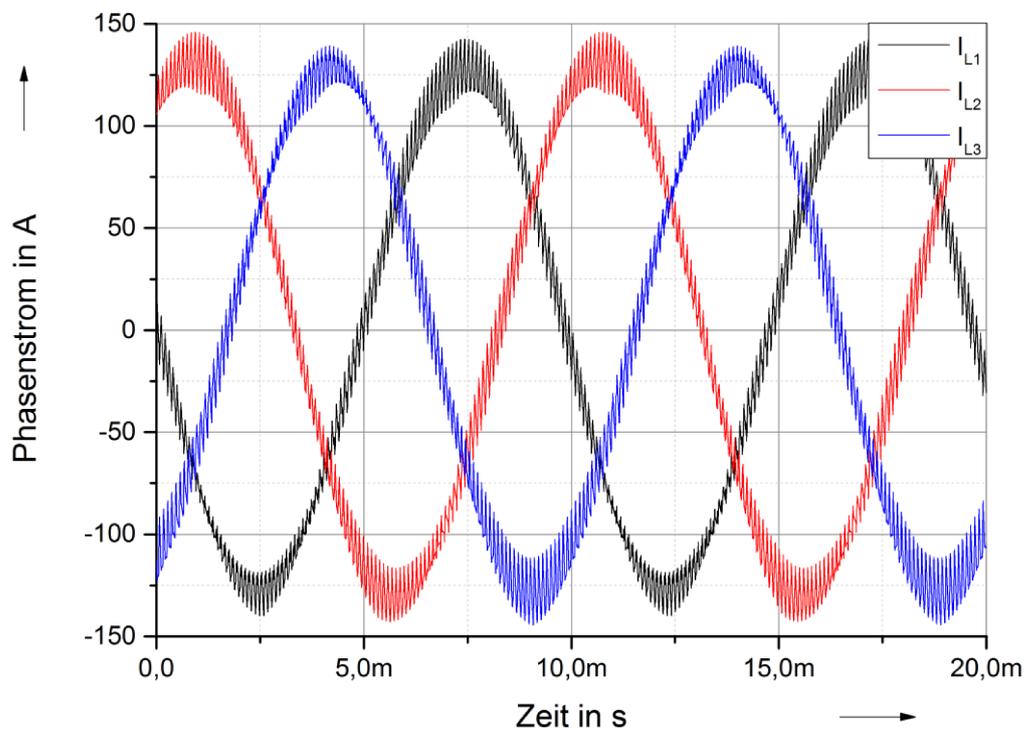


Abb. 12 Simulierte Phasenströme eines Elektroautoantriebs

Aktuell werden für die Antriebsleitungen im Wesentlichen entweder drei einzeln geschirmte Leitungen oder drei ungeschirmte Leitungen mit einem Summenschirm eingesetzt. Aufgrund der besseren Handhabung werden bei den meisten Elektrofahrzeugen einzeln geschirmte Leitungen eingesetzt. Eine solche Leitung kann unter der Annahme der Bedingungen einer elektrisch kurzen Leitung anhand des Ersatzschaltbildes in Abb.13 beschrieben werden.

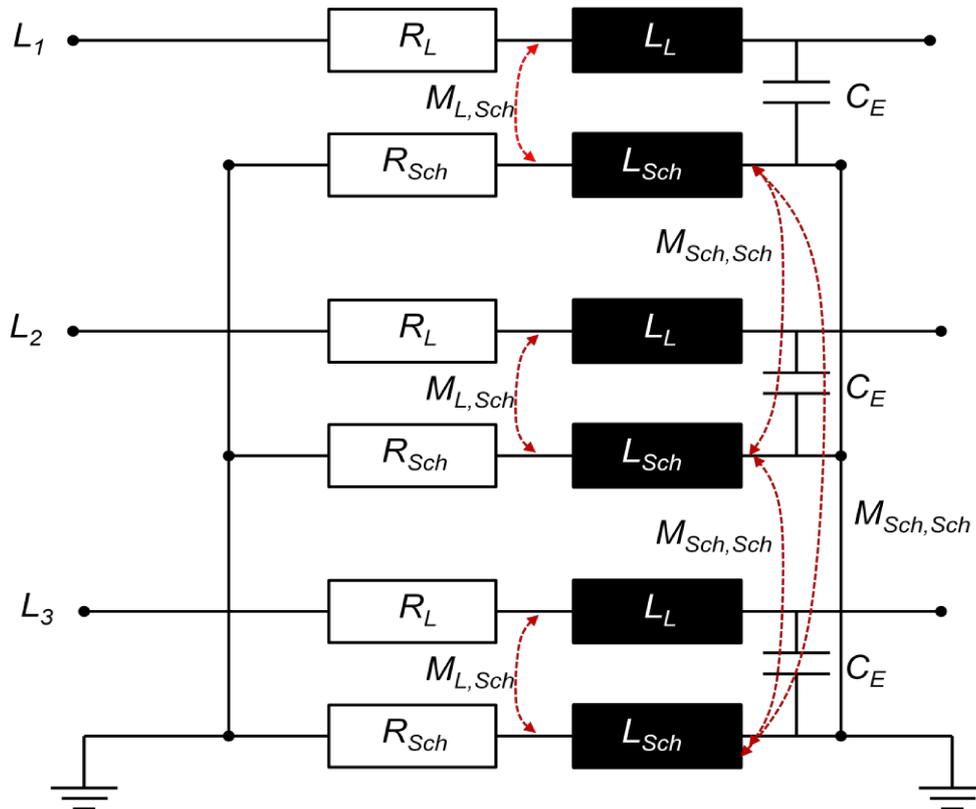


Abb. 13 ESB der Antriebsleitung links Kopplungen rechts

Eine einzelne Leitung besteht jeweils aus einem Innenleiter und einem Geflechschirm, die jeweils durch ihre Widerstands-  $R_L$ ,  $R_{Sch}$  und Induktivitätsbeläge  $L_L$ ,  $L_{Sch}$  berücksichtigt werden. Bei Betrachtung des Aufbaus einer solchen Leitung ergibt sich zudem eine Kapazität zwischen dem Innenleiter und dem Geflechschirm. Diese Kapazität berechnet sich für die zylinderförmige Geometrie zu [26]

$$C_E = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r \cdot \frac{l}{\ln\frac{r_a}{r_i}} \quad (2.4)$$

Sie hängt also im Wesentlichen von den geometrischen Größen, wie Kabellänge, dem Radius des Innen-  $r_i$  und des Außenleiters  $r_a$  sowie dem verwendeten Isoliermaterial ab. Diese Kapazitäten repräsentieren den kapazitiven Koppelpfad für die hohen Frequenzanteile im Phasenstrom. Je höher die Frequenz desto geringer ist die Impedanz der Kabelkapazität. Zudem kommt es zu induktiver Kopplung zwischen den Innenleitern und der Schirmung, welche im ESB in Abbildung 13 vereinfacht durch die Gegeninduktivität  $M_{L,Sch}$  zwischen den Eigeninduktivitäten der Leiter und der Schirmungen verdeutlicht wird.

Neben der induktiven Kopplung zwischen Innenleiter und Schirmung kommt es zudem zu induktiver Kopplung zwischen den einzelnen Kabelschirmen, welche über die Gegeninduktivität  $M_{Sch,Sch}$  modelliert wird. Durch das über die Innenleiter fließende Drehstromsystem wird in den Kabelschirmen ein entgegengesetztes Drehstromsystem induziert, welches die verursachenden Ströme teilweise kompensiert. Da der Kabelschirm aber einen geringeren Leitungsquerschnitt und damit eine geringere Stromtragfähigkeit aufweist als der Innenleiter, werden die Phasenströme nur teilweise kompensiert, was zu einem magnetischen Feld außerhalb der Schirmung führt. Die kapazitiven und induktiven Schirmstromanteile treten in Form von hochfrequenten Schirmströmen auf, welche eine zusätzliche induktive und kapazitive Kopplung zwischen den Schirmen untereinander verursachen und in andere Bereiche des Fahrzeugs überkoppeln können. Sind beispielsweise Gehäuse oder Schirmungen nicht entsprechend niederohmig mit der Fahrzeugkarosserie verbunden, fließt der Strom evtl. über weitere Stromflusspfade zurück zur Quelle. Die Schirmung sollte also so ausgelegt sein, dass der Schirmstrom über den kürzesten Strompfad zu seiner Quelle zurück fließen kann, um die Abstrahlung zu minimieren. Dies kann gerade im Bezug auf die Tatsache, dass die 12V-Bordelektronik die Karosserie als Rückleiter verwendet, zu Problemen führen. Werden nun zusätzlich noch die Ständerwicklungen des Motors betrachtet, kommt es zwischen den Antriebsleitungen und den Motorwicklungen zu Resonanzeffekten, welche die Kopplungseigenschaften beeinflussen. Diese Resonanzeffekte treten in Form von hochfrequenten Überspannungen in den Schaltflanken des Phasenspannung in Elektrofahrzeugantriebssystemen auf [27], [28]. Für die hochfrequenten Anteile in den Ständerströmen ergeben sich im Elektroantrieb Koppelpfade, z.B. zwischen den Ständerwicklungen und dem Gehäuse  $C_{WG}$  oder zwischen den Ständerwicklungen und der Motorwelle  $C_{WR}$ . Die verschiedenen antriebsinternen Koppelpfade zeigt Abbildung 14.

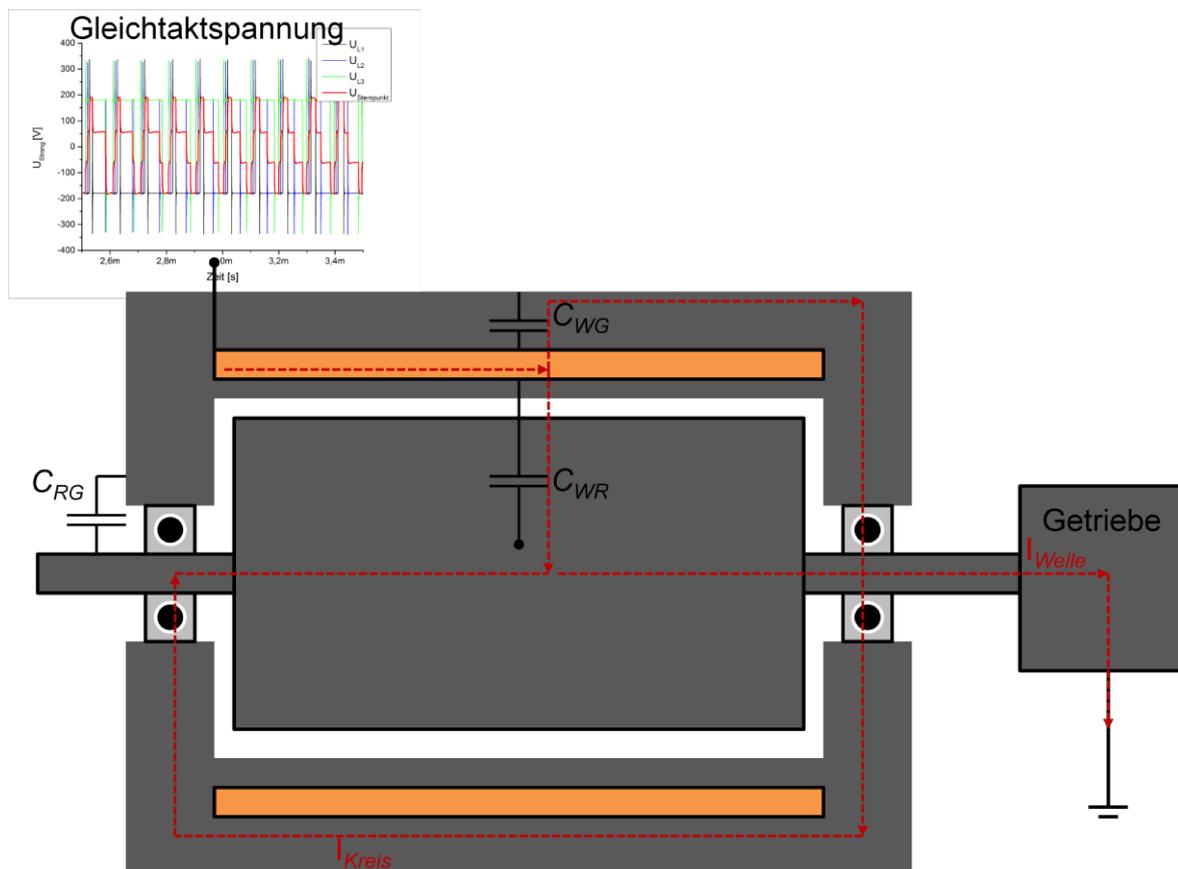


Abb. 14 Koppelpfade im Antrieb eines Elektrofahrzeugs [29]

Durch die schnell schaltende Spannung an den Ständerwicklungen kommt es zu Verschiebungsströmen, die über parasitäre Kapazitäten  $C_{WG}$  und  $C_{WR}$  in das Gehäuse und die Antriebswelle abfließen. In Abbildung 14 fließt der Strom in die Ständerwicklung hinein. Aufbaubedingt gibt es eine parasitäre Kapazität zwischen der Ständerwicklung und dem Motorgehäuse und zwischen der Ständerwicklung und dem Rotor. Die hochfrequenten Anteile des Phasenstroms fließen nun anteilig über die beiden eingezeichneten Strompfade. Im ersten Pfad fließt dann ein hochfrequenter Kreisstrom über das Gehäuse und die Motorwelle. Dieser Strom tritt zwar nicht nach außen in Erscheinung, kann aber negative Auswirkungen auf die Lager der Maschine haben. Im zweiten Pfad fließt der hochfrequente Strom über das Motorgehäuse auf die Antriebswelle. Abhängig von den Erdungsverhältnissen der an den Antrieb angeschlossenen Last, fließt dieser Strom z.B. über das Getriebegehäuse zurück zum Umrichter. Da die Antriebswelle in einem Fahrzeug nicht ideal geerdet ist, kann es im Bezug auf die Wellenströme zu undefinierten Stromflusspfaden kommen, die z.B. zur Störung von Sensoren führen können.

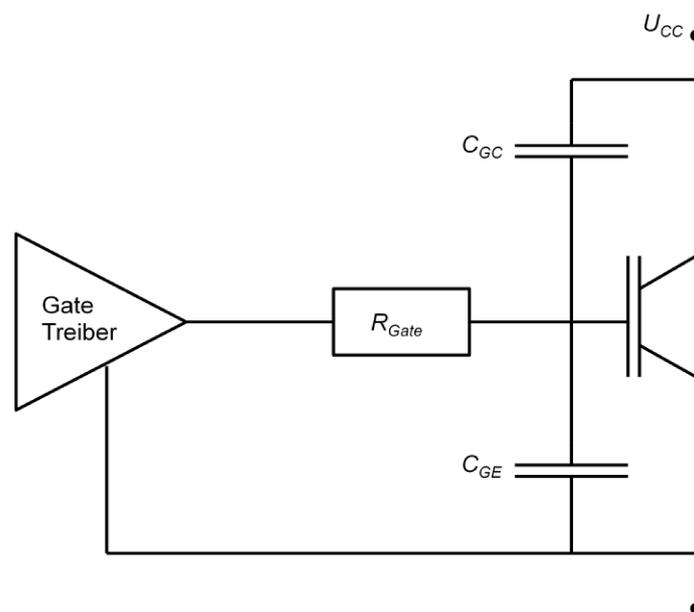


Abb. 15 Ersatzschaltbild (ESB) eines IGBT mit parasitären Kapazitäten [30]

In den leistungselektronischen Komponenten kann es auch intern zu Überkopplungen zwischen der HV- und der LV-Seite kommen. Einer der Gründe hierfür sind die aufbaubedingten parasitären Kapazitäten der eingesetzten IGBTs (siehe Abbildung 15). Diese bewirken, dass die durch die schnellen Schalthandlungen verursachten hochfrequenten Störemissionen z.B. auf den Kühlkörper auskoppeln und einen Stromfluss über das Gehäuse verursachen. Des Weiteren kann es zu Auskopplungen über den Gateanschluss in die Steuerungselektronik kommen. Problematisch kann hier zudem der geringe Abstand zwischen den beiden Spannungsebenen sein und das sich beide Komponenten innerhalb der Schirmung (des Gehäuses) befinden, was zusätzliche Gegenmaßnahmen zur Entkopplung der beiden Systeme erforderlich macht. Im Antriebsumrichter ist zur Spannungsstabilisierung ein Zwischenkreiskondensator mit hoher Kapazität am Gleichspannungseingang verbaut. Dieser sollte idealerweise durch seine Tiefpasscharakteristik die hochfrequenten Störungen auf den Traktionsleitungen dämpfen. Da aber gerade bei den hohen Frequenzen die parasitären Elemente des Zwischenkreiskondensators dominieren, treten die Störaussendungen des Umrichters auch auf der Gleichspannungsseite in Erscheinung.

### 2.3.3 Grundlegende Gegenmaßnahmen

Aufgrund der im elektrischen Antriebsstrang erzeugten breitbandigen Störungen sind entsprechende Gegenmaßnahmen notwendig, um die EMV-Anforderungen im Fahrzeug einzuhalten. Grundsätzlich können zur Reduzierung der auftretenden Störungen Abschirmungen und Filter eingesetzt werden. In einem ersten Schritt wird, wie eingangs beschrieben, das gesamte HV-Bordnetz vollständig geschirmt ausgeführt und die gemeinsame Schirmung zwecks Potentialausgleichs mit der Fahrzeugkarosserie verbunden. Hierbei ist es von großer Bedeutung, dass die Schirmung möglichst durchgängig ausgeführt wird, da schon kleine Unterbrechungen die Schirmwirkung massiv beeinflussen.

Hier sind im Speziellen die Steckverbinder und die Anbindung der Kabelschirme an die Komponentengehäuse zu beachten, da sich bei erhöhten Übergangswiderständen undefinierte Strompfade für die hochfrequenten Störströme ergeben können. Bei den verwendeten Leitungen werden aktuell entweder einzeln geschirmte Leitungen oder Leitungen mit einer gemeinsamen Schirmung verwendet.

Neben dem Übergangswiderstand bei der Anbindung an die jeweilige Komponente haben die elektrischen Kabelparameter einen nicht unerheblichen Einfluss auf die entstehenden Störaussendungen. Zwischen dem Umrichter und dem Antrieb kommt es aufgrund der Tatsache, dass sich die geschirmten Leitungen im Wesentlichen kapazitiv und die Ständerwicklungen des Antriebs induktiv verhalten zu Resonanzeffekten. Wie Gleichung (2.4) zeigt, hängen die Größen der Kabelkapazitäten stark von der Leitungslänge ab und dem verwendeten Dielektrikum ab. Bei geringerer Kapazität ist die Auskopplung der Störungen auf die Schirmung geringer. Somit ist es im Bezug auf eine Reduktion der Schirmströme zielführend, die Leitung möglichst kurz auszuführen [31]. Des Weiteren haben Untersuchungen gezeigt, dass Leitungen mit Summenschirmung eine geringere Kabelkapazität aufweisen und somit die nach außen auftretenden Schirmströme reduzieren [8]. Zudem tritt bei Leitungen mit einer Summenschirmung um alle drei Leiter zu einem geringeren Schirmstrom, da sich die Ströme der einzelnen Leiter schon innerhalb der Schirmung kompensieren, so dass nur noch der nicht kompensierte Strom auf die Schirmung koppeln kann. Da die Leitung mit Summenschirmung aber im Vergleich nicht so flexibel im Fahrzeug zu verlegen ist, werden heute in den Fahrzeugen im Wesentlichen einzeln geschirmte Leitungen eingesetzt. Eine Lösung könnte nun sein, die Antriebsleitungen zwischen der Antriebsmaschine und dem Umrichter möglichst kurz auszuführen, also beide Komponenten im Motorraum zu installieren. Da sich die Antriebsbatterie aber meistens im Kofferraum, unter der Rücksitzbank oder im Unterboden des Fahrzeugs befindet, sind die Traktionsleitungen zwischen dem Umrichter und der Batterie entsprechend lang. Da der Zwischenkreiskondensator im Umrichter aber aufgrund von parasitären Effekten gerade die hochfrequenten Störungen nicht herausfiltert, wird das Problem lediglich von der Drehstromseite auf die Gleichstromseite verlagert. Hier können beispielsweise zusätzliche Y-Kondensatoren auf der Gleichspannungsseite des Umrichters zum Einsatz kommen, um die Gleichtaktstörungen zu verringern. Beim Motor selbst kommt es zur Auskopplung von hochfrequenten Motorstromanteilen über parasitäre Kapazitäten von der Ständerwicklung auf das Motorgehäuse und die Welle. Hieraus resultieren parasitäre Kreisströme im Motor und auf der Motorwelle. Zur Reduktion der Wellenströme können Wellenschirme eingesetzt werden, um die Ströme direkt am Ausgang der Welle abzuleiten. Die in Betracht kommenden Lösungen wie z.B. Kohlebürsten oder Gewebedichtungen sind allerdings entweder nicht für den Einsatz im Fahrzeug geeignet oder verfügen über eine zu geringe Schirmwirkung [32]. Zur Reduzierung beider Störströme im Antrieb können zudem EMV-Filter (siehe Abbildung 16) zwischen dem Umrichter und dem Antrieb geschaltet werden.

Bei diesem Filter dämpft der linke Teil die Gegentaktstörungen und der rechte die Gleichtaktstörungen auf der Antriebsleitung, wodurch in etwa sinusförmig Ströme und Spannungen an den Antriebswicklungen anliegen. Hierdurch können die hochfrequenten Anteile der Motorströme deutlich reduziert werden, was auch zu einer Reduktion der Störströme im Antrieb führt. Problematisch bei einer Filterlösung ist allerdings, dass der komplette Betriebsstrom von einigen 100 A über den Filter fließt und dieser somit gerade die Induktivitäten in Abbildung 16 große Ausmaße und ein hohes Gewicht haben. Somit ist es essentiell die aktuell verfügbaren Filter für den Einsatz in Fahrzeugen im Bezug auf Gewicht und Volumen anzupassen. Bei diesen Filterlösungen werden aktuell meist spezielle Ferritkerne eingesetzt, welche eine hohe Dämpfung bei vergleichsweise geringem Gewicht realisieren [33]. Diese Kerne können auch auf der Antriebswelle montiert werden, wo sie die dort auftretenden Gleichtaktstörungen dämpfen.

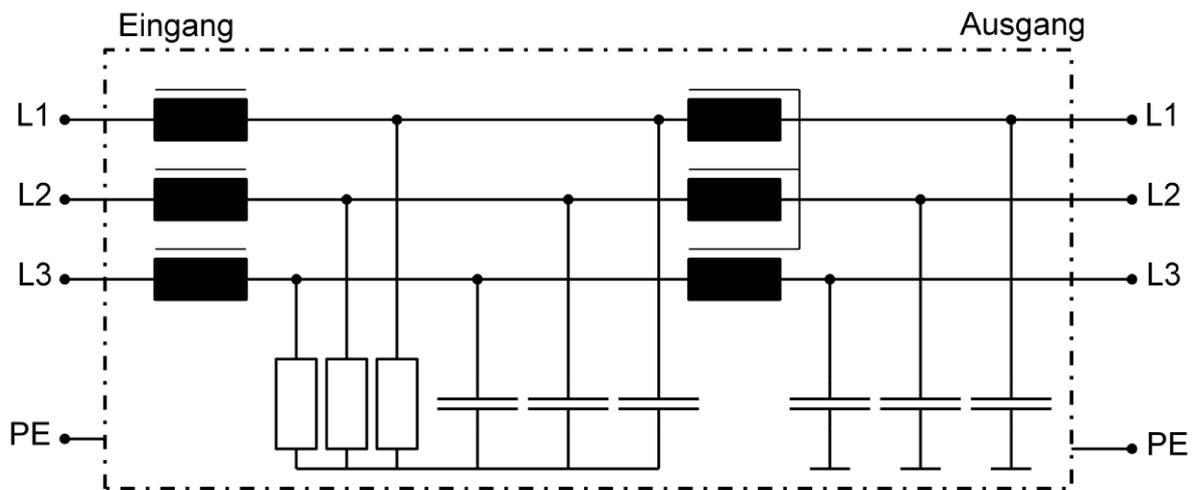


Abb. 16 Aufbau EMV-Filter für umrichter gesteuerte Antriebe [34]

Ein weiterer Punkt ist die Problematik der Kopplung des HV- und des 12V-Bordnetzes in den Komponenten selbst. Beim Antriebsumrichter wird beispielsweise neben der B6-Schaltung auf der HV-Seite ein DC-DC Wandler verbaut, um die 12V-Stuerelektronik zu versorgen, welche zusätzlich noch mit dem 12V-Bordnetz verbunden ist. Zudem gibt es noch eine Schnittstelle mit dem Winkelgeber bzw. Drehzahlmesser des Antriebs, der oft ungeschirmt ausgeführt ist und eine CAN-Schnittstelle zur Ansteuerung. Die Hauptprobleme sind die geringe Distanz zwischen den beiden Spannungsebenen im Fahrzeug und das sich beide Spannungsebenen innerhalb der Schirmung befinden. Die durch die Schaltheftungen der IGBTs entstehenden Störaussendungen können innerhalb der Komponente auf kurzem Wege in die 12V-Elektronik einkoppeln. Um die Kopplung über die Gatekapazität im IGBT zu verhindern, können Treiberschaltungen, die eine galvanische Entkopplung z.B. über eine optische Signalübertragung realisieren, eingesetzt werden. Zudem müssen gegebenenfalls Teile der 12V-Elektronik zusätzlich geschirmt werden bzw. zusätzliche Filtermaßnahmen innerhalb der Komponente ergriffen werden. Zur Bewertung dieser Maßnahmen werden in den Spezifikationen der Fahrzeughersteller Mindestdämpfungen zwischen der 12V und der HV-Seite definiert. Es sind generell große Anstrengungen nötig, um das HV-Bordnetz im Bezug auf die EMV in die Fahrzeuge zu integrieren.

## 2.3.4 Aktuelle Störaussendungs-Normen

In diesem Abschnitt werden die Normen für die Störaussendung von Elektrofahrzeugen und den Komponenten des Antriebsstrangs beschrieben. Bezüglich der Störfestigkeit zum Teil andere Anforderungen für Fahrzeuge mit elektrischem Antrieb. Hier sind insbesondere die neuen Störgrößen für HV-Bordnetze nach ISO 7637-4 zu nennen. Da in der Dissertation die Störaussendung des Antriebssystems untersucht wird, wird das Thema der Störfestigkeit hier nicht weiter thematisiert werden. Aktuell werden Hybrid- und Elektrofahrzeuge bzw. die einzelnen Komponenten des Antriebsbordnetzes in Bezug auf ihre Störemissionen nach den beiden Normen CISPR 12 und CISPR 25 geprüft. Die CISPR 12 beschreibt die Messung der Emission von kompletten Fahrzeugen in unterschiedlichen Betriebszuständen. Die Messung dient zum Schutz des Rundfunkempfangs und wird deshalb im Frequenzbereich von 30 bis 1000 MHz durchgeführt. Hierbei befindet sich der Empfänger außerhalb des Fahrzeugs (Fernentstörung). Bei CISPR 25 befindet sich der Empfänger innerhalb des Fahrzeugs (Nahentstörung). Für die Nahentstörung werden Messung der einzelnen Komponenten sowie der gesamten Fahrzeuge zur Gewährleistung der Fahrzeuginternen EMV-Anforderungen beschrieben. Bei einem Fahrzeug müssen sowohl sämtliche Komponenten geprüft werden und danach noch einmal das vollständige Fahrzeug. Beim Gesamtfahrzeugtest nach CISPR12 wird das Fahrzeug in verschiedenen Betriebszuständen getestet. Im Vergleich zu Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor kommt neben dem Fahrzustand und dem Standby-Zustand (Zündung ein, Antriebssystem aus) bei Plug-In-Hybrid- und Elektrofahrzeugen der Betriebszustand des Ladens hinzu. Im Betriebszustand (Fahrt) wird die Emission von Fahrzeugen nach dem Prüfaufbau in Abbildung 17 gemessen. Hierbei ist es egal, ob es sich um ein Fahrzeug mit Verbrennungsmotor oder mit Elektromotor handelt. Das Fahrzeug wird auf einem Rollenprüfstand im Abstand D (im Normalfall 10 m) von der Messantenne positioniert. Bei Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb ist im Fahrbetrieb eine konstante Geschwindigkeit von  $40 \text{ km/h} \pm 20 \%$  bei nicht spezifizierter konstanter Last (meist leerlaufender Rollenprüfstand) zu realisieren. Es wird also keine zusätzliche Last durch den Rollenprüfstand generiert.

Im Ladebetrieb wird abhängig vom eingesetzten Ladekonzept ein entsprechender Versuchsaufbau verwendet. Da im Rahmen dieser Arbeit ein induktives AC Ladesystem ohne zusätzliche Powerline Kommunikation (PLC) zum Einsatz kommt, wird hier kurz auf den entsprechenden Prüfaufbau nach CISPR12 (siehe Abbildung 18) eingegangen. Bei dem Prüfaufbau wird das Fahrzeug mit dem Netz verbunden. Der geometrische Abstand vom Fahrzeug bis zur Netznachbildung darf nicht größer als 1 m sein. Die Messung erfolgt mit der gleichen Anordnung, wie schon für den Fahrbetrieb in Abbildung 17. Während der Messung muss ein Ladevorgang der Batterie stattfinden, so dass die Leistungselektronik im Laderegler im Normalbetrieb ist. Hierbei ist darauf zu achten, dass der SoC der Batterie zwischen 20 % und 80 % liegt. Bei Messzeiten, die größer sind als die Dauer für einen Ladevorgang von 20 % auf 80 % SoC muss die Messung ggf. in mehrere Abschnitte unterteilt werden.

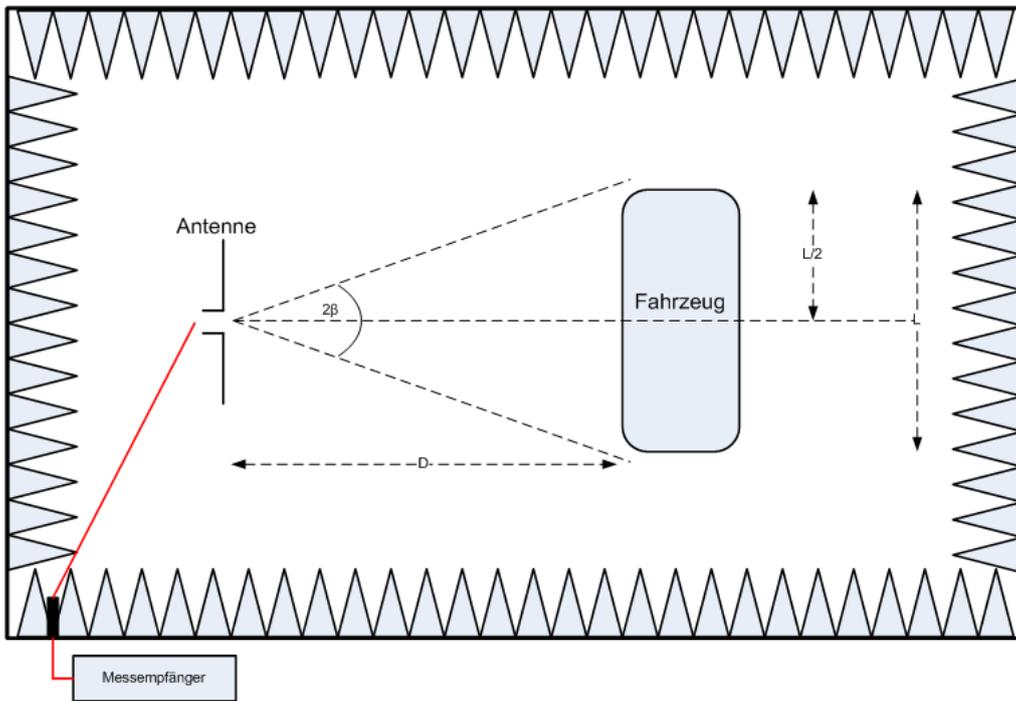


Abb. 17 Testaufbau für Emissionsmessung an einem Fahrzeug im Fahrbetrieb nach CISPR12 [11]

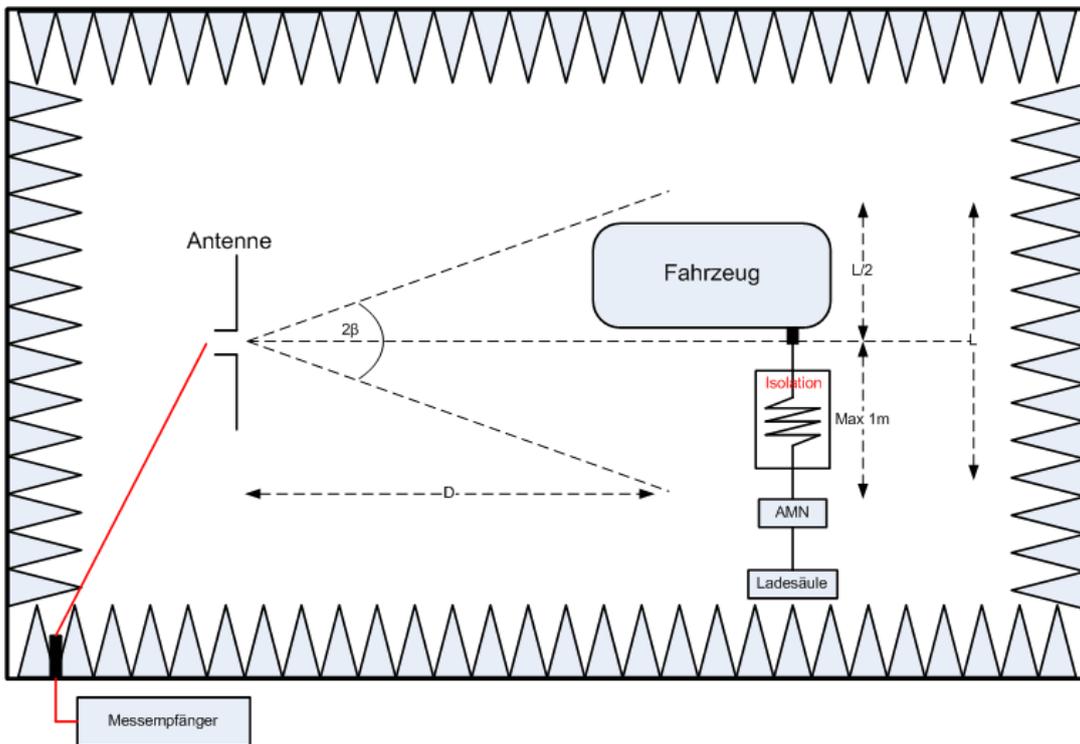


Abb. 18 Testaufbau für eine Emissionsmessung an einem Elektrofahrzeug im Ladebetrieb nach CISPR 12 (AC Laden ohne Kommunikation) Artificial Mains Network (AMN)[11]

Zusätzlich zu den gestrahlten Emissionsmessungen am Gesamtfahrzeug werden zur Gewährleistung der fahrzeuginternen EMV die Emissionen der Komponenten des HV-Bordnetzes einzeln oder in Kombination gemessen. Gemessen werden neben der gestrahlten Emission die leitungsgebundenen Emissionen an einer HV-Bordnetznachbildung, die Gleichtaktströme an den geschirmten Leitungen und Kopplung zwischen der Hochvolt- und der 12V-Seite im Prüfling. Beispielhaft ist in Abbildung 19 der Prüfaufbau für die leitungsgeführte Emissionsmessung an einem Umrichter-Motor-System mit einer Bordnetznachbildung sowie für die Messung der Gleichtaktströme an den geschirmten Antriebsleitungen dargestellt. Hierbei werden die 12V-Energieversorgung, der Umrichter und der Elektromotor in der Messkabine installiert. Die Welle des Antriebs wird dann geschirmt aus der Kabine geführt und dort an eine Lastmaschine angeschlossen. Hierzu können zum einen Kunststoffwellen zum Einsatz kommen, die allerdings den Wellenstrom unterbinden würden. Eine andere Möglichkeit wäre ein HF-Dichte Durchführung der Welle durch die Kabinenwand mit Hilfe von Schleifkontakten. Die Messung erfolgt dann an der Hochvoltbordnetznachbildung auf der Gleichspannungsseite des Umrichters. Für die Messung der Gleichtaktstörströme, die über die Schirmung des Systems fließen, bleibt der Aufbau in Abbildung 19 unverändert. Es wird lediglich anstatt der Messung an der Bordnetznachbildung über eine Stromzange der Gleichtaktstörstrom auf der Drehstrom- und auf der Gleichstromseite des Umrichters gemessen. Beim Test der Einzelkomponenten ist es sinnvoll den Betriebszustand so zu wählen, dass die Emission des Prüflings maximal wird.

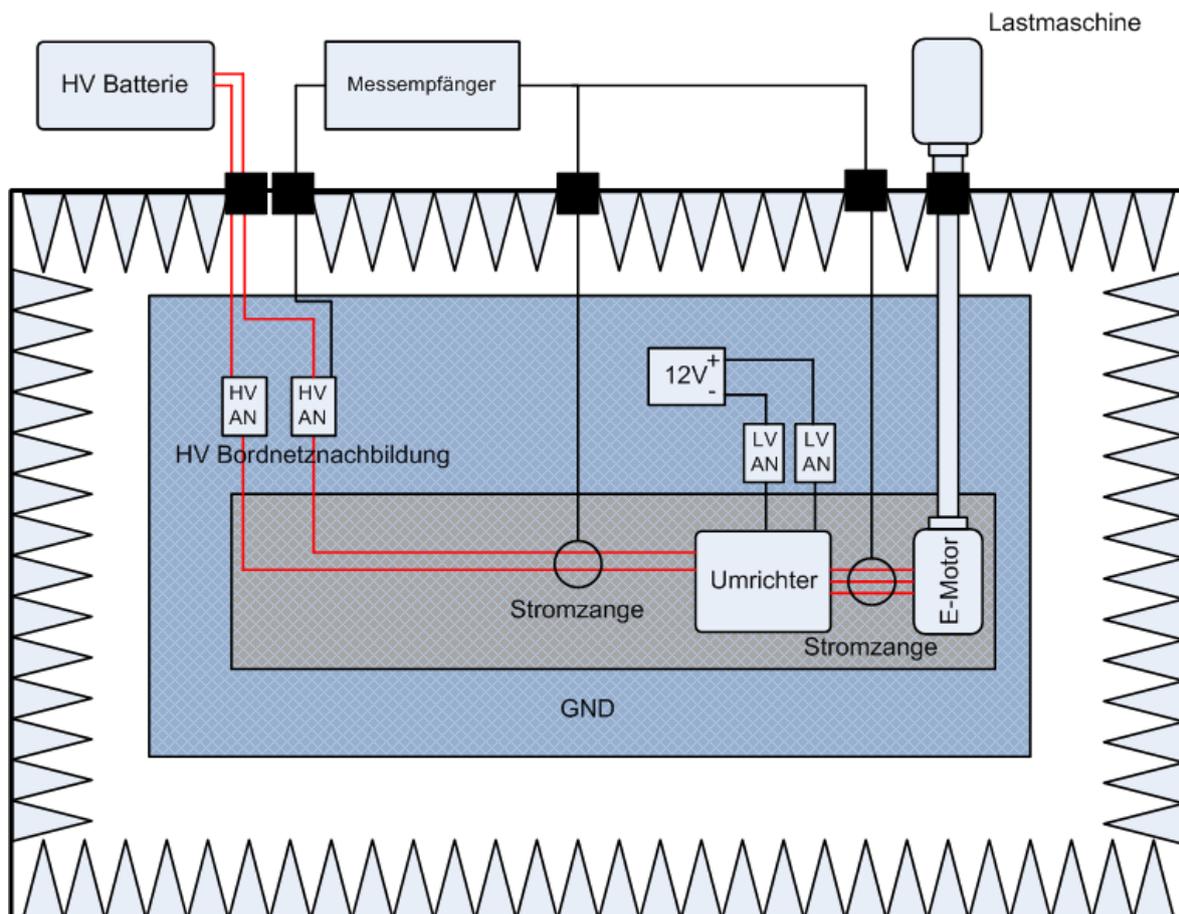


Abb. 19 Prinzipieller Testaufbau für die leitungsgebundene Störemissionsmessung eines Umrichter Motor Systems nach CISPR 25 (Ohne Abmessungen) [10]

### 3 Aufbau einer Power-HiL-Umgebung des HV-Bordnetzes eines Elektrofahrzeugs

Im vorangegangenen Abschnitt wurden zwei der wichtigsten Herausforderungen im Bezug auf elektrisch angetriebene Fahrzeuge kurz vorgestellt. Eine möglichst effiziente Nutzung der, auch beim Einsatz von Lithium-Ionen Batterien, begrenzten Energie im Fahrzeug ist nötig, um die Reichweite der Fahrzeuge zu erhöhen. Bei reinen Elektrofahrzeugen dient ausschließlich die Antriebsbatterie als Energiequelle. Diese muss sowohl den elektrischen Antrieb als auch andere energieintensive Verbraucher wie z.B. die Klimaanlage mit Energie versorgen. Auch wenn diese Komfortsysteme die Reichweite der Fahrzeuge nicht unerheblich beeinflussen, müssen sie auch in Elektrofahrzeugen implementiert sein, da diese mit herkömmlichen Fahrzeugen in Konkurrenz stehen in denen z.B. eine Klimaanlage heute zur gewohnten Ausstattung gehört. Wie eingangs bereits beschrieben, wirken sich aber noch andere Faktoren auf den Energieverbrauch der Fahrzeuge aus. So hat z.B. die Auswahl des elektrischen Antriebsstrangs aufgrund von unterschiedlichen Systemwirkungsgraden einen Einfluss auf den Energieverbrauch bzw. die Reichweite der Fahrzeuge. Zudem kann sich die Menge der beim Bremsvorgang rückgespeisten Energie positiv auf die Reichweite der Fahrzeuge auswirken.

Auf der anderen Seite kommt es durch die Implementierung von elektrischen Antrieben in die Fahrzeuge im Bezug auf die elektromagnetische Verträglichkeit zu enormen Herausforderungen, die bereits zu erheblichen Änderungen in den relevanten Normen geführt haben. Die elektrischen Antriebe in der Leistungsklasse um 100 kW, wie sie sonst eher im Industriebereich eingesetzt werden, verursachen erhebliche Störaussendungen. Zudem sind sie sehr dicht neben dem 12V-Bordnetz in den Fahrzeugen verbaut, wodurch die möglichen Gegenmaßnahmen begrenzt sind. Hierdurch wird auch die elektromagnetische Störaussendung elektrisch angetriebener Fahrzeuge im Vergleich zu herkömmlichen Fahrzeugen verändert, was zu Anpassungen und der Implementierung von neuen Messverfahren in der Normung geführt hat. Auch wenn das Antriebsbordnetz bereits vollständig geschirmt und isoliert vom Rest des Fahrzeugs aufgebaut wird, haben unterschiedliche Schirmungsarten und Leitungslängen aufgrund der Beeinflussung der Koppelimpedanzen einen Einfluss auf die Störaussendungen im System. Speziell der elektrische Antriebsstrang und hier im Besonderen der Antriebsumrichter stellt eine enorme Störquelle im Fahrzeug dar. Die Störaussendungen breiten sich sowohl über die Antriebsleitungen und den Antrieb aber auch über die Traktionsleitungen und die Batterie aus. Hinzu kommt, dass der Betrieb des Antriebsstrangs im Fahrzeug sehr dynamisch ist und auch der aktuelle Betriebspunkt einen Einfluss auf die auftretenden Störaussendungen hat.

All diese Faktoren haben in der Fahrzeugentwicklung einen erheblichen Einfluss auf die Komponentenauslegung bzw. die Fahrzeugarchitektur. Auch im Hinblick auf die abschließende Fahrzeughomologation sind die interne wie die externe EMV der Fahrzeuge von Bedeutung, so dass auch diese Aspekte schon in einer frühen Phase der Fahrzeugentwicklung berücksichtigt werden sollten. Zur Abschätzung z.B. von Energieeinsparpotentials durch Verwendung verschiedener Antriebe oder durch Variation der Rekuperationsleistungen können rechnergestützte Simulationen verwendet werden. Eine andere Methode ist die Hardwaresimulation von Teilkomponenten zur genaueren Modellierung der komplexen Vorgänge. Der realisierte Power-HiL-Aufbau stellt dabei eine HiL-Umgebung für den kompletten Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs dar. Des Weiteren können durch die so gewonnenen Ergebnisse rechnergestützte Simulationsmodelle weiter verbessert werden.

### 3.1 Die Gesamtstruktur der Power-HiL-Umgebung

Die Testumgebung umfasst das HV-Bordnetz, wie es in Elektrofahrzeugen eingesetzt wird, wobei hier der Fokus auf dem elektrischen Energiefluss im Fahrzeug liegt und somit neben der Batterie keine zusätzlichen verbrennungsmotorischen Energiequellen verwendet werden. In Abbildung 20 ist der gesamte Aufbau dargestellt. Schematisch sind alle vorhandenen Komponenten sowie der Energiefluss anschaulich in Abbildung 3 dargestellt. Wie in Abbildung 20 zu sehen, besteht der Aufbau aus einem elektrischen Antriebsstrang, wie er auch in kleinen Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommt. Dieser besteht wiederum aus einem Asynchronmotor der durch einen entsprechenden Antriebumrichter betrieben wird. Der verwendete Antriebsstrang hat die folgenden Leistungsdaten:

Parameter	Wert
Maximales Drehmoment	92 Nm
Nenndrehmoment	42 Nm
Maximale Drehzahl	11000 U/min
Nenndrehzahl	4600 U/min
Maximale mechanische Leistung	47 kW
Nennleistung	20 kW
Maximaler Gleichstrom	165 A
Maximale Gleichspannung	400 V
Maximaler Wirkungsgrad	87 %

Tab. 2 Leistungsdaten des verwendeten Antriebs [35]

Versorgt wird der Antrieb über eine Hochleistungs Lithium-Ionen-Batterie, wie sie in Hybrid-Fahrzeugen eingesetzt wird [36]. Tabelle 3 enthält auszugsweise die Leistungsdaten der Batterie. Da die Batteriekapazität mit ca. 2 kWh begrenzt ist, lässt sich der Antrieb auch alternativ über Gleichstromquellen (Gleichstrommaschinen) betreiben. Anstelle des Fahrzeugs bzw. der Räder ist eine geregelte Lastmaschine mit der Antriebswelle verbunden, welche in der Lage ist ein Fahrzeug im Fahr- und im Bremsbetrieb zu simulieren.

Parameter	Wert
Batterienennspannung	345 V
Maximalspannung (SoC 100 %)	384 V
Nennkapazität	6,5 Ah
Dauerstrom Fahrt (bei 20 °C)	100 A
Maximalstrom Fahrt (für 10s bei 20 °C)	180 A
Dauerstrom Rekuperation (bei 20 °C)	30 A
Maximalstrom Rekuperation (für 10s bei 20 °C)	180 A

Tab. 3 Leistungsdaten der Antriebsbatterie [37]

Des Weiteren ist noch ein Laderegler zum Laden der Batterie im Park- und im Fahrbetrieb und ein elektrisch steuerbarer Hochvolt Verbraucher an die Batterie angeschlossen. Im Folgenden wird nun im Detail beschrieben, wie mit den einzelnen Komponenten des Aufbaus unterschiedliche Antriebe, Fahrzeuge und Komponenten simuliert werden können.

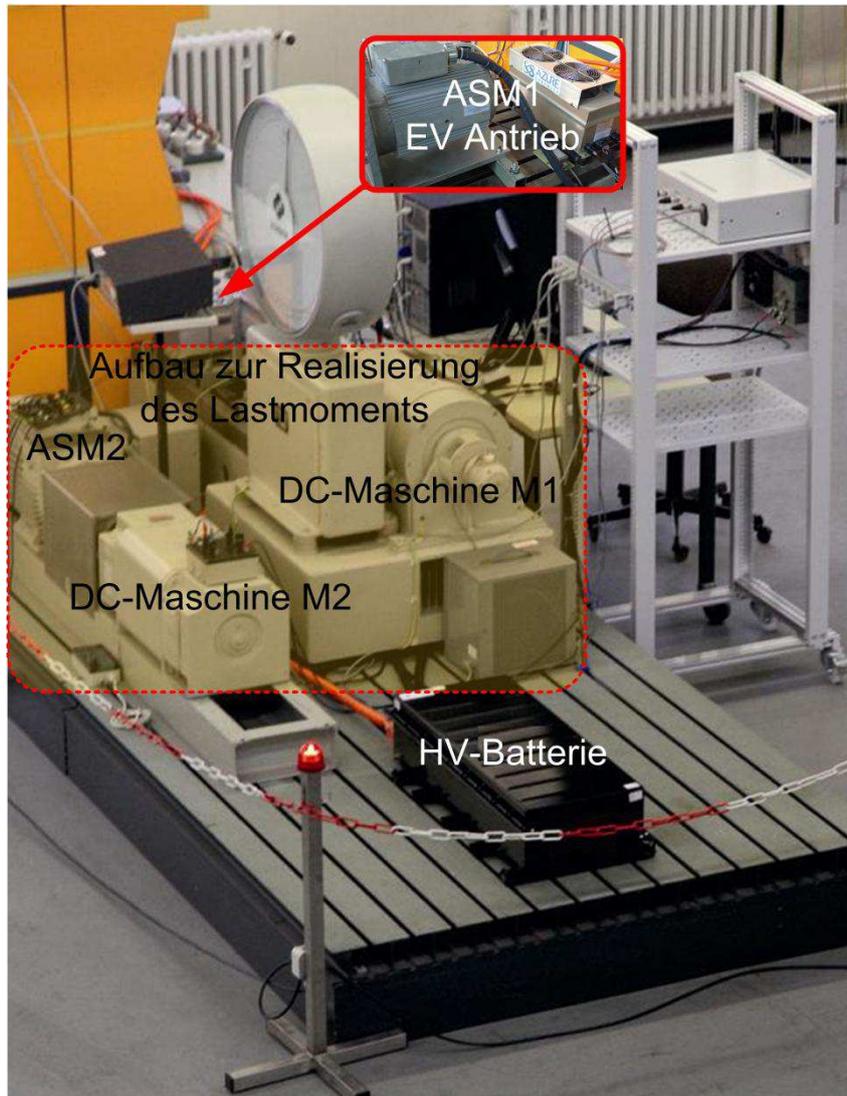


Abb. 20 Power-HiL Aufbau des Hochvoltbordnetzes eines Elektrofahrzeugs

### 3.2 Generierung eines variablen Lastmomentes für die Fahrzeugsimulation

Im ersten Schritt werden die Struktur sowie die Regelung des Aufbaus zur Straßensimulation beschrieben. Hierzu ist die gesamte Testumgebung noch einmal schematisch in Abbildung 21 dargestellt. Der Asynchronmotor ist an den Umrichter angeschlossen und wird entweder über die HV-Batterie oder den Gleichstromgenerator versorgt. An der Welle ist der Aufbau zur Generierung eines variablen Lastmomentes angeschlossen. Dieser besteht aus einer fremderregten Gleichstrommaschine und einem weiteren Maschinensatz zur Regelung der Ankerspannung. Ein solcher Leonard-Satz wird üblicherweise z.B. für Motorenprüfungen eingesetzt. Die Gleichstrommaschine M1 wird mit konstantem Erregerfeld betrieben. Somit hängt die Spannung an den Ankerklemmen allein von der Drehzahl des angeflanschten Fahrzeugantriebs ab. Je schneller dieser dreht, desto höher ist die Ankerspannung.

Auf der anderen Seite des Prüfstands befindet sich ein weiterer Maschinensatz, bestehend aus einer fremderregten Gleichstrommaschine M2 und einer Asynchronmaschine, die am 50 Hz Drehstromnetz betrieben wird und somit mit konstanter Drehzahl läuft. Somit hängt die Spannung am Ankerkreis von M2 nur von Erregerfeld ab. Die Ankerkreise beider Gleichstrommaschinen sind elektrisch miteinander gekoppelt, um einen bidirektionalen Energiefluss zu realisieren. Das regelbare Lastmoment an der Welle des elektrischen Antriebsstrangs wird nun durch die Regelung des Erregerfeldes an Gleichstrommaschine M2 realisiert. Fließt der Strom von M2 nach M1 so arbeitet M1 motorisch und das Fahrzeug befindet sich im Rekuperationsmodus (das Antriebssystem speist Energie in die Batterie). Fließt der Strom von M1 nach M2 so befindet sich M1 im generatorischen Betrieb und das Fahrzeug befindet sich im Fahrmodus. Um nun die Fahrt eines Fahrzeugs auf einer Straße modellieren zu können, muss der Aufbau die Längsdynamik des Fahrzeugs umsetzen, welche durch die folgende Gleichung beschrieben werden kann.

$$M_{Antrieb} = M_{Reib} + M_{Steig} + M_{Wind} + J_{Gesamt} \cdot \frac{\Delta n}{\Delta t} \quad (3.1)$$

Der Antrieb muss also während der Fahrt die am Fahrzeug wirkenden Lastmomente aus Gleichung 3.1 aufbringen. Diese am Fahrzeug wirkenden Kräfte sind in der Gleichung schon auf Drehmomente an der Antriebswelle des Fahrzeugs umgerechnet. Am Fahrzeug wirken nun während der Fahrt insgesamt vier Lastmomente, die durch den Lastmoment-Regler realisiert werden müssen. Die ersten drei Lastmomente werden durch die Steigung der Straße  $M_{Steig}$ , durch die Reibungsverluste  $M_{Reib}$  und durch den Windwiderstand  $M_{Wind}$  des Fahrzeugs hervorgerufen. Abbildung 22 zeigt den qualitativen Verlauf dieser drei Lastmomente in Abhängigkeit von der Fahrzeuggeschwindigkeit.

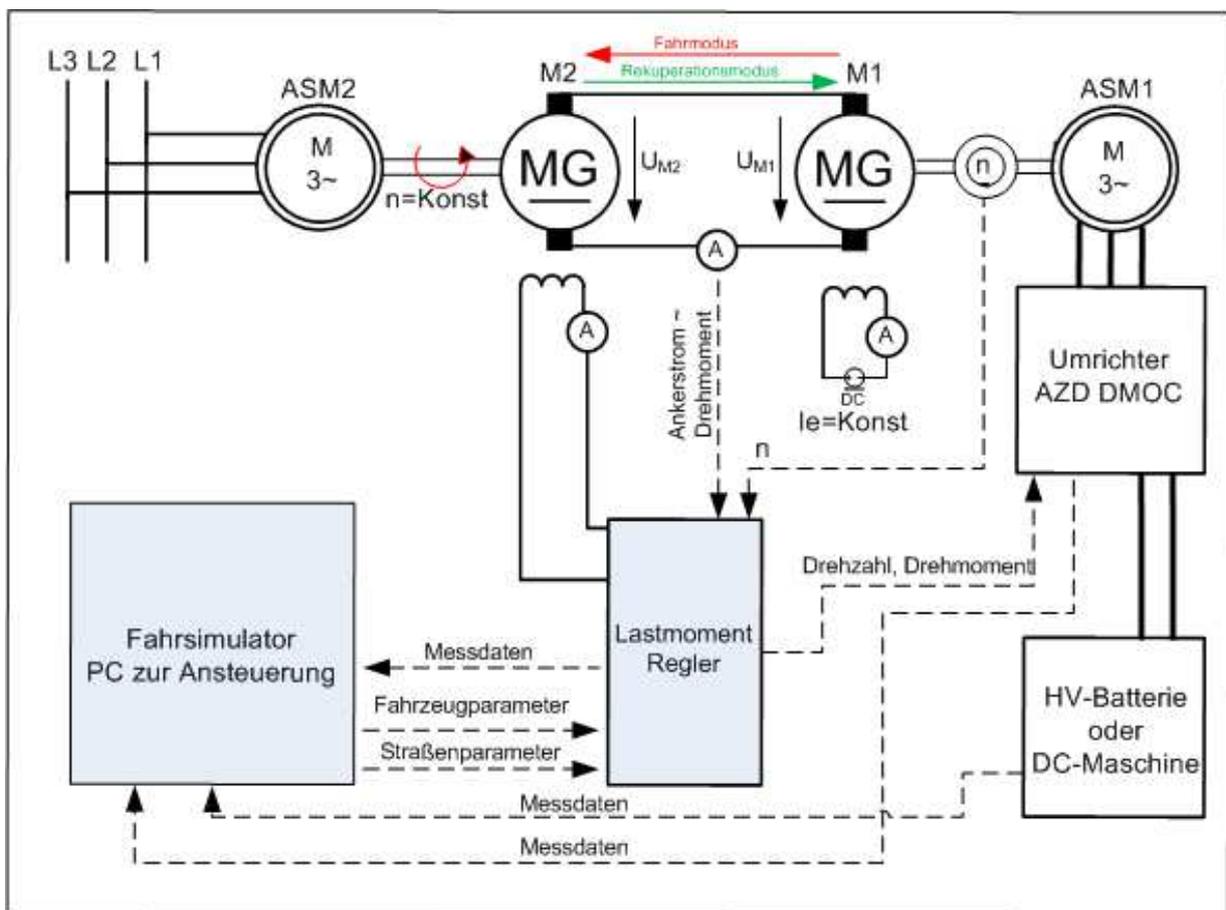


Abb. 21 Schematische Darstellung des realisierten Versuchsaufbaus

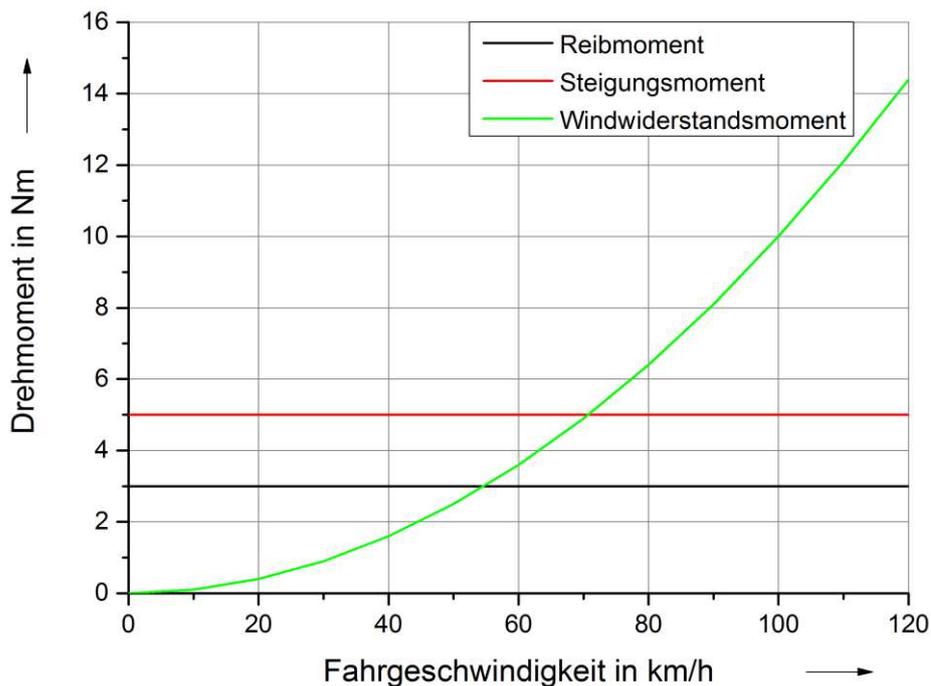


Abb. 22 Qualitativer Verlauf des Reibungs-, Steigungs- und des Windwiderstandsmoment an der Antriebswelle

Das aus der Steigung der Straße resultierende Lastmoment ist drehzahlunabhängig. Ähnlich unabhängig kann das Lastmoment durch die Reibungsverluste betrachtet werden. Diese Vereinfachung gilt allerdings nur unter der Annahme, dass entsprechend verlustarme Reifen verwendet werden und die Geschwindigkeit nicht deutlich über 100 km/h geht [38], was bei den meisten Elektrofahrzeugen der Fall ist. Der Windwiderstand hingegen steigt quadratisch mit der Geschwindigkeit des Fahrzeugs an. Zudem muss noch die Kraft bzw. das Drehmoment für die Beschleunigung des Fahrzeugs, die während der Beschleunigung den größten Anteil am Lastmoment ausmacht, berücksichtigt werden. Diese resultiert aus dem Gesamtträgheitsmoment des Fahrzeugs, also der Trägheitsmomente des Antriebsstrangs inklusive des Getriebes und des Fahrzeuggewichts. Das Lastmoment steigt also in Abhängigkeit vom gesamten Trägheitsmoment und mit der Beschleunigung des Fahrzeugs. Zur Veranschaulichung wird das Szenario der Beschleunigung eines Fahrzeugs auf Endgeschwindigkeit herangezogen. Hierbei wird das maximal für die Beschleunigung zur Verfügung stehende Motormoment konstant gehalten und das Trägheitsmoment des Fahrzeugs erhöht. Bei Vernachlässigung aller anderen Lastmomente vereinfacht sich (3.1) zu:

$$M_{Antrieb} = J_{Gesamt} \cdot \frac{\Delta n}{\Delta t} = J_{Gesamt} \cdot \alpha \quad (3.2).$$

Zur Überprüfung der Funktion des Lastmomentreglers wird eine Messung der Beschleunigung des Antriebs mit unterschiedlichen Trägheitsmomenten durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 23 zu sehen. Eine Erhöhung des Gewichts bzw. des Trägheitsmoments  $J_{Gesamt}$  des zu modellierenden Fahrzeugs führt zu einer geringeren Steigung der linearen Funktion also zu einer geringeren Beschleunigung  $\alpha$ .

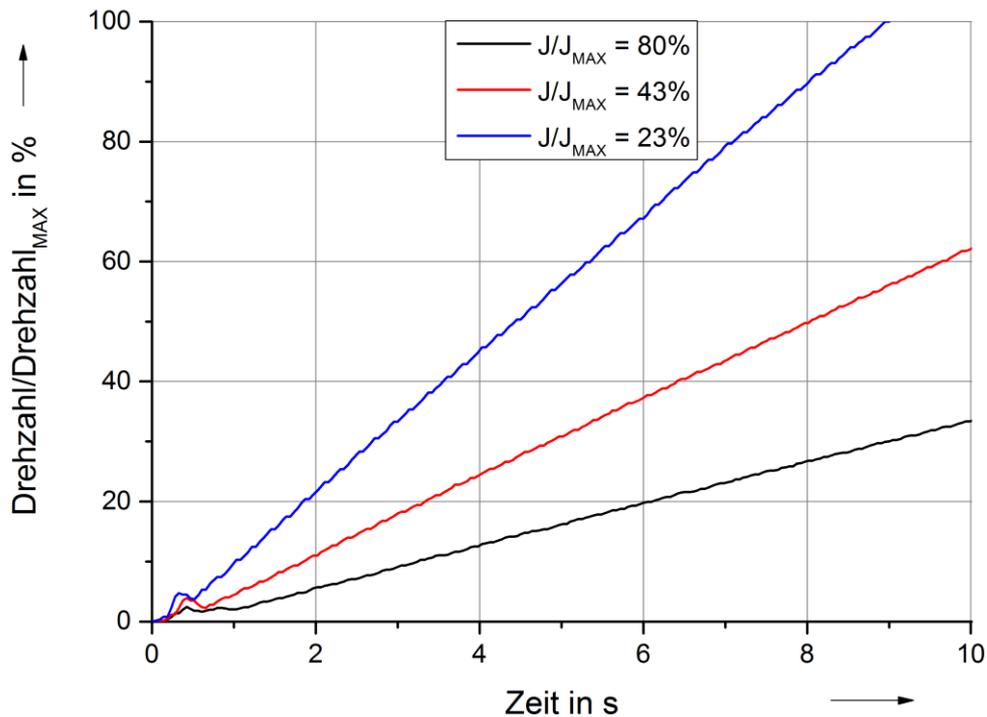


Abb. 23 Verlauf der Fahrzeugbeschleunigung in Abhängigkeit vom Trägheitsmoment

Die verwendete Straßenregelung arbeitet, wie der zu untersuchende Antriebsstrang, mit einer Drehzahlregelung basierend auf Gleichung (3.1). Im Regler selbst werden die einzelnen Lastmomente durch einstellbare Parameter realisiert, wobei die Parameter für die Steigung und die Reibung drehzahlunabhängig sind und der Parameter für den Windwiderstand quadratisch von der Drehzahl abhängt. Durch Erfassung der Drehzahl am elektrischen Antriebsstrang und des Ankerstroms zwischen M1 und M2, der proportional zum Drehmoment an der Lastmaschine ist, kann der Lastregler in Abhängigkeit von den eingestellten Werten für die verschiedenen Fahrwiderstände ein entsprechendes Lastmoment erzeugen. Hierzu wird intern eine H-Brückenschaltung verwendet, die entsprechend aller Parameter über den Erregerstrom von Maschine M2 die Drehzahl von M1 regelt. Alle Werte für die jeweiligen Fahrwiderstände sind separat in einem weiten Bereich einstellbar. Somit kann das Lastmoment an der Welle des Antriebs auch für sehr dynamische Fahrsituationen generiert werden. Allerdings hat der verwendete Leonardsatz aufgrund der verwendeten Lastmaschinen Einschränkungen bezüglich der maximalen Drehzahl und des maximalen Drehmoments. Aus dem Datenblatt von Belastungsmaschine M1 geht eine Maximaldrehzahl von 3600 U/min hervor. Um den gesamten Aufbau nicht zu überlasten wird die Drehzahl auf 3000 U/min und das Drehmoment auf 40 Nm begrenzt. Da reale Fahrzeuge bei deutlich höheren Drehmomenten und Drehzahlen betrieben werden, ist eine entsprechende Skalierung des verwendeten Aufbaus zur Modellierung von verschiedenen Elektrofahrzeugen nötig. Diese Skalierung wird in Abschnitt 3.5 im Detail beschrieben.

### 3.3 Nachbildung von Range-Extender Modulen

Zur Modellierung von Range-Extender-Modulen, die wie eingangs beschrieben, das Fahrzeug während der Fahrt wieder laden können, wird im Versuchsstand ein Batterieladegerät für Elektrofahrzeuge verwendet. Die Leistungsdaten des verwendeten Ladegeräts sind auszugsweise in der folgenden Tabelle aufgelistet.

Anschluss AC Seitig	1-Phasig
Maximalstrom Netzseitig	16 A
Maximalleistung Netzseitig	3680 W
Spannung DC Seitig	200-520 V
Maximalstrom DC Seitig	12,5 A

Tab. 4 Leistungsdaten des Ladegeräts [39]

Bei Betrachtung des Antriebsbordnetzes als elektrisches Energienetz mit Erzeugern und Verbrauchern, ist ein solches Range-Extender-Modul nichts anderes als eine zusätzliche elektrische Energiequelle. Da das verwendete Ladegerät sowohl im Alleinigen als auch im Parallelbetrieb mit mehreren Ladegeräten auf einem Hochvoltbus betrieben werden kann und der Strom, der ins System eingespeist wird fest einstellbar ist, ist es damit möglich, auch während des Fahrbetriebs einen Strom ins System zu speisen. Ob dieser zusätzliche Strom nun im Umrichter zum Betrieb des Antriebs verwendet wird oder direkt zurück in die Batterie fließt, ist für die Gesamtenergiebilanz unerheblich. In Abbildung 24 ist die prinzipielle Funktion des implementierten Ladegeräts schematisch dargestellt. Das Range-Extender-Modul wird auf der Hardware Ebene als Black-Box betrachtet. Bei der Realisierung innerhalb der Power-HiL-Umgebung wird dann das Strom- bzw. das Leistungsprofil des Range-Extenders realisiert. Auf der Ausgangsseite wird eine elektrische Leistung ins Antriebssystem gespeist und auf der Eingangsseite kann in Abhängigkeit vom verwendeten Modul (z.B. Brennstoffzelle oder Motor-Generator-Satz) z.B. ein Kraftstoffverbrauch ermittelt werden.

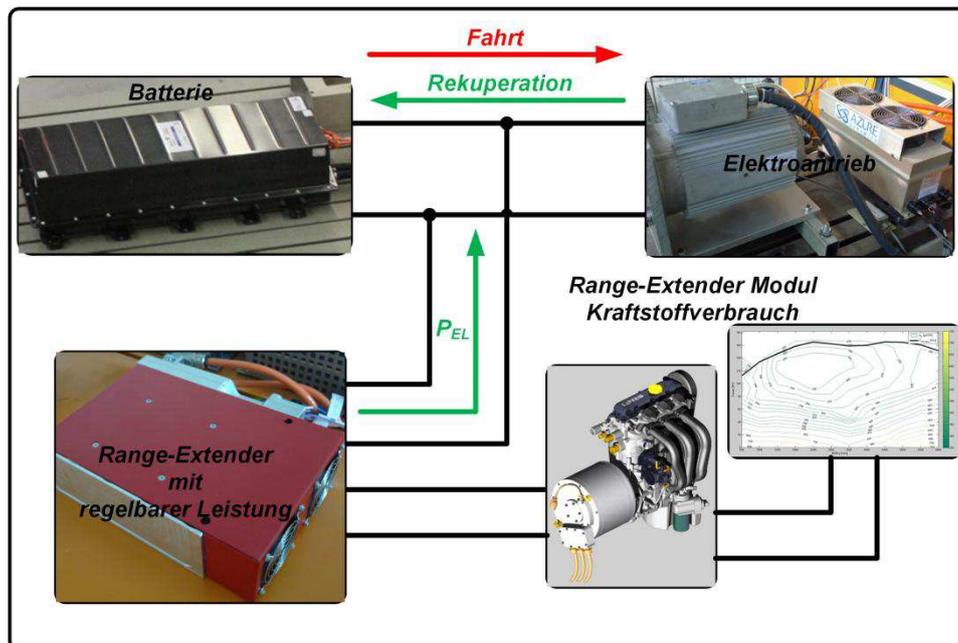


Abb. 24 Schematische Darstellung des Aufbaus zur Simulation von Range-Extender-Modulen

Da der Laderegler bezüglich der Stromregelung in weiten Grenzen frei programmierbar ist, können zudem unterschiedliche Betriebsstrategien der Range-Extender-Module simuliert und untersucht werden [40], [41], wobei hier die Strom- bzw. Leistungsprofile der Module nachgebildet werden. Bei verbrennungsmotorisch betriebenen Range-Extendern wird im Normalfall in Abhängigkeit vom aktuellen Ladezustand der Batterie eine elektrische Leistung generiert, um den Ladezustand der Batterie in vorher definierten Grenzen zu halten. Das System sollte in jedem Falle so betrieben werden, dass der bestmögliche Systemwirkungsgrad erreicht wird. Zur Simulation von realen Modulen muss auch das in der Testumgebung verwendete System entsprechend skaliert werden.

### 3.4 Nachbildung von HV-Nebenverbrauchern im Fahrzeug

Zur Modellierung sämtlicher Erzeuger und Verbraucher im Bordnetz eines Elektrofahrzeugs (siehe Abbildung 3) müssen auch zusätzlich sämtliche Nebenverbraucher im Fahrzeug modelliert werden. Hierzu zählen zum Einen alle energieintensiven Verbraucher (z.B. die Hochvolt-Heizung), die direkt an der Antriebsbatterie betrieben werden. Zum Anderen werden auch die Verbraucher des 12V-Bordnetzes über den DC-DC-Wandler über die Antriebsbatterie versorgt, da in Elektrofahrzeugen kein Generator auf der 12V-Ebene verwendet wird. Die 12V-Batterie dient lediglich der Pufferung auf der Niederspannungsseite. Zudem werden sicherheitskritische Verbraucher, wie z.B. der Bremskraftverstärker und die Servolenkung am 12V-Netz betrieben, damit das Fahrzeug bei einem Ausfall der Antriebsbatterie noch lenk- und abbrembar bleibt. Alle diese Komponenten stellen im Bezug auf das gesamte Energienetz des Fahrzeugs Verbraucher dar, die Leistung aus der Antriebsbatterie beziehen und somit die Reichweite der Fahrzeuge reduzieren. Speziell Verbraucher, wie die HV-Heizung und der HV-Klimakompressor führen zu einer großen Reichweitenreduktion bei aktuellen Elektrofahrzeugen.

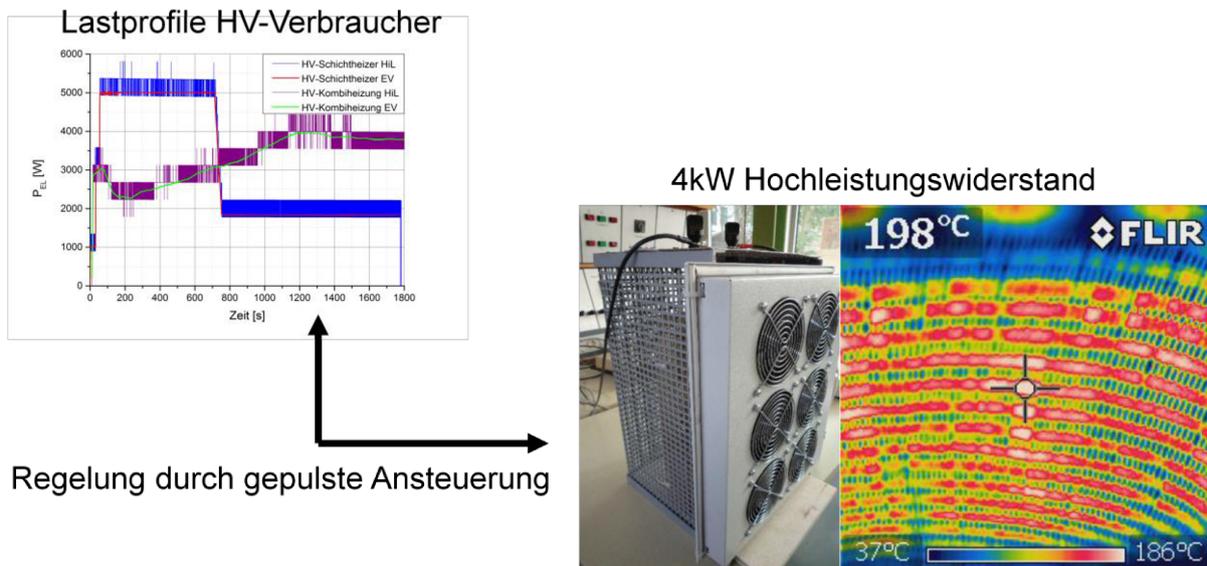


Abb. 25 Aufbau zur Modellierung von elektrischen Nebenverbraucher im Elektrofahrzeug [42]

Zur Modellierung dieser Verbraucher wird eine regelbare Last, wie sie in Abbildung 25 dargestellt ist, verwendet. Über einen IGBT wird die Batteriespannung pulsweitenmoduliert auf einen konstanten  $30\Omega$  Leistungswiderstand geschaltet und es fließt ein entsprechend regelbarer Strom aus dem System ab. Die elektrische Energie wird dann in einem luftgekühlten gewebten Drahtwiderstand in Wärme umgewandelt. Da das Puls-Pausen-Verhältnis am IGBT per CAN-Bus gesteuert werden kann, ist es möglich, unterschiedlichste dynamische Lastverläufe (siehe Abbildung 25 links) zu realisieren. Da die Spannung an den Batterieklemmen bei sinkendem Ladezustand der Batterie abfällt, muss der dem System entnommene Strom entsprechend nachgeregelt werden, um die Leistung konstant zu halten. Auch die hier abgeführten elektrischen Leistungen müssen, wie alle anderen Komponenten des Aufbaus, mittels Skalierung auf reale Elektrofahrzeuge angepasst werden.

### 3.5 Skalierung des Aufbaus zur Untersuchung von realen Elektrofahrzeugen

Bei der Modellierung eines realen physikalischen Systems kommt es aufgrund der unterschiedlichen Dimensionen zu Skalierungseffekten, die bei einem Vergleich beider Systeme berücksichtigt werden müssen. Diese Modellierungsmethode kommt in vielen Bereichen, wie z.B. dem Schiff- und Flugzeugbau zum Einsatz, in denen der Aufbau eines gesamten Systems zu Testzwecken viel zu aufwendig ist. Im Schiffbau werden beispielsweise die Strömungseigenschaften verschiedener Rumpfbauarten anhand von Miniaturmodellen in Testbecken während der Entwicklungsphase erprobt. Auch in der Fahrzeugentwicklung werden während des Entwicklungsprozesses Modelle und HiL-Systeme verwendet, um vorab Teilsysteme des Fahrzeugs zu testen. So wird beispielsweise in [43] ein skaliertes Modell zur Simulation der Querdynamik von Fahrzeugen vorgestellt. Auch der Illinois Road Simulator [44] nutzt ein skaliertes Fahrzeugmodell, um verschiedene Dynamikregelungen zu simulieren. Im Bereich der Elektro- und Hybridfahrzeuge existieren bereits einige Anwendungen von skalierten Hardwaremodellen. So wird in [45] ein Modell von Antriebsstrangkomponenten von Hybridfahrzeugen, welches aus mehreren verteilten Versuchsaufbauten besteht, vorgestellt. Um die mit dem Modell erzielten Ergebnisse mit dem Originalsystem vergleichen zu können, muss eine entsprechende Umrechnung erfolgen. Diese Anpassung kann aufgrund der Ähnlichkeitstheorie erfolgen, welche einen Zusammenhang zwischen den physikalischen Größen des Modellsystems und des realen Systems herstellt. Dieser Zusammenhang kann mit Hilfe einer Dimensionsanalyse erfolgen, bei der die dimensionsbehafteten Größen eines physikalischen Prozesses zu dimensionslosen Kennzahlen zusammengefasst werden. Zur Bestimmung dieser dimensionslosen Größen und somit der Skalierungsfaktoren für den betrachteten Prozess kann das  $\Pi$ -Theorem nach Buckingham [46], [47] angewendet werden. Dieses wird im Folgenden kurz allgemein erläutert und danach auf den Prozess eines fahrenden Fahrzeugs mit elektrischem Antriebsstrang angewendet.

#### 3.5.1 Grundlagen zum $\Pi$ -Theorem

Das  $\Pi$ -Theorem beruht auf dem Grundsatz, dass die Gleichungen zur Beschreibung von physikalischen Zusammenhängen und Systemen unabhängig von der Größe des betrachteten Systems sind. Beispielsweise verhält sich ein Fahrzeug in Originalgröße physikalisch wie ein kleines Fahrzeugmodell, da die gleichen Kräfte auf das Fahrzeug wirken.

Somit können beide Systeme mit Hilfe der gleichen physikalischen Gesetzmäßigkeiten beschrieben werden. Der wesentliche Unterschied liegt in der Größe der Variablen in den betrachteten Gleichungen. Jede Variable in einer Gleichung zur Beschreibung eines physikalischen Systems besteht aus einer Maßzahl und einer Dimension. Diese Dimension kann immer in Basis Einheiten (SI-Einheiten) angegeben werden. Für die physikalische Beschreibung eines Elektrofahrzeugs – also der Längsdynamik eines Fahrzeugs und des elektrischen Antriebsstrangs – können die SI-Einheiten m, kg, s, A verwendet werden. Allgemein können nun die Dimensionen der Größen zur Beschreibung eines physikalischen Systems in diese SI-Einheiten unterteilt und in Form einer Dimensionsmatrix dargestellt werden.

SI-Einheiten	$A_1$	$A_2$	$A_3$	$A_j$
m	$a_{11}$	$a_{21}$	$a_{31}$	$a_{n1}$
kg	$a_{12}$	$a_{22}$	$a_{32}$	$a_{n2}$
s	$a_{13}$	$a_{23}$	$a_{33}$	$a_{n3}$
A	$a_{14}$	$a_{24}$	$a_{34}$	$a_{n4}$
...	$a_{1n}$	$a_{2n}$	$a_{3n}$	$a_{nn}$

Tab. 5 Dimensionsmatrix zur Darstellung eines physikalischen Systems

Des Weiteren besagt das  $\Pi$ -Theorem, dass eine Variable eines physikalischen Systems durch das Produkt der übrigen Systemvariablen darstellbar ist. Hat eine Dimensionsmatrix, wie in Tabelle 5 dargestellt, eine Anzahl von A Variablen, eine Anzahl M von SI-Einheiten und einen maximalen Rang N der gleich der Anzahl der SI-Einheiten ist, lassen sich

$$\Pi = A - M \quad (3.3)$$

dimensionslose Kombinationen ( $\Pi$ -Gruppen) bilden.

Ein System der Form

$$f(A_1, A_2, A_3, \dots, A_j) = 0 \quad (3.4)$$

kann somit unter Verwendung von dimensionslosen  $\Pi$ -Größen in folgender Form dargestellt werden.

$$F(\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3, \dots, \Pi_{A-M}) = 0 \quad (3.5)$$

Die Einheit einer dieser  $\Pi$ -Größen als Produkt aus den Einheiten der Variablen  $A_1$  bis  $A_n$  ergibt sich zu:

$$[\Pi] = \prod_{i=1}^n [A_i]^{\lambda_i} \quad (3.6)$$

mit dem Vektor  $\vec{\lambda} = \begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \dots \\ \lambda_n \end{pmatrix}$ . (3.7)

Dieser beschreibt die Einheit der  $\Pi$ -Größe durch eine Kombination der Einheiten der physikalischen Größen  $A_1, A_2, \dots, A_n$  und ist so zu wählen, dass die Kombination der Einheiten von  $A_1$  bis  $A_n$  insgesamt dimensionslos ist.

Da sich die Einheiten aller Größen  $A_1$  bis  $A_n$  als Produkt der Grundeinheiten darstellen lassen, kann die Einheit der  $\Pi$ -Größe zudem als Produkt aus den Einheiten der physikalischen Grundgrößen  $G_1$  bis  $G_n$  beschrieben werden

$$[\Pi] = \prod_{j=1}^m [G_j]^{\mu_j} . \quad (3.8)$$

Es ergibt sich ein Vektor

$$\vec{\mu} = \begin{pmatrix} \mu_1 \\ \dots \\ \mu_m \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

der die Einheit der  $\Pi$ -Größen durch eine Kombination der betrachteten SI-Einheiten darstellt. Beide Vektoren sind über die Dimensionsmatrix verknüpft und es gilt:

$$\vec{\mu} = \vec{M} \cdot \vec{\lambda} . \quad (3.10)$$

Da die verwendeten Grundgrößen dimensional unabhängig sind, ist die betrachtete  $\Pi$ -Größe Dimensionslos, wenn Gleichung (3.11) erfüllt ist.

$$\vec{\mu} = \vec{M} \cdot \vec{\lambda} = 0 \quad (3.11)$$

Mit diesem allgemeinen Ansatz lassen sich für beliebige physikalische Prozesse dimensionslose  $\Pi$ -Größen ermitteln. Hieraus lassen sich dann in einem zweiten Schritt entsprechende Skalierungsfaktoren ermitteln, die eine Verknüpfung zwischen dem Modell und dem realen Prozess herstellen.

### 3.5.2 Anwendung des $\Pi$ -Theorems zur Skalierung der Power-HiL-Umgebung

Bei der vorgestellten Power-HiL-Umgebung handelt es sich zwar um einen vollwertigen Antriebsstrang, wie er in Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommt, allerdings kann dieser aufgrund der Beschränkungen durch die Lastmaschine nicht mit der maximalen Leistung betrieben werden. Um die Lastmaschine nicht zu überlasten, wird die maximale Drehzahl auf 3000 U/min und das maximale Drehmoment auf 40 Nm beschränkt. Die Unterschiede zwischen der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Antriebs und des gesamten Aufbaus ist in Abbildung 26 dargestellt. Aufgrund der Unterschiede bezüglich der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik wird deutlich, dass der Aufbau skaliert werden muss, um reale Elektrofahrzeug zu untersuchen. Die große Abweichung zwischen den beiden Kurven in Abbildung 26 ist dabei aber nicht unbedingt von Nachteil. Aufgrund der Tatsache, dass der verwendete Antrieb nicht an seiner Leistungsgrenze betrieben wird, können über eine entsprechende Ansteuerung Drehzahl-Drehmoment-Charakteristiken unterschiedlicher Antriebsysteme modelliert werden.

Im Folgenden wird die Anwendung des  $\Pi$ -Theorems auf ein Fahrzeug mit elektrischem Antriebsstrang beschrieben. Es sei angemerkt, dass für eine realistische Abbildung des Systems einige zusätzliche Fahrzeugparameter, wie z.B. Antriebsleistung, Gewicht, CW-Wert, etc. bekannt sein müssen. Da es sich bei dem realisierten Aufbau um einen reinen Antriebsstrang handelt, welcher die Längsdynamik eines Elektrofahrzeugs nachbilden soll, werden die entsprechenden Bewegungsgleichungen des Fahrzeugs auf Momente an der Antriebswelle umgerechnet. Im ersten Schritt werden die Gleichungen zur Beschreibung des Leistungsflusses eines elektrischen Antriebssystems betrachtet. Die an der Welle einer Maschine abgegebene mechanische Leistung kann allgemein mit der Formel

$$P_{mech} = M_{Antrieb} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n_{Antrieb} \quad (3.12)$$

berechnet werden.

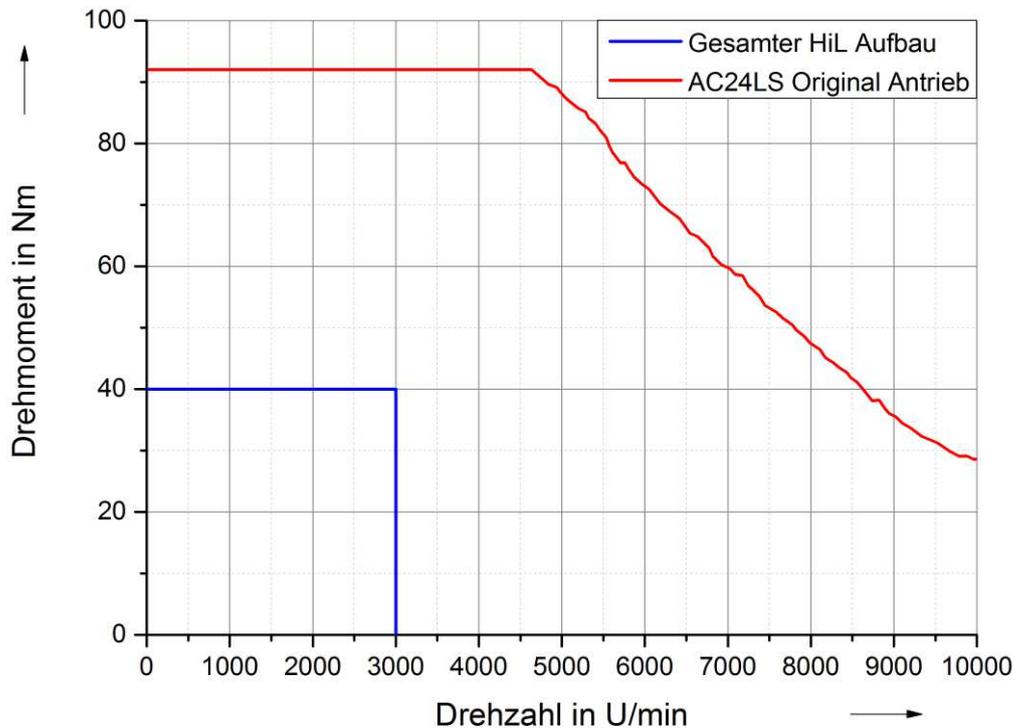


Abb. 26 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des elektrischen Antriebs und des gesamten Aufbaus (mit den Einschränkungen durch die Lastmaschine)

Mit dem Wirkungsgrad berechnet sich die elektrische Leistung, die im motorischen Betrieb von der Antriebsbatterie zur Verfügung gestellt wird zu:

$$P_{el} = \frac{P_{mech}}{\eta} = U_{Batt} \cdot I_{Batt} \quad (3.13)$$

Da der Wirkungsgrad des Antriebssystems dimensionslos ist und somit keinen Einfluss auf die Skalierungsfaktoren hat, wird er in einer ersten Berechnung zu 1 gesetzt. Die folgende Tabelle listet die physikalischen Größen und deren Einheiten auf, die in die Skalierung des Antriebssystems einfließen.

Größe	Einheit
$M_{mech}$	$kg \cdot m^2 \cdot s^{-2}$
$P_{mech} = P_{el}$	$kg \cdot m^2 \cdot s^{-3}$
$n$	$s^{-1}$
$U_{Batt}$	$kg \cdot m^2 \cdot s^{-3} \cdot A^{-1}$
$I_{Batt}$	$A$

Tab. 6 physikalische Größen zur Skalierung des elektrischen Antriebstrangs

Insgesamt ergeben sich somit vier Dimensionen kg, m, s und A. Da allerdings die Dimensionen kg und m<sup>2</sup> in allen relevanten Größen zusammen vorkommen, kann die Anzahl der Dimensionen auf drei kgm<sup>2</sup>, s, A reduziert werden. Aus der Anzahl der zu physikalischen Größen und der Anzahl der Dimensionen ergibt sich die Anzahl der dimensionslosen  $\Pi$ -Gruppen zu:

$$N_{\Pi} = N_{Var} - N_{DIM} = 5 - 3 = 2 \quad (3.14)$$

Nach [47] können die zu skalierenden Variablen, die Dimensionen und die  $\Pi$ -Gruppen in Matrixform dargestellt werden (siehe Tabelle 7). Dabei werden die Parameter in zwei Kategorien sprich in konstante  $B_D$  und in wiederholende Parameter  $A_D$  aufgeteilt. Vereinfacht gesagt, werden die Parameter  $B_D$  auf der linken Seite durch eine Kombination der Parameter  $A_D$  auf der rechten Seite in Form von dimensionslosen  $\Pi$ -Gruppen dargestellt. Welche Parameter durch welche anderen dargestellt werden, kann dabei im Prinzip frei gewählt werden. Es ist allerdings darauf zu achten, dass die Matrix  $A_D$  auf der rechten Seite eine inverse Matrix  $A_D^{-1}$  besitzt und dass die gewählten Parameter alle Dimensionen des betrachteten Systems enthalten. Die Matrix  $E$  in Tabelle 7 ist die Einheitsmatrix mit den entsprechenden Dimensionen.

	Konstante Parameter	Wiederholende Parameter
Dimensionen	$B_D$	$A_D$
$\Pi$ -Gruppen	$E$	$C_S$

Tab. 7 Matrixdarstellung zur Bestimmung der  $\Pi$ -Gruppen [47]

Nach Anwendung dieses Schemas auf das betrachtete System mit seinen physikalische Größen und Dimensionen ergibt sich die folgende Matrix:

	$P_{mech}$	$U_{Batt}$	$M_{Welle}$	$I_{Batt}$	$n$
$kg \cdot m^2$	1	1	1	0	0
$s$	-3	-3	-2	0	-1
$A$	0	-1	0	1	0
$\Pi_1$	1	0	-1	0	-1
$\Pi_2$	0	1	-1	1	-1

Tab. 8 Matrix zur Bestimmung der  $\Pi$ -Gruppen für den Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs

Nach [47] berechnet sich die einzig unbekannte Matrix  $C_S$  aus Tab.7 zu:

$$C_S = -(A_D^{-1} \cdot B_D)^{-1} = -\left( \left( \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -3 & -3 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \right)^{-1} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Aus der Matrix in Tabelle 8 lassen sich dann die dimensionslosen  $\Pi$ -Gruppen direkt zeilenweise ablesen und es ergibt sich:

$$\Pi_1: \frac{P_{mech}}{M_{Welle} \cdot n} \quad (3.16)$$

$$\Pi_2: \frac{U_{Batt} \cdot I_{Batt}}{M_{Welle} \cdot n} \quad (3.17)$$

Bei genauerer Betrachtung der  $\Pi$ -Gruppen wird klar, dass diese dimensionslos sind. Der Wirkungsgrad der die Verluste des elektrischen Antriebsstrangs beschreibt, kann, da er dimensionslos ist, bei der späteren Betrachtung von konkreten Systemskalierungen zu den relevanten Skalierungsfaktoren hinzugerechnet werden. Auf die grundlegenden Faktoren hat er keinen Einfluss. Um eine entsprechende Skalierung, also eine Gleichheit von zwei Systemen, mit Bezug auf die betrachteten Gleichungen zur Antriebsleistung zu erreichen, müssen die  $\Pi$ -Gruppen beider Systeme identisch sein. Somit ergibt sich für

$$\Pi_1: \frac{P_1}{M_1 \cdot n_1} = \frac{P_2}{M_2 \cdot n_2}. \quad (3.18)$$

Hierbei entspricht der Index 1 dem realen Elektrofahrzeug und der Index 2 den Werten des HiL-Antriebsstrangs. Da die Skalierungsfaktoren für die physikalischen Größen  $G_n$  nach [47] als  $S_A = \frac{G_2}{G_1}$  definiert sind, ergibt sich nach Umrechnung für  $\Pi_1$ :

$$S_P = S_M \cdot S_n \quad (3.19)$$

Analog ergibt sich für  $\Pi_2$ :

$$\frac{U_1 \cdot I_1}{M_1 \cdot n_1} = \frac{U_2 \cdot I_2}{M_2 \cdot n_2} \quad (3.20)$$

bzw. analog für die Skalierungsfaktoren:

$$S_M \cdot S_n = S_U \cdot S_I \quad (3.21)$$

Wird nun noch der Systemwirkungsgrad also die Verluste des Umrichter-Motor-Systems berücksichtigt, so ergibt sich für die Skalierungsfaktoren:

$$S_M \cdot S_n = \eta \cdot S_U \cdot S_I \quad (3.22)$$

Der Systemwirkungsgrad wird in der Regel für den kompletten Antriebsstrang angegeben und umfasst sowohl die Verluste im Motor als auch die Verluste im Umrichter. Abbildung 27 zeigt beispielhaft den Systemwirkungsgrad eines aktuellen Elektrofahrzeugantriebs. Der Systemwirkungsgrad ist entsprechend gering bei niedrigen Drehzahlen und Drehmomenten und steigt dann jeweils hier zu höheren Drehzahlen und Drehmomenten an. Dies gilt sowohl für den motorischen als auch für den generatorischen Betrieb des Antriebssystems. Um den Wirkungsgrad nun in der Skalierung zu berücksichtigen muss zwischen dem motorischen und dem generatorischen Betrieb unterschieden werden. Zudem muss der Systemwirkungsgrad des in der Simulationsumgebung verwendeten Antriebs berücksichtigt werden. Im Fall des Motorbetriebs gilt, bezogen auf den Systemwirkungsgrad, die Beziehung

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_{el}}. \quad (3.23)$$

Wird nun der Wirkungsgrad im ersten Schritt vernachlässigt und zu 100 % angenommen ergibt sich

$$M_{Antrieb} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n_{Antrieb} = U_{Batt} \cdot I_{Batt}. \quad (3.24)$$

Für die Berücksichtigung des Systemwirkungsgrad des zu simulierenden Antriebssystems wird nun im Motorbetrieb die elektrische Leistung als die mechanische Leistung definiert. Somit wird auch der Wirkungsgrad des HiL-Antriebsstrangs berücksichtigt.

Im nächsten Schritt wird dann der Wirkungsgrad im entsprechenden Betriebspunkt verwendet, um die elektrische Leistung des zu simulierenden Antriebs zu berechnen

$$P_{Mech,EV} = P_{EL,HiL} , \quad (3.25)$$

$$P_{EL,EV} = P_{Mech,EV} \cdot 1/\eta . \quad (3.26)$$

Im Fall des generatorischen Betriebs, also des Rekuperationsbetriebs, ist die mechanische Leistung größer als die elektrische Leistung, die in die Batterie zurückgespeist wird und es ergibt sich:

$$\eta = \frac{P_{EL}}{P_{Mech}} . \quad (3.27)$$

Analog zum Motorbetrieb wird der Wirkungsgrad zu 100 % angenommen und die mechanische Leistung des Power-HiL als elektrische Leistung des zu simulierenden Antriebs definiert. Anschließend wird wieder die mechanische Leistung des zu simulierenden Antriebs anhand des Systemwirkungsgrades des zu simulierenden Antriebs berechnet

$$P_{EL,EV} = P_{Mech,HiL} , \quad (3.28)$$

$$P_{Mech,EV} = P_{EL,EV} \cdot 1/\eta . \quad (3.29)$$

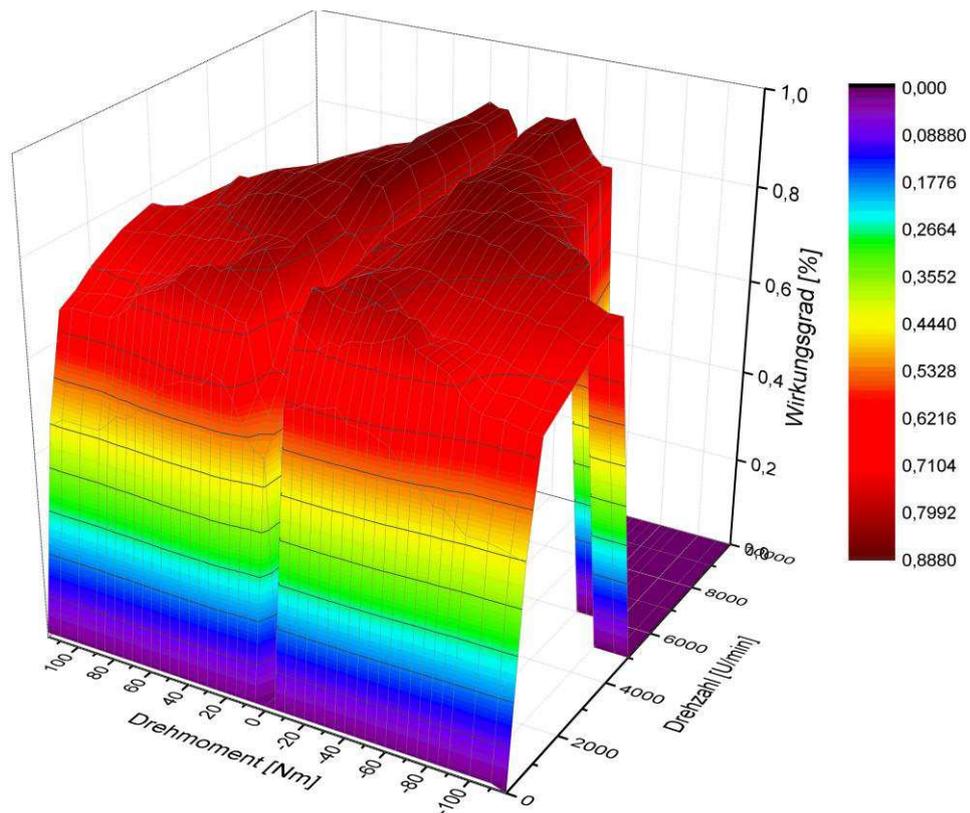


Abb. 27 Systemwirkungsgrad eines aktuellen Elektrofahrzeugantriebs<sup>7</sup>

<sup>7</sup> Hierbei ist die Drehmoment-Drehzahl Charakteristik aus [49] für die mittlere Leistung mit einer Begrenzung des Maximalmoments aus 117 Nm. Der Wirkungsgrad ist aus [35], wobei die Werte bei niedrigen Drehzahlen (100-3000 U/min) am Prüfstand selbst gemessen wurden.

Unter Verwendung dieser Methode [50] ist es möglich die Systemwirkungsgrade verschiedener Antriebssysteme in der Simulationsumgebung zu berücksichtigen. Im Folgenden wird nun auf die Skalierung des Ladezustands der Batterie eingegangen. Zur Bestimmung des Ladezustands einer Batterie gibt es verschiedene Methoden wie z.B. über Kalman-Filter und Luenberger-Filter [51], [52]. Eine oft angewendete, sehr leicht zu realisierende Methode ist die Ampere Counting Method (ACM) [53]. Hiernach berechnet sich der Ladezustand der Batterie nach Gleichung (3.30). Der SoC der Batterie ergibt sich also aus der Ladung zu Beginn der Fahrt abzüglich der aus der Batterie entnommenen Ladung bezogen auf die Gesamtladung der Batterie

$$SoC = \frac{Q_{Start} - \int_{t_{Start}}^{t_{Stop}} I_{Batt} \cdot dt}{Q_{Ges}}. \quad (3.30)$$

Da der SoC der Batterie eine prozentuale Größe ist, ergibt sich mit dem in (3.19) bestimmten Skalierungsfaktor für den Batteriestrom direkt der Skalierungsfaktor für die Ladung

$$S_I = S_Q. \quad (3.31)$$

Da sich bei der Anwendung der Skalierungsmethode auf ein reales Elektrofahrzeug in der Regel ein kleinerer Strom im Power-HiL ergibt, kann auch eine Antriebsbatterie mit kleiner Kapazität zur Simulation einer Elektrofahrzeugbatterie verwendet werden. Da aber bei der verwendeten Simulationsumgebung der Wirkungsgrad durch den verwendeten Antrieb festgelegt ist, kann der SoC-Wert aus dem Batterie Management System (BMS) der Batterie nicht für die Modellierung von anderen Antriebssystemen verwendet werden. Stattdessen kann anhand des gemessenen Batteriestroms und der Batteriespannung bei der Auswertung ein SoC nach (3.30) berechnet werden, in dem dann auch der Systemwirkungsgrad des simulierten Antriebs mit einbezogen ist.

Da mit dem im Rahmen dieser Arbeit erstellten Modell die Fahrt eines beliebigen Elektrofahrzeugs auf einer beliebigen Strecke möglichst genau nachgebildet werden soll, ist im Folgenden eine entsprechende Skalierung der Fahrwiderstände vorzunehmen. Für ein fahrendes Fahrzeug gilt allgemein die Gleichung [54]:

$$F_{Antrieb} = F_{St} + F_R + F_W + F_B \quad (3.32)$$

Hierbei beschreibt  $F_{St}$  die Kraft, die auf das Fahrzeug aufgrund der Steigung positiv wie negativ wirkt,  $F_R$  die durch die Reibung verursachte Gegenkraft,  $F_W$  die Windwiderstandskraft und  $F_B$  die Kraft, die für eine Beschleunigung bzw. Abbremsung des Fahrzeugs aufgewendet werden muss. Die gesamte Formel für die Beschreibung der Längsdynamik eines Fahrzeugs ergibt sich nach [55] zu:

$$F_{Antrieb} = m \cdot g \cdot \sin \alpha + m \cdot g \cdot f_r \cdot \cos \alpha + \frac{1}{2} \cdot \rho_{Luft} \cdot C_W \cdot A \cdot v^2 + m \cdot a \quad (3.33)$$

Hierbei wird  $F_{St}$  aus der Fahrzeugmasse  $m$ , der Erdbeschleunigung  $g$  und den Steigungswinkel der Straße  $\alpha$  bestimmt. Bei  $F_R$  kommt zusätzlich noch der Reibkoeffizienten  $f_r$ , der den Einfluss der Walkarbeit an den Reifen in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit beschreibt, hinzu. Die Windwiderstandskraft  $F_W$  berechnet sich aus der Geschwindigkeit  $v$  des Fahrzeugs sowie dem Strömungswiderstandskoeffizienten  $C_W$ , der Fahrzeugfläche  $A$  und der Dichte der Luft  $\rho_{Luft}$ . Die Kraft für die Beschleunigung ergibt sich aus der Fahrzeugmasse und der Beschleunigung des Fahrzeugs  $a$ .

Da der Versuchsstand nur den Antriebsstrang nachbildet, muss die Formel der Fahrwiderstände umgerechnet werden, so dass anstelle der Kräfte das entsprechende Drehmoment an der Welle angegeben wird. Unter Berücksichtigung eines evtl. vorhandenen Getriebefaktors  $i_G$  und dem Radius der Fahrzeugräder  $r_{Rad}$  lassen sich die Fahrwiderstände in Form von Lastmomenten wie folgt darstellen:

$$M_A = \frac{r_{Rad}}{i_G} \cdot (m \cdot g \cdot \sin \alpha + m \cdot g \cdot f_r \cdot \cos \alpha + \frac{1}{2} \cdot \rho_{Luft} \cdot C_W \cdot A \cdot v^2 + m \cdot a). \quad (3.34)$$

Die obige Gleichung kann für die Skalierung zur Einstellung eines passenden Lastmoments am Versuchsstand stark vereinfacht werden, da am Lastregler direkt entsprechende Gegenmomente für den Antrieb eingestellt werden können. Es ergibt sich die stark vereinfachte Gleichung:

$$M_A = M_{St} + M_R + M_W + J_{Ges} \cdot \alpha. \quad (3.35)$$

Da die einzelnen Lastmomente  $M_{ST}$ ,  $M_R$  und  $M_W$  alle die gleiche Einheit haben, können sie für die Skalierung zu  $M_L$  zusammengefasst werden und es ergibt sich die zu skalierende Formel zu:

$$M_A = M_L + J_{Ges} \cdot \alpha \quad (3.36)$$

Analog zur Skalierung des elektrischen Antriebs ergibt sich für die Fahrwiderstände die folgende Matrix:

	$M_A$	$J_{Ges}$	$\alpha$	$M_L$
$kg \cdot m^2$	1	1	0	1
$s$	-2	0	-2	-2
$\Pi_1$	1	0	0	-1
$\Pi_2$	0	1	1	-1

Tab. 9 Matrix zur Bestimmung der  $\Pi$ -Gruppen für die Längsdynamik bzw. die Lastmomente an der Antriebswelle eines Fahrzeugs

Die entsprechenden  $\Pi$ -Gruppen ergeben sich nach Tabelle 9 zu:

$$\Pi_1: \frac{M_A}{M_L} \quad (3.37)$$

$$\Pi_2: \frac{J_{Ges} \cdot \alpha}{M_L} \quad (3.38)$$

Bei Betrachtung von  $\Pi_1$  ergibt sich analog für die Skalierungsfaktoren:

$$S_{M_A} = S_{M_L}. \quad (3.39)$$

Für  $\Pi_2$  ergeben sich die Skalierungsfaktoren zu:

$$S_M = S_{J_{Ges}} \cdot S_\alpha. \quad (3.40)$$

In einem letzten Schritt müssen die in der Power-HiL-Umgebung integrierten Range-Extender-Module sowie die HV- und 12V-Nebenverbraucher in der Skalierung berücksichtigt werden. Da diese beiden Komponenten im Fahrzeug und im Versuchsaufbau direkt an die Batterie angeschlossen sind gelten für die dem System zugeführte bzw. abgeführte elektrische Leistung die gleichen Skalierungsfaktoren wie für den elektrischen Antriebsstrang:

$$S_P = S_{U,Batt} \cdot S_{I,Batt} = S_{U,RE} \cdot S_{I,RE} = S_{U,NV} \cdot S_{I,NV}. \quad (3.41)$$

Durch Einsetzen der entsprechenden Werte für das zu simulierende Elektrofahrzeug und für den im Rahmen dieser Arbeit erstellten Antriebsstrang, können mit Hilfe der Gleichungen (3.19), (3.21), (3.31) und (3.39), (3.40) die fahrzeugspezifischen Skalierungsfaktoren bestimmt werden. Die Anwendung dieser Skalierungsfaktoren zur Nachbildung der Längsdynamik und des Antriebsstrangs eines Elektrofahrzeugs durch die Power-HiL-Umgebung wird im Folgenden am Beispiel eines im Rahmen des Projekts colognE-mobil eingesetzten Elektrofahrzeugs anschaulich dargestellt.

### 3.5.3 Beispielhafte Anwendung der Skalierungsmethode auf reale Elektrofahrzeuge

Im Folgenden Abschnitt werden nun die abgeleiteten Skalierungsparameter verwendet, um den Versuchsstand bzgl. seiner Längsdynamik an das Projektfahrzeug anzupassen. Die fahrzeugspezifischen Daten des Fahrzeugs, die zum Teil aus Herstellerangaben [56], [57] und zum Teil aus Simulationsdaten<sup>8</sup> abgeleitet wurden, sind in der folgenden Tabelle dargestellt.

Größe	Variable	Wert
Fahrzeugmasse	$m$	1650 kg
Luftwiderstand	$C_W \cdot A$	0,605
Reifenradius	$r_{Rad}$	0,3284 m
Getriebefaktor	$i_G$	5,4
Maximaldrehzahl	$n_{Max}$	6000 min <sup>-1</sup>
Maximalgeschwindigkeit	$v_{MAX}$	135 km/h
Maximalmoment	$M_{Max}$	250 Nm
Maximalleistung	$P_{Max}$	107 kW
Gesamtträgheitsmoment (an der Welle)	$J_{Ges}$	37,3 kgm <sup>2</sup>
Batteriespannung	$U_{Batt}$	408 V
Batteriekapazität	$C_{Gesamt}$	23 kWh

Tab. 10 Fahrzeugparameter des zu simulierenden Elektrofahrzeugs

Werden nun die Werte für das maximale Drehmoment und die maximale Drehzahl des HiL Antriebsstrangs und des Elektrofahrzeugs eingesetzt, so ergeben sich die folgenden Skalierungsfaktoren für den elektrischen Antriebsstrang zu:

$$S_n = \frac{3000 \text{ U/min}}{6000 \text{ U/min}} = 0,5 \quad (3.42)$$

$$S_{MA} = \frac{40 \text{ Nm}}{250 \text{ Nm}} = 0,16 \quad (3.43)$$

$$S_P = S_n \cdot S_M = 0,08 \quad (3.44)$$

Bei Beginn der Fahrt beträgt die Batteriespannung des zu simulierenden Fahrzeugs 408 V und die Spannung an der HiL-Antriebsbatterie 358 V. Hieraus ergeben sich die Skalierungsfaktoren für die Spannung und den Strom zu:

<sup>8</sup> Die Daten hierfür wurden mit einem Simulationsmodell, welches vom Lehrstuhl für Mechatronik an der Universität Duisburg-Essen im Rahmen des Projekts colognE-Mobil erstellt wurde, generiert.

$$S_U = \frac{358 \text{ V}}{408 \text{ V}} = 0,877 \quad (3.45)$$

$$S_I = \frac{S_P}{S_U} = 0,0912 \quad (3.46)$$

Zur Bestimmung der elektrischen bzw. der mechanischen Leistung in Abhängigkeit vom Systemwirkungsgrad des im Fahrzeug verbauten Antriebs wird die im vorigen Abschnitt beschriebene Methode angewendet. Da der Systemwirkungsgrad des eingesetzten Antriebssystems bestehend aus einer permanent erregten Synchronmaschine und einem entsprechenden Umrichter nicht bekannt ist, wird der in der folgenden Abbildung dargestellte Systemwirkungsgrad eines ähnlichen Antriebssystems angenommen.

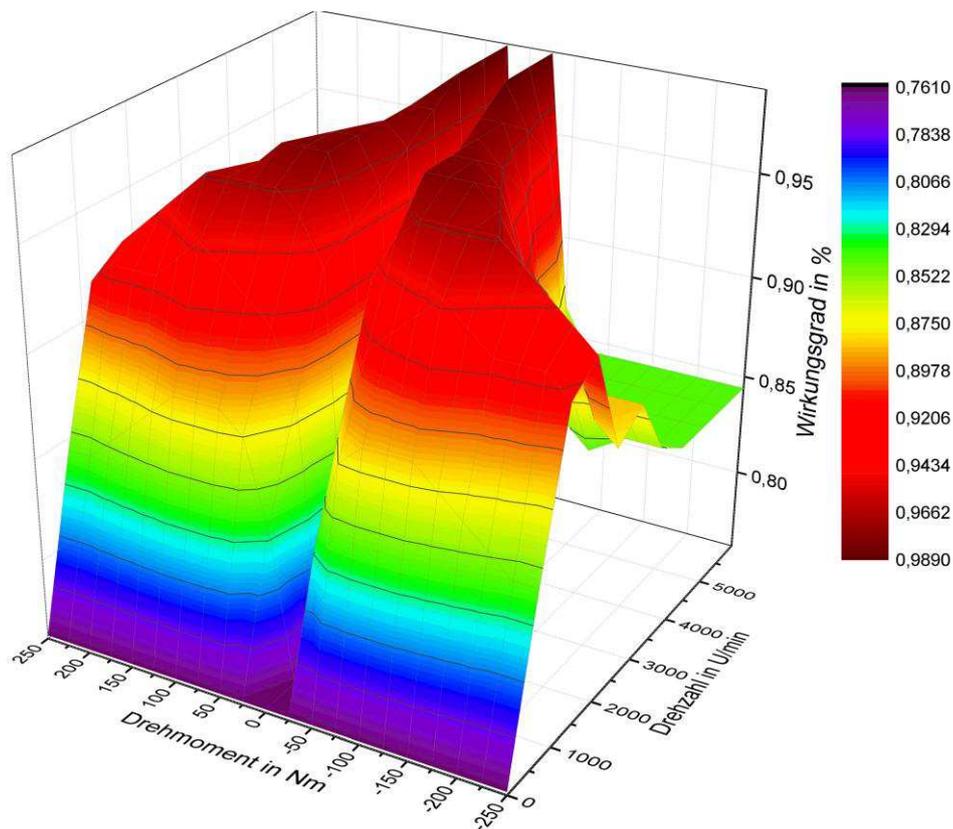


Abb. 28 Systemwirkungsgrad des zu simulierenden Antriebsstrangs<sup>9</sup>

Mit dem skalierten Batteriestrom lässt sich nun der SoC bzw. der Energieverbrauch des realen Fahrzeugs ermitteln. Zur vollständigen Modellierung des im Fahrzeug eingesetzten Antriebs muss auch die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie durch den Aufbau simuliert werden. Hierzu wird die Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik anhand der Faktoren in (3.40) und (3.41) skaliert. Diese Kennlinie wird dann durch eine angepasste Motoransteuerung realisiert. Zur Einstellung des Lastmoments müssen die Fahrwiderstände bzw. das Trägheitsmoment und die Winkelbeschleunigung skaliert werden. Hierfür ergeben sich nach (3.40) und (3.41) die folgenden Skalierungsfaktoren.

<sup>9</sup> Das Wirkungsgradkennfeld wurde aus den Simulationsmodell des Lehrstuhl für Mechatronik an der Universität Duisburg-Essen verwendet

$$S_\alpha = S_n = 0,5 \quad (3.47)$$

$$S_{ML} = S_{MA} = 0,16 \quad (3.48)$$

$$S_J = \frac{S_{MA}}{S_\alpha} = 0,38 \quad (3.49)$$

Auf Basis der ermittelten Skalierungsfaktoren werden im Folgenden die Fahrwiderstände des Elektrofahrzeugs bei einem Fahrzenario, bestehend aus einem Beschleunigungsvorgang mit maximalem Drehmoment von 0 auf  $v_{Max}$  und einem Abbremsvorgang bis zum Stillstand, skaliert und entsprechend auf den HiL-Antriebsstrang übertragen. Die Daten hierzu stammen aus einem Simulationsmodell, welches im Rahmen des Projekts colognE-Mobil am Lehrstuhl für Mechatronik entwickelt und bereits auf das Fahrzeug angepasst wurde. Die nächste Abbildung zeigt den betrachteten Fahrzyklus.

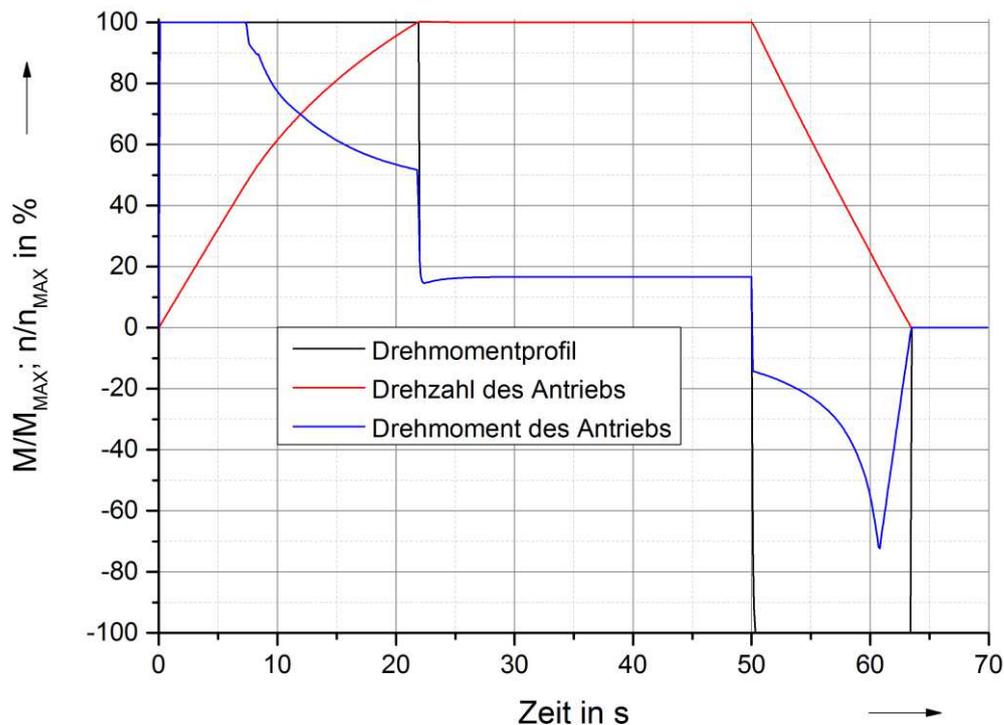


Abb. 29  $M(t)$ -Profil (schwarz),  $n(t)$  (rot) und  $M(t)$  (blau) für das Beschleunigungs- Abbremszenario (normierte Größen)

Im Feldschwächbereich also beim Betrieb des Antriebs oberhalb der Nenndrehzahl reicht die speisende Spannung nicht aus, um den Nennfluss aufzubauen, was eine Verringerung des maximalen Drehmoments hin zu höheren Drehzahlen bewirkt. Beim Vergleich der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Antriebs mit der des HiL-Aufbaus (siehe Abbildung 26) wird deutlich, dass der Feldschwächbereich des zu simulierenden Antriebs durch eine entsprechende Ansteuerung realisiert werden muss. Zudem ist die elektrische Bremsleistung des Fahrzeugs begrenzt (siehe Abbildung 29), so dass auch diese Drehmoment-Drehzahl Charakteristik durch eine entsprechende Ansteuerung des Antriebs realisiert werden muss. Um das Fahrzeug dennoch in der gleichen Zeit abzubremsen, muss das restliche Bremsmoment durch die Lastmaschine generiert werden.

Im positiven Drehmomentbereich wird die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik des realen Fahrzeugs mit den Faktoren in (3.42) und (3.43) herunter skaliert (siehe Abbildung 30). Für die Ansteuerung des Antriebs im Feldschwächbereich berechnet sich dann das maximale Drehmoment durch die Funktion<sup>10</sup>

$$M(n) = 4,803 \cdot 10^{-6} \cdot n^2 - 0,03233 \cdot n + 74,64 . \quad (3.50)$$

Für die Anpassung des HiL-Aufbaus im Bremsbetrieb muss die Drehzahl-Drehmomentkurve in Abbildung 31 skaliert werden. Diese setzt sich im Wesentlichen aus einem linearen Anteil bei geringen Drehzahlen und einem exponentiellen Anteil bei höheren Drehzahlen zusammen. Der lineare Bereich wird über die Funktion

$$M(n) = -0,0511 \cdot n \quad (3.51)$$

und der exponentielle Bereich über die Funktion

$$M(n) = -55,783 \cdot e^{-n/615,27} - 5,87 \quad (3.50)$$

angenähert.

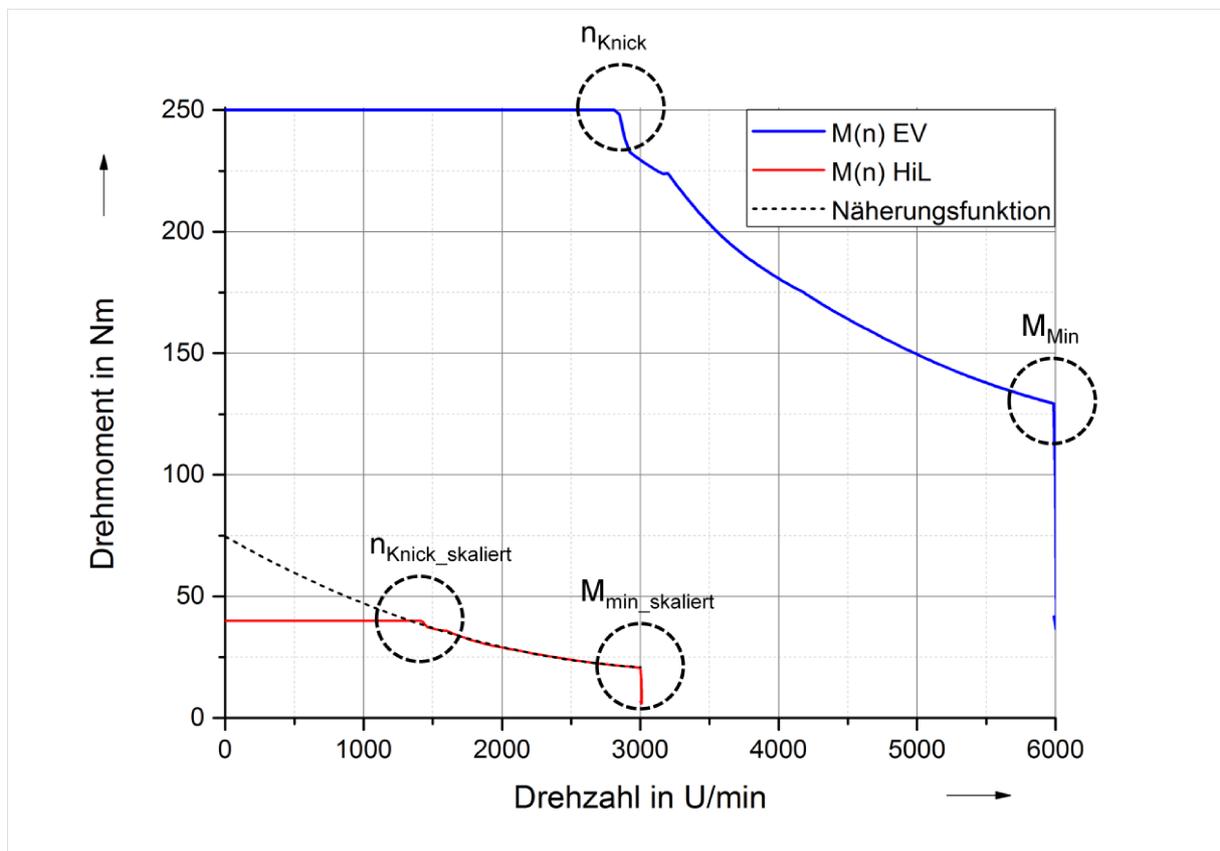


Abb. 30 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Fahrzeugantriebs im positiven Drehmomentbereich skaliert auf den HiL-Aufbau

Im Folgenden werden die Ergebnisse für den Fahrzyklus in Abbildung 29 für das Elektrofahrzeug und den hochskalierten HiL-Aufbau miteinander verglichen. Hierbei wird der HiL-Aufbau Drehmoment geregelt angesteuert.

<sup>10</sup> Anhand einer Kurvenanpassung ermittelte Funktion, die dann im Ansteuerungsprogramm verwendet wird

Beim Vergleich des Drehzahlverlaufs in Abbildung 32 zeigt sich, dass der Verlauf sowohl bei der Beschleunigung als auch beim Abbremsvorgang gut durch den HiL-Aufbau simuliert werden kann. Lediglich beim Erreichen der Maximaldrehzahl kommt es zu leichten Einschwingvorgängen. Der Vergleich der Drehmomente in Abbildung 33 zeigt abgesehen von den Abweichungen durch die Drehzahlregelung beim Erreichen der Maximaldrehzahl eine gute Übereinstimmung zwischen dem Elektrofahrzeug und dem HiL-Aufbau. Der stufige Verlauf wird durch die geringe Drehmomentauflösung bei der Ansteuerung des Antriebs verursacht. In Abbildung 34 wird die elektrische Leistung des hochskalierten HiL-Aufbaus mit der des Elektrofahrzeugs verglichen. Hierbei wurde neben der Skalierung bei beiden Kurven der Systemwirkungsgrad aus Abbildung 28 berücksichtigt. Durch die geringe Auflösung bei der Drehzahl und der Drehmoment Ansteuerung des Fahrzeugantriebs kommt es, wie beim Drehmoment, zu einem stufigen Kurvenverlauf.

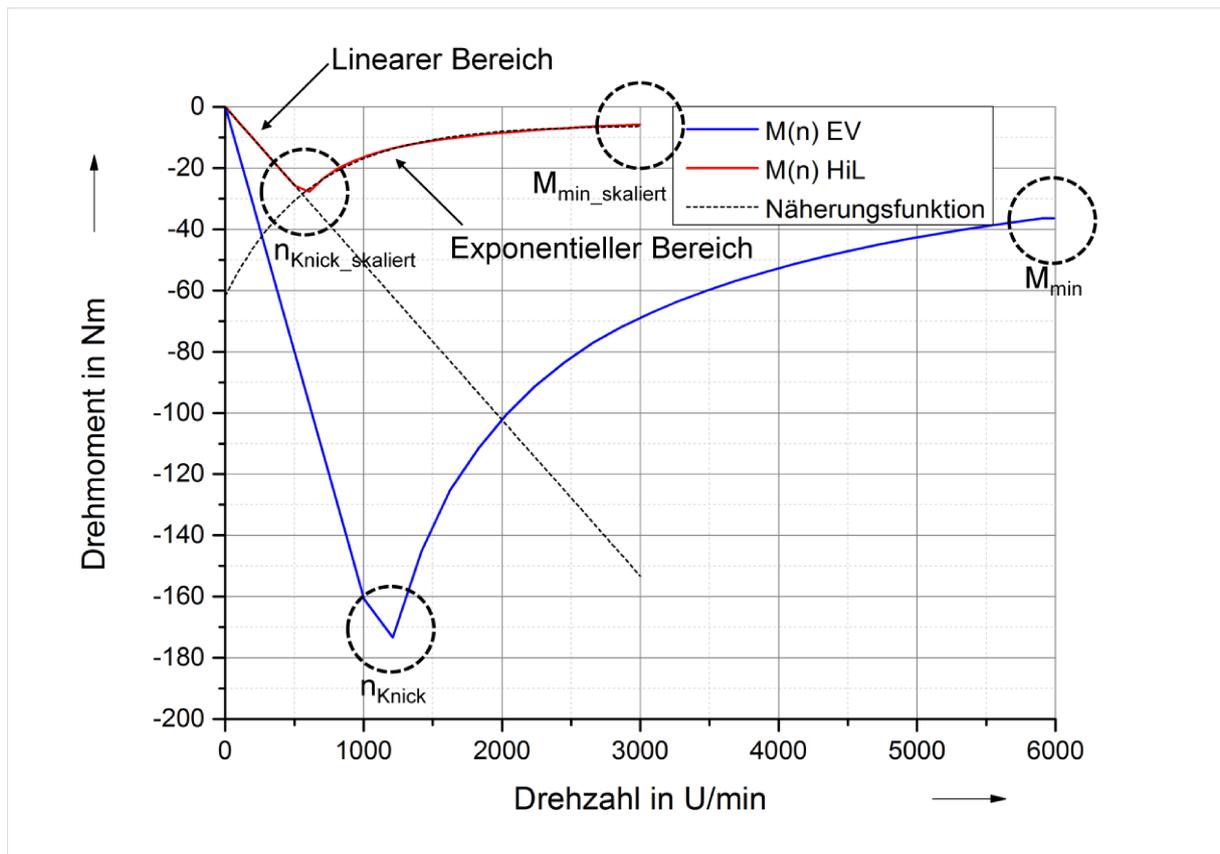


Abb. 31 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Fahrzeugantriebs im negativen Drehmomentbereich skaliert auf den HiL Aufbau

Auch der Regelvorgang beim Erreichen der Endgeschwindigkeit ist im Kurvenverlauf zu sehen. Letztendlich kommt es bei den Energieeffizienzuntersuchungen aber auf den Energieverbrauch des Fahrzeugs am Ende des betrachteten Fahrzyklus an. Der Energieverbrauch ergibt sich aus der Integration über die elektrische Leistung in Abbildung 34. Der Vergleich der Energieverbräuche ist abschließend in Abbildung 35 dargestellt. Es wird deutlich, dass die Abweichungen beim Drehmoment und bei der elektrischen Leistung durch die Integration nahezu verschwinden. Der Energieverbrauch des Elektrofahrzeugs kann gut durch den HiL-Aufbau simuliert werden. Am Ende des Fahrzyklus ist der Energieverbrauch nahezu identisch. Im Detail liegt der Verbrauch für das Elektrofahrzeug bei 0,59681 kWh und für den HiL-Aufbau etwas höher bei 0,59974 kWh. Somit liegt die Abweichung beim Energieverbrauch unter 1 %.

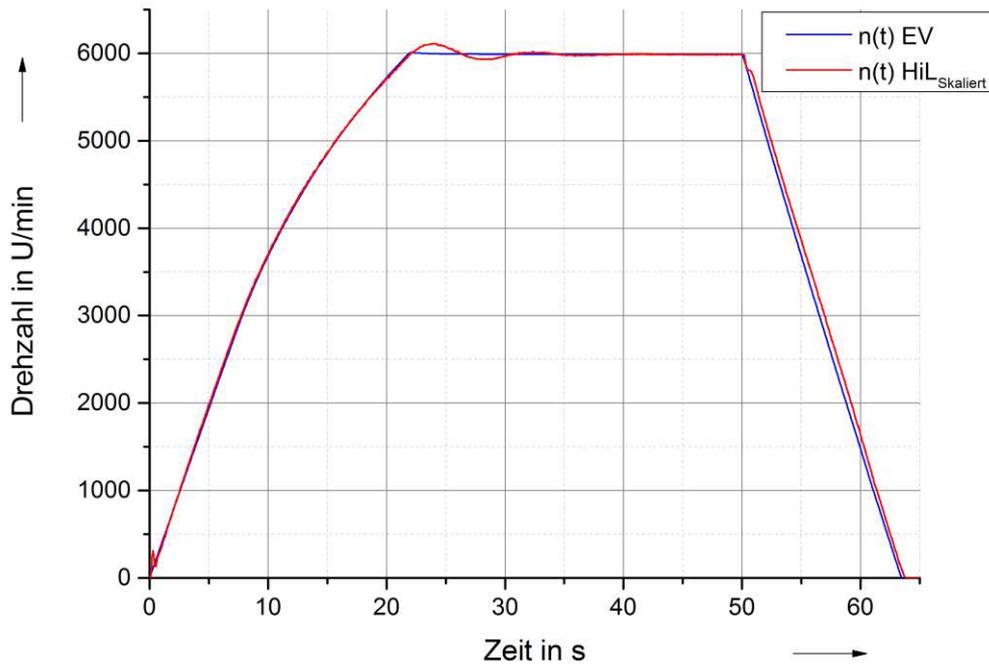


Abb. 32 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau  $n(t)$  für das Beschleunigungs- Abbremszenario

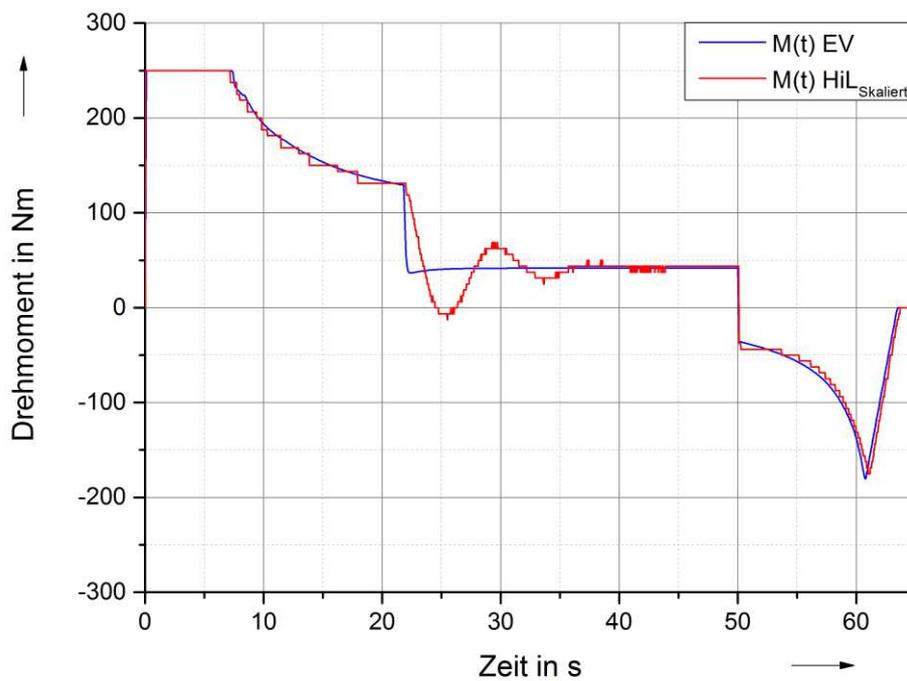


Abb. 33 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau  $M(t)$  für das Beschleunigungs- Abbremszenario

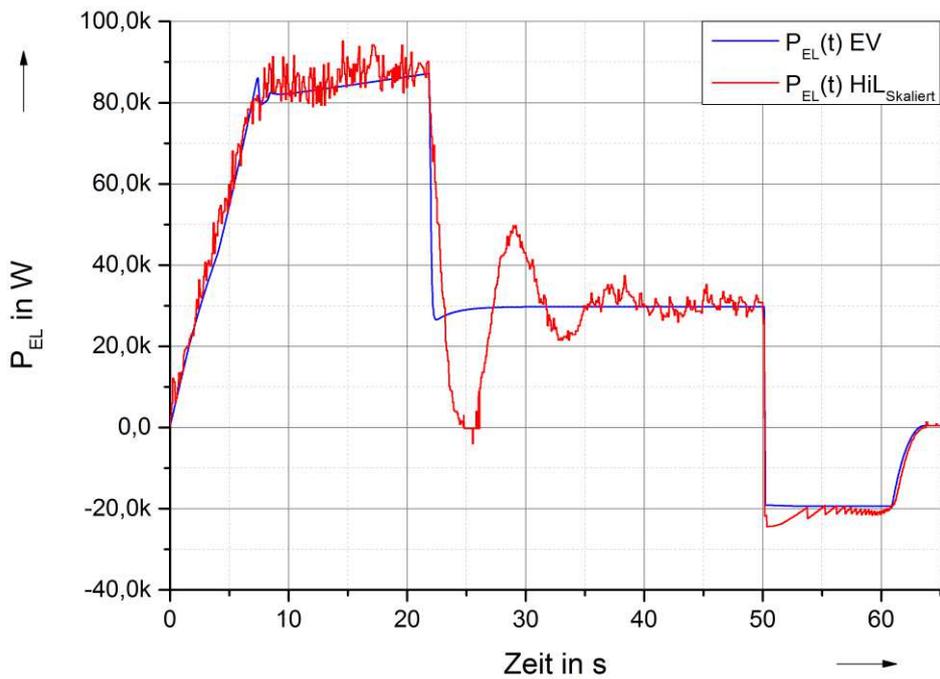


Abb. 34 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau  $P_{EL}(t)$  für das Beschleunigungs- Abbremszenario

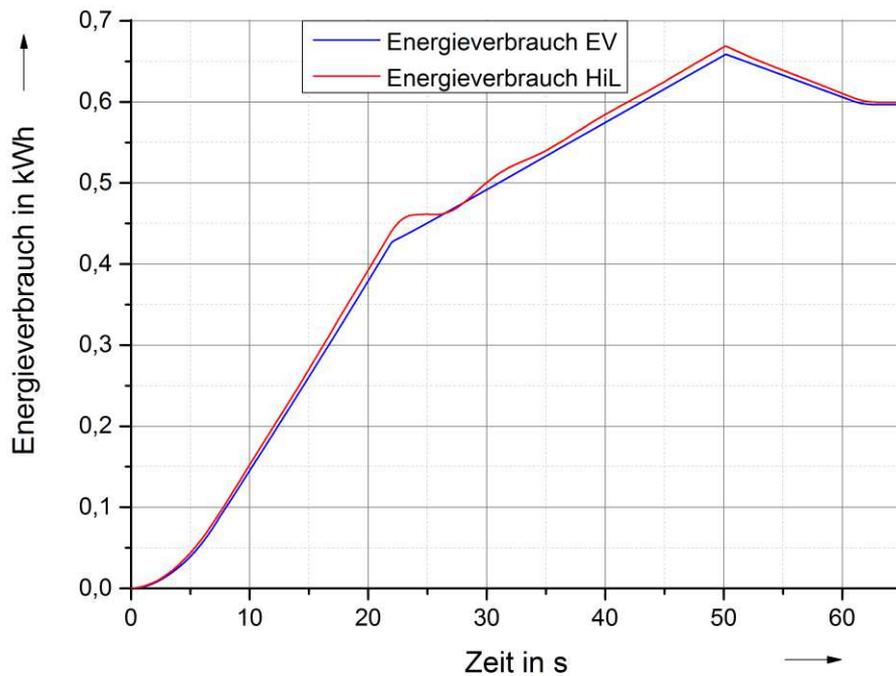


Abb. 35 Vergleich des Energieverbrauchs zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau für das Beschleunigungs- Abbremszenario

## 4 Untersuchung von Elektrofahrzeugen in unterschiedlichen Nutzungsszenarien

Im Folgenden wird das in Abschnitt 3 vorgestellte Antriebsstrang Modell verwendet, um verschiedene Elektrofahrzeuge zu skalieren und über entsprechende Messungen am HiL-Antriebsstrang den Energieverbrauch der Fahrzeuge für verschiedene Nutzungsszenarien zu untersuchen. Hierzu wird das angepasste Fahrzeug aus Abschnitt 3.5.3 herangezogen. Des Weiteren werden Untersuchungen zum Einfluss des eingesetzten Antriebs [50], [61] sowie der Rekuperationsleistung [62] auf die Reichweite des Fahrzeugs untersucht. Zudem wird der Einfluss des Betriebs von HV-Nebenverbrauchern auf die Reichweite des Fahrzeugs untersucht. Ziel dieser HiL-Untersuchungen ist die Ermittlung der Einflüsse all dieser Faktoren auf den Energieverbrauch der betrachteten Fahrzeuge. Aus Sicht der elektrischen Energietechnik kann das System eines Elektrofahrzeugs als ein Energieversorgungssystem betrachtet werden. Konkret besteht dieses aus Lasten (Antrieb im Fahrbetrieb, HV-LV-Nebenverbraucher) und Quellen (Antriebsbatterie, Range-Extender Module, Antrieb im Rekuperationsbetrieb), die über die HV-Leitungen miteinander verbunden sind. Während einer Fahrt wird z.B. elektrische Energie durch den Antrieb verbraucht und beim Bremsen generiert. Am Ende der Fahrt ergibt sich dann der Energieverbrauch bzw. der Ladezustand der Batterie aus der Summe aller ab und zugeführten Energien.

### 4.1 Untersuchungen zum Einfluss des verwendeten Antriebssystems auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen

Zur Untersuchung des Einflusses unterschiedlicher Antriebssysteme in einem Elektrofahrzeug muss die Simulationsumgebung auf unterschiedliche Antriebssysteme skaliert werden. Für die Untersuchungen wird ein Elektrofahrzeug ähnlich dem im Projekt cologneMobil eingesetzten Fahrzeug betrachtet. Aus den Kenndaten des Fahrzeugs (siehe Tabelle 11) und des verwendeten Antriebs (Wirkungsgradkennfeld und Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie) können mit dem Verfahren aus Kapitel 3.5.2 Skalierungsfaktoren bestimmt werden, die es ermöglichen, das Fahrzeug zu simulieren.

Parameter	Variable	Wert
Fahrzeugmasse	$m$	1500 kg
Luftwiderstand	$C_W \cdot A$	0,97
Reifenradius	$r_{Rad}$	0,3237 m
Getriebefaktor	$i_G$	10,1
Maximaldrehzahl	$n_{Max}[49]$	10000 min-1
Nenndrehzahl	$n_N$	4000 min-1
Maximalmoment	$M_{Max}$	117 Nm
Maximalleistung	$P_{Max}$	48 kW
Gesamtträgheitsmoment	$J_{Ges}$	9,048 kgm <sup>2</sup>
Batteriespannung	$U_{Batt}$	365 V
Batteriekapazität	$C_{Gesamt}$	28 kWh

Tab. 11 Fahrzeugparameter des zu simulierenden Fahrzeugs<sup>11</sup>

<sup>11</sup> Die Fahrzeugdaten sind aus einem Simulationsmodell des Lehrstuhls Mechatronik der Universität Duisburg-Essen, welches im Rahmen des Projekts cologneMobil erstellt wurde.

Soll nun ein anderer Antriebsstrang im Fahrzeug verwendet werden, so muss die Skalierung des Antriebs angepasst werden. Da sich der Rest des Fahrzeugs nicht ändert, ändern sich auch die Fahrwiderstände nicht. Das betrachtete Fahrzeug ist original mit einer Asynchronmaschine mit den Leistungsdaten aus Tabelle 11 ausgeführt. Für die Untersuchungen zum Einfluss des verwendeten Antriebssystems wird der Originalantrieb durch eine Asynchronmaschine mit nur 92 Nm Drehmoment und durch eine permanent erregte Synchronmaschine mit 130 Nm Maximalmoment ersetzt. Die Leistungsdaten der unterschiedlichen Antriebssysteme sind in Tabelle 12 noch einmal aufgelistet.

Antrieb	Maximalmoment [Nm]	Maximalleistung [kW]	Maximaldrehzahl [min-1]
ASM1[34]	92	47	10000
ASM2	117	48	10000
PSM12	130	70	10000

Tab. 12 Leistungsdaten der untersuchten elektrischen Antriebssysteme

Zudem sind in Abbildung 36 die unterschiedlichen Drehzahl- Drehmoment-Kennlinien der betrachteten Antriebe dargestellt. Da der HiL-Aufbau nur ein begrenztes Lastmoment bereitstellen kann, wird der Antrieb mit dem höchsten Drehmoment auf das Maximalmoment skaliert. Bei den anderen beiden Antrieben wird dann bei der Skalierung das Maximalmoment entsprechend reduziert. Somit reduziert sich das Maximalmoment z.B. von der ASM mit 92 Nm durch die Skalierung am HiL-Aufbau auf 63 %. Die unterschiedlichen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien werden durch eine angepasste Ansteuerung des Antriebs im HiL-Aufbau nachgebildet (siehe Abbildung 36). Zudem haben alle drei Antriebe ein unterschiedliches Wirkungsgradkennfeld, welches bei der Bestimmung des Energieverbrauchs berücksichtigt werden muss. Die unterschiedlichen Wirkungsgradkennfelder sind in Abbildung 37 zu sehen. Die permanent erregte Synchronmaschine hat einen höheren Maximalwirkungsgrad als die original im Fahrzeug verbaute Asynchronmaschine. Zudem ist der Maximalwirkungsgrad von 96 % bei der Synchronmaschine in einem weiten Drehzahl-Drehmoment-Bereich verfügbar. Der maximale Wirkungsgrad bei den beiden Asynchronmaschinen liegt im Vergleich bei 88 % für ASM2 und bei 87% bei ASM1 und wird in einem geringeren Drehzahl-Drehmoment-Bereich erreicht.

Um den Einfluss des Antriebssystems auf den Energieverbrauch des Fahrzeugs zu untersuchen, werden im Folgenden zwei Fahrzyklen untersucht. Zudem wird die Rekuperationsleistung bzw. das elektrische Bremsmoment bei allen Antrieben konstant gehalten, um wirklich nur die Antriebe miteinander zu vergleichen. Die Geschwindigkeitsprofile der beiden Fahrzyklen sind in Abbildung 38 dargestellt. Als ersten Fahrzyklus wird der US Zyklus LA92Short [59] ausgewählt, dieser repräsentiert eine Überland- sowie eine Autobahnfahrt mit relativ hohen Geschwindigkeiten. Der zweite Fahrzyklus ist eine Stadtfahrt innerhalb Kölns, die mit dem Originalfahrzeug im Rahmen des Projekts cologneMobil aufgezeichnet wurde [60]. Dieser repräsentiert eine typische innerstädtische Fahrt mit vielen Anfahrt- und Abbremsvorgängen und geringen Geschwindigkeiten. In der Hardware-simulationsumgebung wird ein kombiniertes Drehzahl-Drehmoment-Profil für die Ansteuerung des Fahrzeugantriebs verwendet, welches konstant gehalten wird. Durch Verwendung dieses kombinierten Profils, ist es möglich unterschiedliche Rekuperationsleistungen zu realisieren, wobei die Lastmaschine zu Generierung der mechanischen Bremsleistung verwendet wird.

<sup>12</sup> Die Drehmoment Drehzahl Charakteristik ist aus [58].

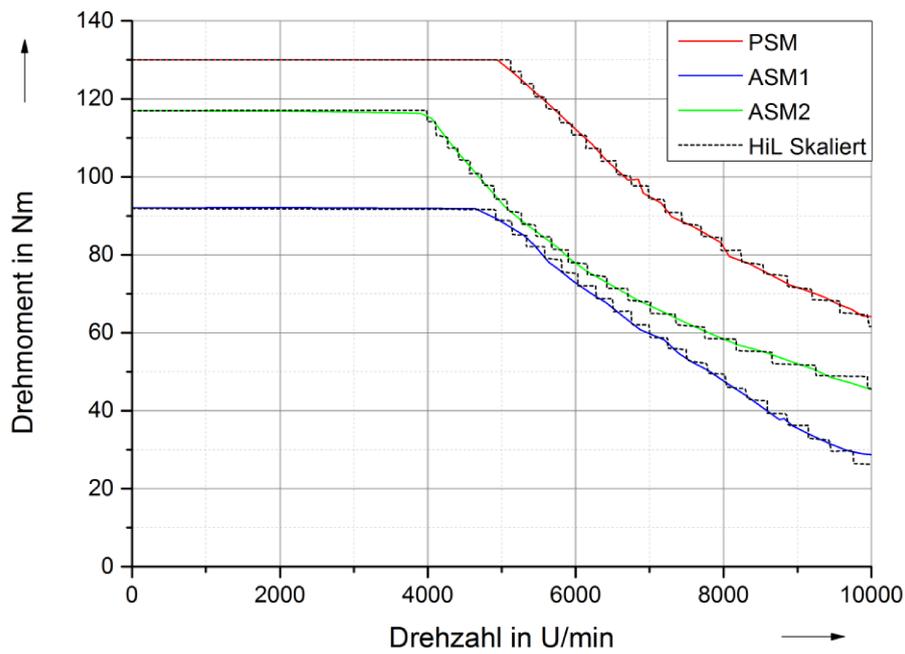


Abb. 36 Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien der für die Untersuchung betrachteten Antriebe<sup>13</sup>

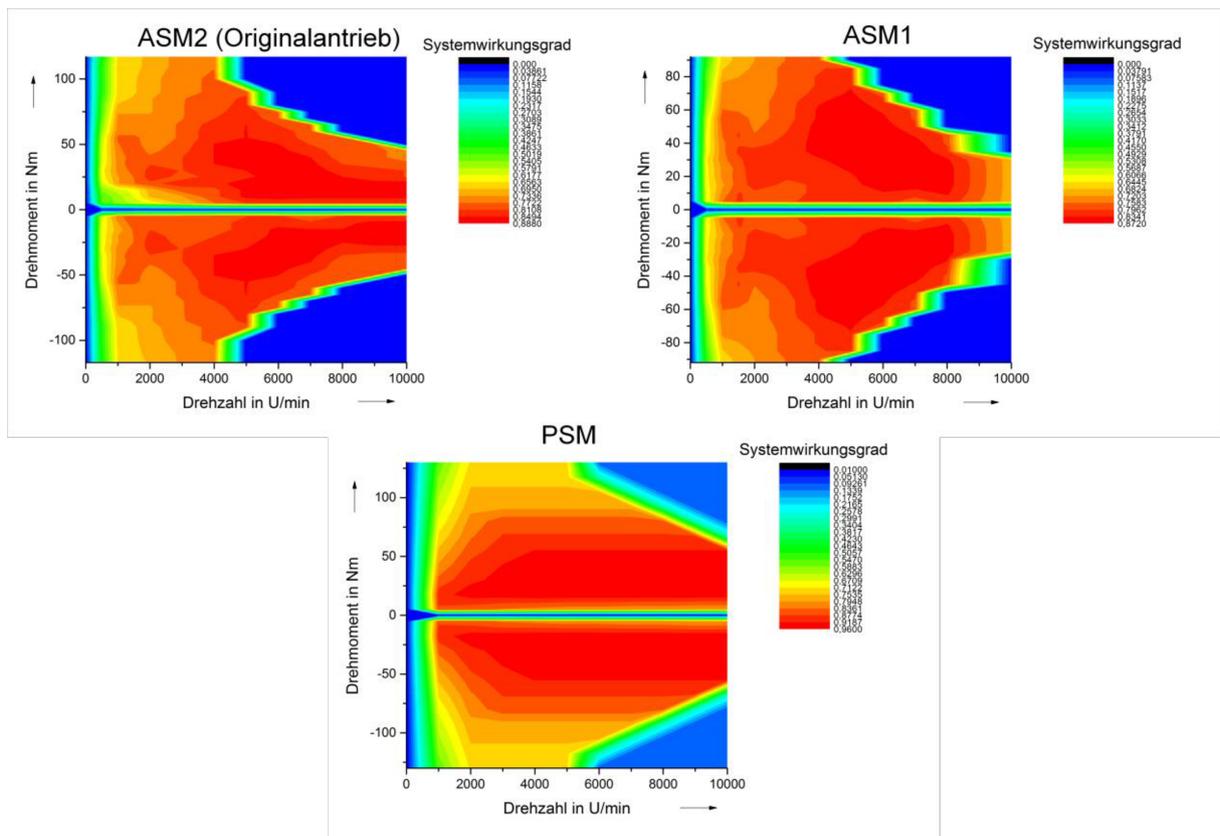


Abb. 37 Wirkungsgradkennfelder der für die Untersuchung betrachteten Antriebe

<sup>13</sup> Die Drehzahl-Drehmoment Charakteristiken sind aus [35], [49], [58].

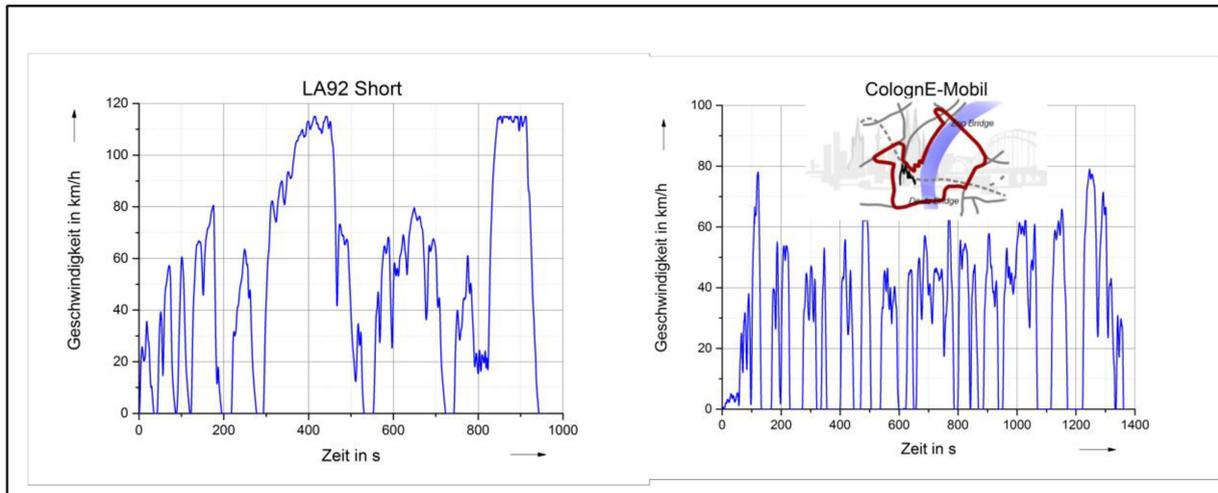


Abb. 38 für den Antriebsvergleich betrachtete Fahrzyklen; links LA92 Short, rechts CologneE-Mobil Fahrzyklus

Abbildung 39 zeigt das Antriebsmoment während des LA92 Short Fahrzyklus für die drei unterschiedlichen Antriebssysteme. Diese haben unterschiedliche Maximalmomente, was deutlich im Bereich positiver Drehmomente zu sehen ist. Im Bereich negativer Drehmomente ist kein Unterschied zu sehen. Hier wurde das maximale Bremsmoment entsprechend stark limitiert, um die Antriebssysteme hinsichtlich ihrer Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik und ihres Systemwirkungsgrades miteinander zu vergleichen und den Einfluss der Rekuperation gering zu halten.

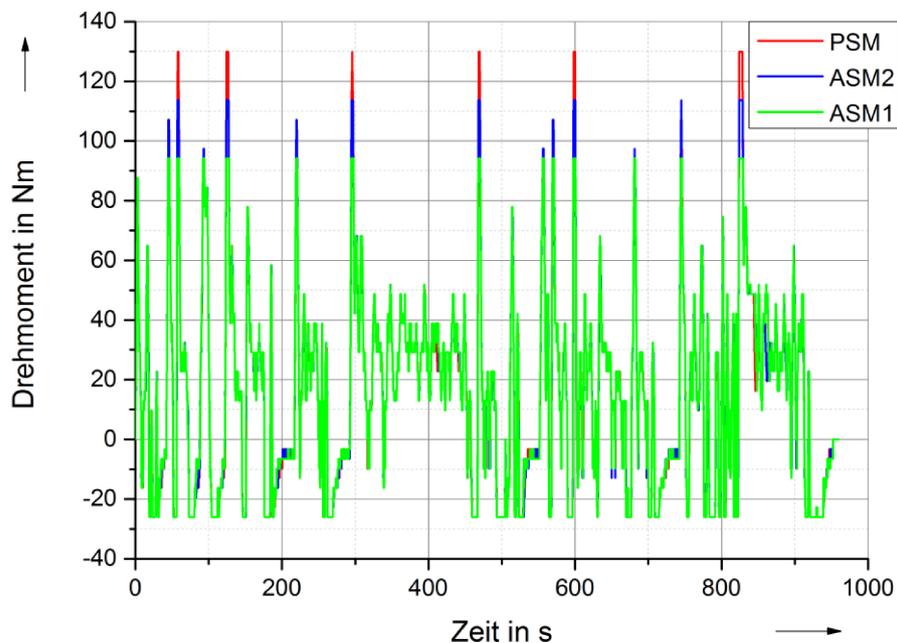


Abb. 39 Vergleich der Drehmomente der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short

Aufgrund der unterschiedlichen maximalen Drehmomente der Antriebe ergeben sich bei gleichbleibendem Fahrzeug unterschiedliche Drehzahlprofile. Dies ist in Abbildung 40 für den gesamten Fahrzyklus und in Abbildung 41 für den in Abbildung 40 umrandeten Beschleunigungsvorgang dargestellt. In Abbildung 41 ist klar zu sehen, dass der Antrieb mit dem geringsten Maximalmoment das Fahrzeug in der gleichen Zeit auf eine geringere Geschwindigkeit beschleunigen kann. Die anderen beiden Antriebe mit 117 Nm und 130 Nm zeigen dagegen ein relativ ähnliches Drehzahlprofil. Hier ist der Unterschied erst in der vergrößerten Ansicht für einen Beschleunigungsvorgang in Abbildung 41 zu sehen. Die permanent erregte Synchronmaschine beschleunigt das Fahrzeug etwa 3 Sekunden schneller auf Maximalgeschwindigkeit als der Originalantrieb des Fahrzeugs. Dahingegen beschleunigt das Fahrzeug mit der kleinen Asynchronmaschine ASM1 nicht bis zur Endgeschwindigkeit in der durch das Profil vorgegebenen Zeit. Aufgrund des unterschiedlichen Drehzahlprofils ergeben sich unterschiedliche Fahrstrecken, die bei der Berechnung des spezifischen Energieverbrauchs berücksichtigt werden müssen.

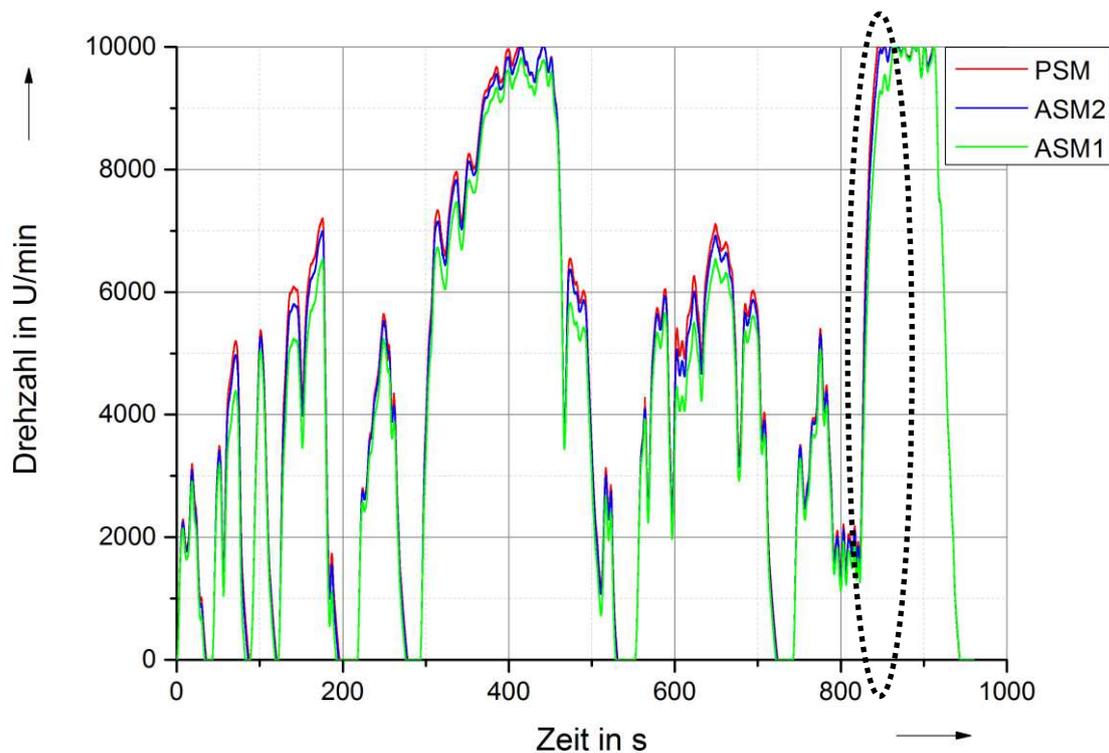


Abb. 40 Vergleich der Drehzahlen der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short

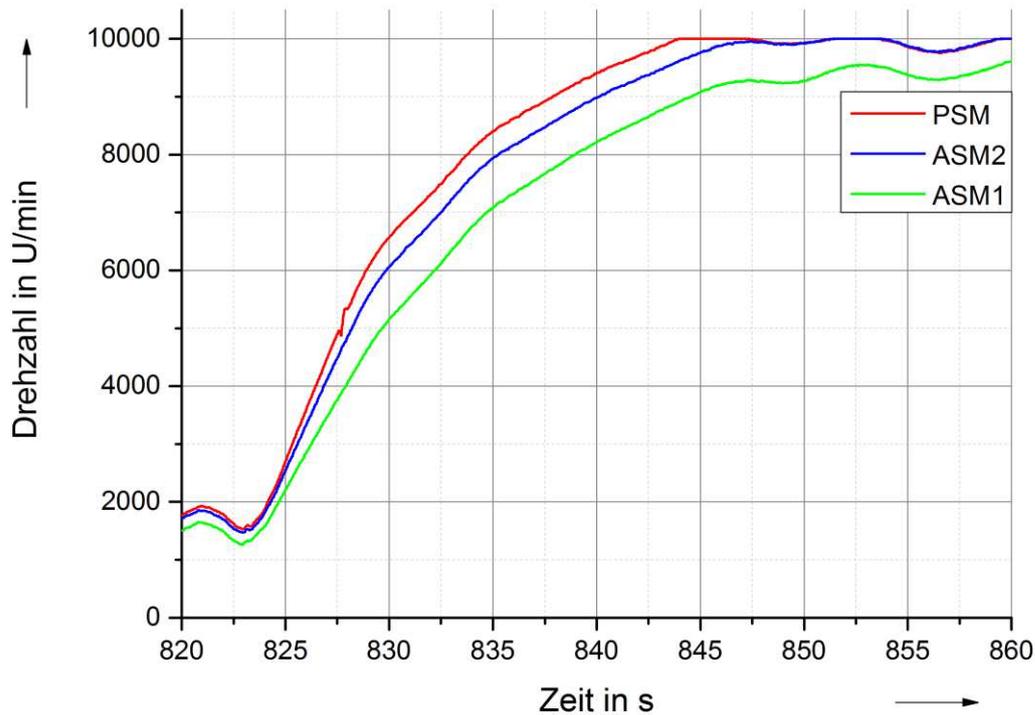


Abb. 41 Vergleich der Antriebsdrehzahl für den in Abbildung 68 umrandeten Beschleunigungsvorgang innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich

Zur Bestimmung des Energieverbrauchs wird die elektrische Leistung herangezogen. Diese wird, wie in Abschnitt 3.5.2 beschrieben, unter Berücksichtigung des Systemwirkungsgrads des Antriebssystems bestimmt. Abbildung 42 zeigt das Profil der elektrischen Leistung für die unterschiedlichen Antriebe. Aufgrund der unterschiedlichen Systemwirkungsgrade (siehe Abbildung 37) ergeben sich unterschiedliche elektrische Leistungen für den betrachteten Fahrzyklus. Im Detail ist dies am Beispiel des in Abbildung 42 umrandeten Abbremsvorgang gezeigt. Hierzu ist die elektrische Leistung während dieses Abbremsvorgang in Abbildung 43 vergrößert dargestellt. Das Bremsmoment wurde in diesem Beispiel konstant gehalten. Ist das Fahrzeug mit der PSM ausgestattet, so wird während des Bremsvorgangs die meiste Energie in die Antriebsbatterie zurückgespeist. Die beiden ASMs hingegen haben etwa den gleichen Systemwirkungsgrad und unterscheiden sich somit nicht so stark voneinander. Durch Integration über die elektrische Leistung in Abbildung 42 ergibt sich dann der Energieverbrauch des Fahrzeugs. Alternativ lässt sich dieser Energieverbrauch mit der Ampere Counting Method (siehe Formel (3.30)) als SoC darstellen. Abbildung 44 zeigt exemplarisch den Energieverbrauch für den Fahrzyklus mit den verschiedenen Antrieben. Es ist zu sehen, dass die PSM und der Originalantrieb einen etwa identischen Energieverbrauch haben, wohingegen die ASM1 mit dem kleinsten Drehmoment den geringsten Energieverbrauch hat. Da aber im Vergleich auch unterschiedliche Strecken beim gleichen Fahrprofil zurückgelegt wurden, muss der spezifische Energieverbrauch für einen Vergleich der Antriebe herangezogen werden.

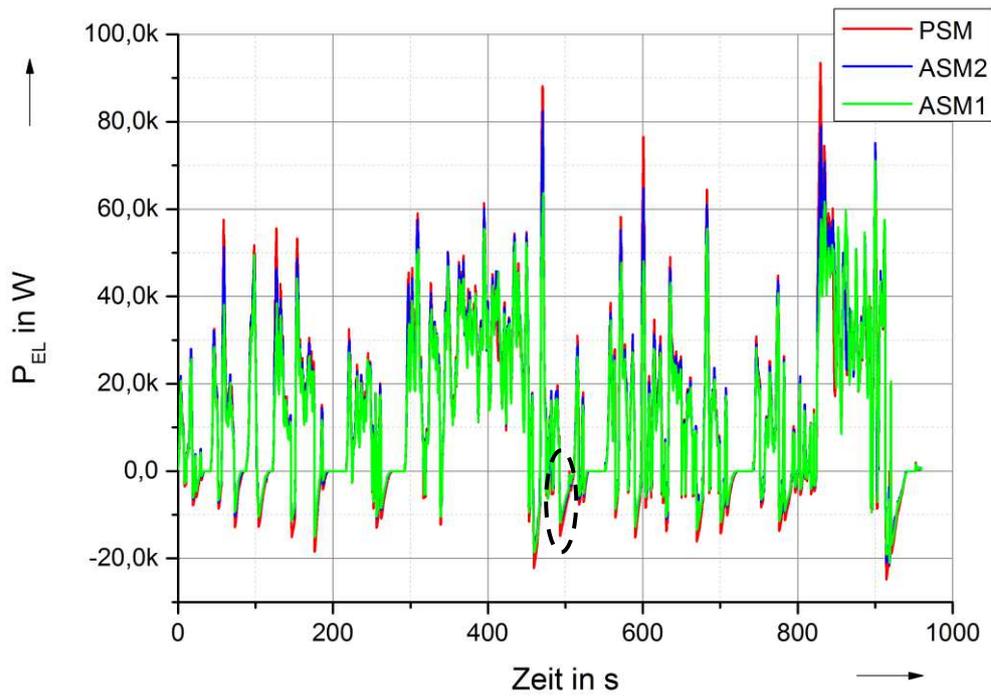


Abb. 42 Vergleich der elektrischen Leistung der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short

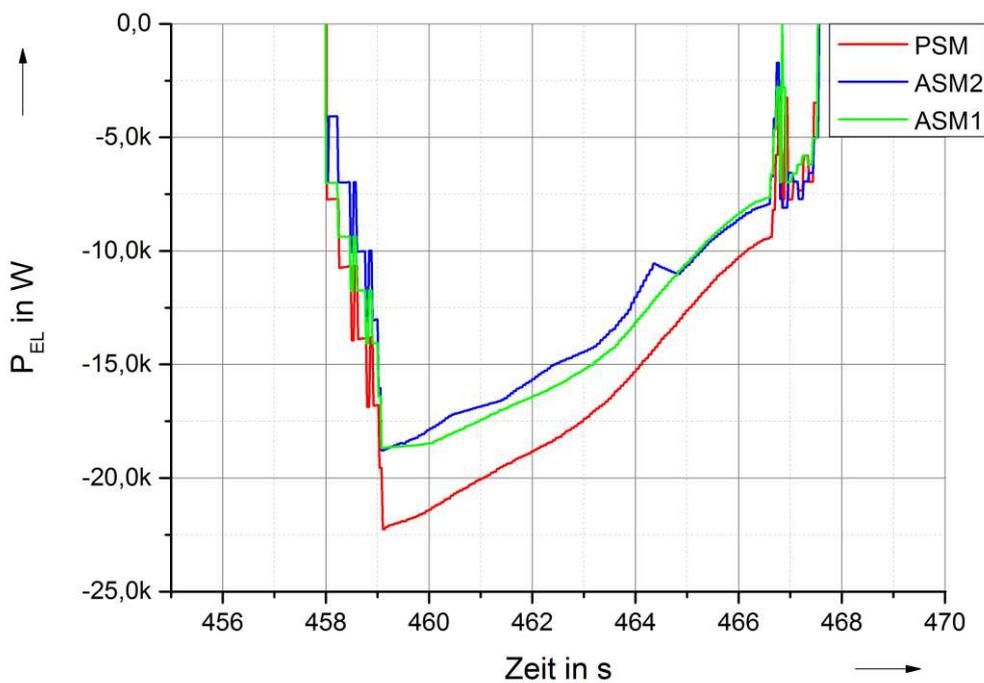


Abb. 43 Vergleich der elektrischen Leistung für den in Abbildung 70 umrandeten Bremsvorgang innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich

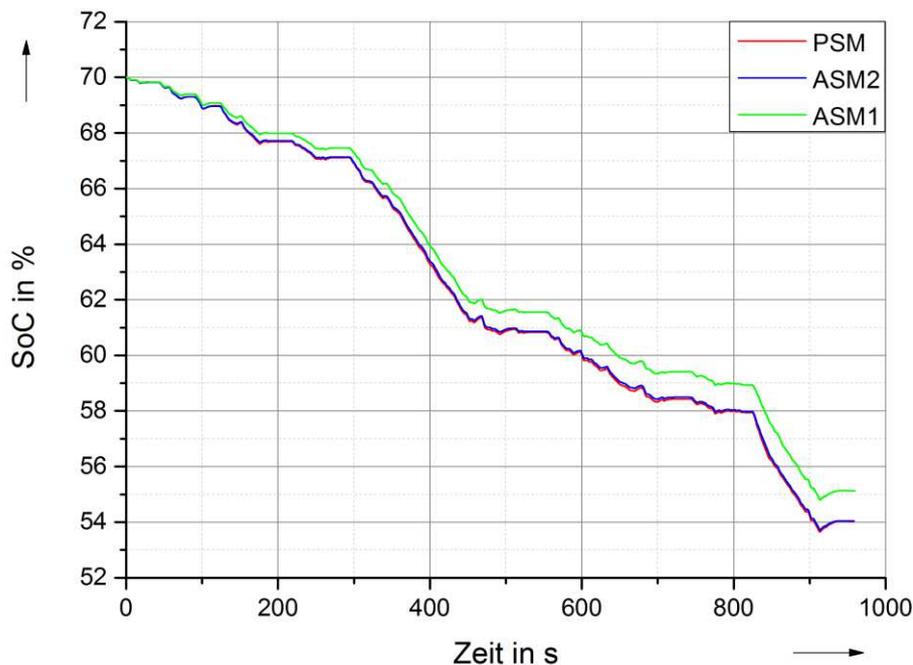


Abb. 44 Vergleich des errechneten SoC der Antriebsbatterie der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short

Die Gesamtenergieverbräuche und Fahrstrecken für die unterschiedlichen Antriebe sind in Tabelle 13 für den Fahrzyklus LA92 Short zusammengefasst. Ein Vergleich des spezifischen Energieverbrauchs der Antriebe zeigt, dass der original im Fahrzeug eingesetzte Antrieb den größten Energieverbrauch hat, wohingegen das Fahrzeug mit PSM mit dem besten Systemwirkungsgrad trotz leicht höherem Gewicht den geringsten Energieverbrauch hat. Bei Betrachtung einer Fahrstrecke von 100 km ergibt sich zwischen der ASM2 und der PSM eine Energieeinsparung von 0,595 kWh, was einer Verlängerung der Reichweite um 2,5 km entspricht. Bei Betrachtung der Reichweite, die sich aus dem spezifischen Energieverbrauch und der Gesamtkapazität der Batterie (hierbei wird eine Gesamtkapazität von 28 kWh angenommen) ergibt, ergibt sich eine Reichweitenerhöhung von 3 km, wenn das Fahrzeug mit der PSM angetrieben wird.

Antrieb	E [kWh]	s [km]	$E_{\text{Spezifisch}}$ [Wh/km]	Reichweite(28 kWh Batterie) [km]
PSM	3,46128	14,425	239,95	116,69
ASM1	3,22292	13,317	242	115,7
ASM2	3,46905	14,106	245,9	113,86

Tab. 13 Energieverbrauch, Fahrstrecke, spezifischer Energieverbrauch und Reichweite mit 28kWh Batterie für die verschiedenen Antriebe, Fahrzyklus LA92 Short

Im zweiten Beispiel wurde der colognE-Mobil Fahrzyklus untersucht. Die nächsten beiden Abbildungen zeigen sowohl das Drehzahlprofil als auch die elektrische Leistung für die verschiedenen Antriebe. Da während der Stadtfahrt im Vergleich zum LA92 Short Fahrzyklus geringere Beschleunigungen auftreten, sind die Drehzahlprofile der Antriebe relativ ähnlich. Lediglich bei großen Beschleunigungen macht sich das höhere Maximaldrehmoment der PSM bemerkbar. Beim Vergleich der elektrischen Leistungen in Abbildung 46 wird wieder der Einfluss der unterschiedlichen Systemwirkungsgrade deutlich.

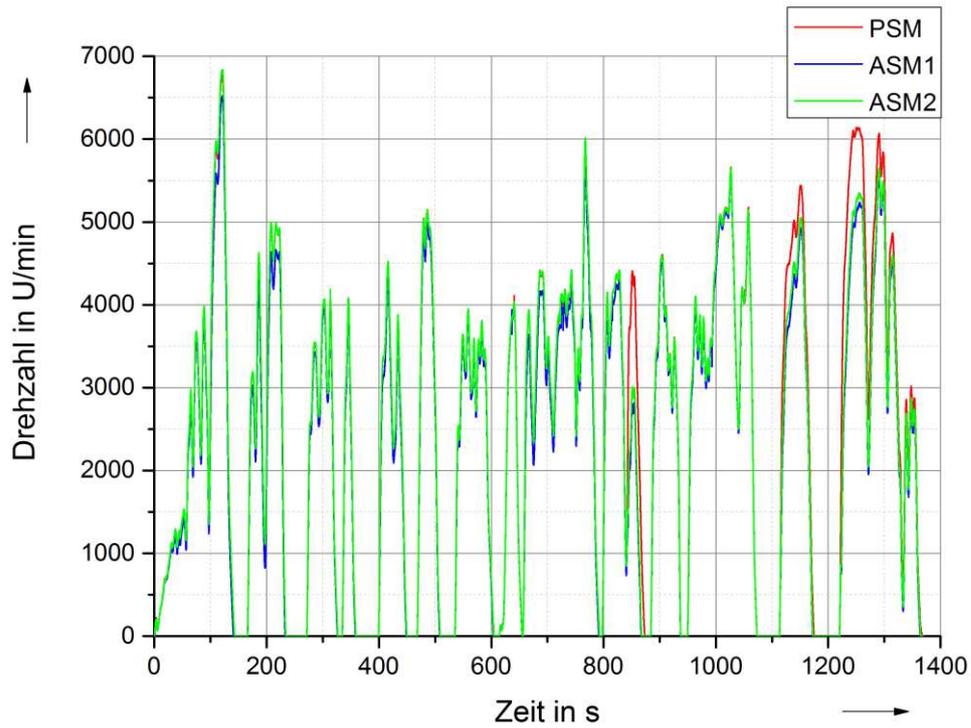


Abb. 45 Vergleich der Drehzahlen der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus colognE-Mobil

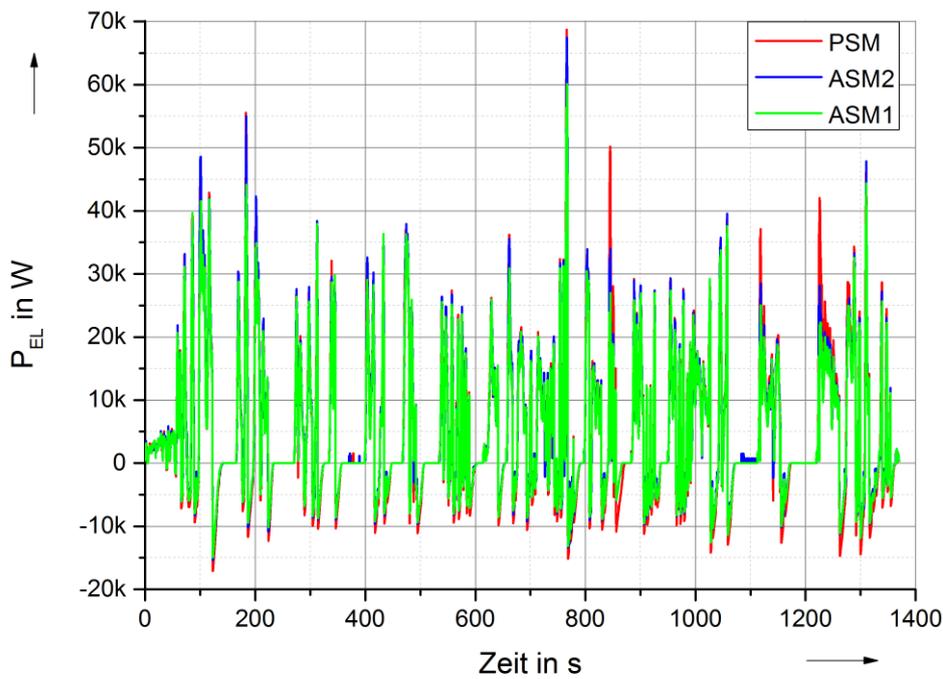


Abb. 46 Vergleich der elektrischen Leistung der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus colognE-Mobil

Nach Integration über die elektrische Leistung und Berechnung der zurückgelegten Fahrstrecke ergibt sich der spezifische Energieverbrauch der unterschiedlichen Antriebe für den cologne-Mobil Fahrzyklus. Anhand des deutlich geringeren spezifischen Energieverbrauchs zeigt sich, dass Elektrofahrzeuge gerade im innerstädtischen Verkehr die größte Reichweite [63] haben. Zum einen wird das Fahrzeug im innerstädtischen Verkehr nicht so stark und auf deutlich geringere Endgeschwindigkeiten beschleunigt und zum anderen kann bei den vielen Abbremsvorgängen deutlich mehr Energie rekuperiert werden. Beim Vergleich der verschiedenen Antriebe zeigt sich für die beiden Fahrzyklen ein ähnliches Verhalten. Auch hier hat das Fahrzeug mit der PSM den geringsten und mit dem Originalantrieb den höchsten Energieverbrauch. Insgesamt ergibt sich bezogen auf eine Fahrstrecke von 100 km ein Unterschied von 0,513 kWh was einer Verlängerung der Reichweite um 3 km entspricht. Für die Reichweite mit der gesamten Batteriekapazität ist die Reichweite mit der PSM etwa 5 km höher als mit dem original im Fahrzeuge eingesetzten Antrieb ASM2.

Antrieb	E [kWh]	s [km]	$E_{\text{Spezifisch}}$ [Wh/km]	Reichweite (28kWh Batterie) [km]
PSM	1,87609	11	170,539	164,19
ASM1	1,7594	10,181	172,814	162,02
ASM2	1,8671	10,621	175,668	159,39

Tab. 14 Energieverbrauch, Fahrstrecke, spezifischer Energieverbrauch und Reichweite mit 28 kWh Batterie für die verschiedenen Antriebe, Fahrzyklus cologne-Mobil

## 4.2 Untersuchungen zum Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen

Ein weiterer Vorteil von elektrisch angetriebenen Fahrzeugen ist, dass sie Teile der kinetischen Energie während des Bremsvorgangs in die Antriebsbatterie zurückspeisen können. Die benötigte Bremsleistung wird also auf die mechanische Bremse und den elektrischen Antrieb aufgeteilt. Bei Betrachtung des Energieflusses im Fahrzeug sollte sich eine Erhöhung der Rekuperationsleistung positiv auf die Reichweite des Fahrzeugs auswirken. Weitere Faktoren hierbei sind das Fahrprofil sowie der Wirkungsgrad des verwendeten Antriebs. Im Folgenden wird der Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf die Reichweite bzw. den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen untersucht. Für die Untersuchungen wird das in Abschnitt 3.5.3 skalierte Fahrzeug<sup>14</sup> und das Fahrzeug aus Abschnitt 4.1<sup>15</sup> betrachtet. Prinzipiell kann der elektrische Antrieb das gleiche Drehmoment sowohl für die Beschleunigung als auch für die Abbremsung aufwenden, so dass die mechanische Bremse lediglich das fehlende Bremsmoment im Feldschwäcbereich ausgleichen muss. Im Vergleich zu Antrieben im industriellen Bereich wird die elektrische Bremsleistung bei Fahrzeugantrieben in der Regel begrenzt. Ein Hauptgrund hierfür ist der Schutz der Antriebsbatterie vor zu hohen Stromspitzen [64] während des Bremsvorgangs, was zu einer Erhöhung der Lebensdauer führt. Hierbei soll der Ladestrom auf ein gewisses Maß begrenzt werden.

<sup>14</sup> Im Folgenden als EV1 bezeichnet

<sup>15</sup> Im Folgenden als EV2 bezeichnet

Ein weiterer Hauptgrund für die Begrenzung der elektrischen Bremsleistung ist die Fahrstabilität des Fahrzeugs. Da bei den meisten aktuellen Elektrofahrzeugen der Antrieb nur eine Achse antreibt, wirkt auch die Bremskraft des Antriebs nur auf eine Achse. Um die Fahrstabilität nicht zu beeinträchtigen, sollte die elektrische Bremsleistung bei einem Fahrzeug mit Vorderradantrieb auf 0,3 g und bei einem Fahrzeug mit Hinterradantrieb auf 0,2 g begrenzt werden [20]. In einem ersten Schritt wird das Fahrzeug aus Abschnitt 3.5.3 (EV1) betrachtet. Bei diesem Fahrzeug ist, wie in Abbildung 29 gezeigt, die elektrische Bremsleistung auf 20 kW begrenzt. Diese Bremsleistung wird für die Untersuchungen einmal verdoppelt und einmal halbiert. Zudem kann bei dem Versuchsstand auch das volle Drehmoment des Antriebs zum Abbremsen verwendet werden, um die Reichweite des Fahrzeugs weiter zu erhöhen. Die für den Vergleich betrachteten elektrischen Bremsmomente sind Abbildung 47 dargestellt. Eine weitere Methode für die Begrenzung der elektrischen Bremsleistung kann über eine Limitierung des Bremsmoments realisiert werden. Der Einfluss dieser Begrenzung auf den Energieverbrauch [62] wird anhand des Fahrzeugs aus Abschnitt 4.1 (EV2) durchgeführt. Die aus der Begrenzung resultierenden elektrischen Bremsmomente sind in Abbildung 48 dargestellt. Für den Vergleich wird einmal das Bremsmoment auf 50 % und einmal auf 30 % der maximal möglichen Bremsleistung limitiert.

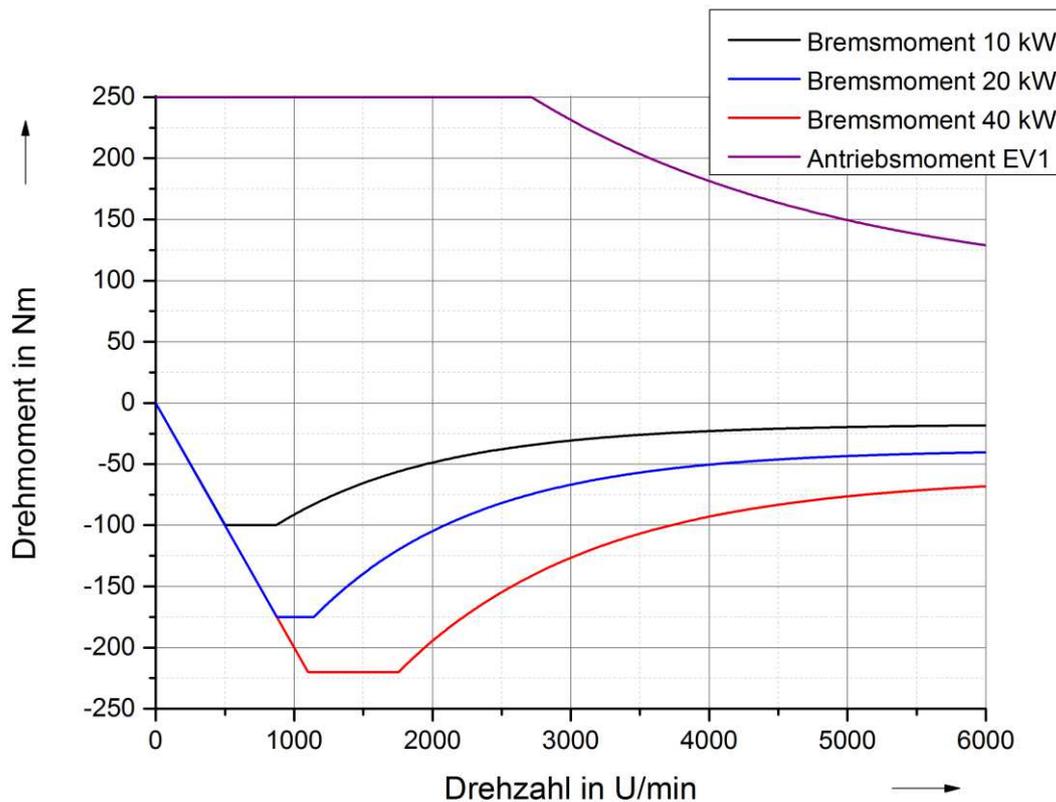


Abb. 47 Bremsmomente bei unterschiedlichen Begrenzungen der Rekuperationsleistung für das Fahrzeug EV1

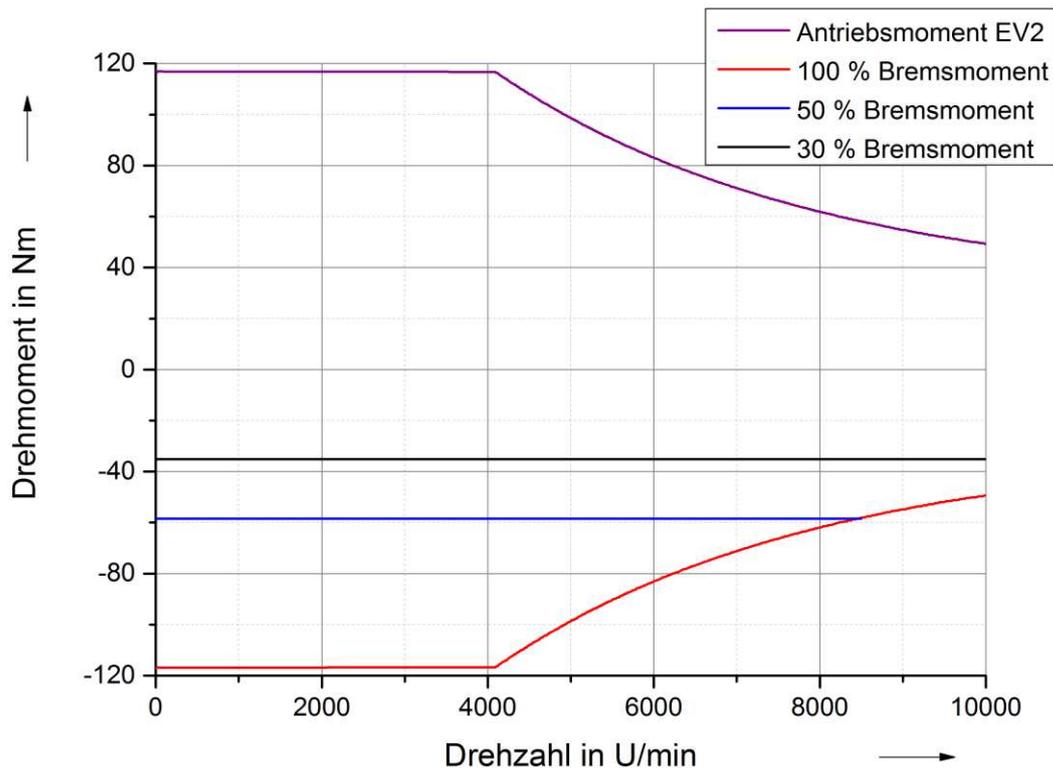


Abb. 48 Bremsmomente bei unterschiedlichen Begrenzungen des elektrischen Bremsmoments für das Fahrzeug EV2

Für einen ersten Vergleich wird das Fahrzeug EV1 für den Fahrzyklus der LA92 Short untersucht. Die unterschiedlichen Bremsmomente sind im negativen Bereich in Abbildung 49 zu sehen. Um die mechanischen Grenzen für die Fahrstabilität mit einzubeziehen, werden die maximal zulässigen Verzögerungen in Antriebsbremsmomente an der Welle beim betrachteten Fahrzeug umgerechnet. Für das betrachtete Fahrzeug entspricht, unter Berücksichtigung des Trägheitsmoments und der Getriebeübersetzung, eine Verzögerung von 0,2 g einem Bremsmoment von 195 Nm und eine Verzögerung von 0,3 g einem Bremsmoment von 280 Nm. In Abbildung 49 ist gut zu sehen, dass diese maximalen Bremsmomente im Bezug auf die 0,3 g eingehalten werden. Da das Fahrzeug über die Vorderachse angetrieben wird, kann auch die Rekuperationsleistung zumindest im Bezug auf die Fahrstabilität auf 40 kW erhöht werden. Die Ergebnisse in Abbildung 49 zeigen im negativen Drehmomentbereich den Unterschied zwischen den unterschiedlichen elektrischen Bremsleistungsbegrenzungen, während die Drehmomente im positiven Bereich identisch sind. Um die Unterschiede deutlicher darzustellen, ist der umrandete Bereich in Abbildung 49 in Abbildung 50 vergrößert dargestellt. Hier zeigt sich deutlich der Unterschied bezüglich der Bremsmomente und auch die in Abbildung 47 dargestellten Verläufe für die elektrischen Bremsmomente sind zu erkennen. Das restliche Bremsmoment wird durch die Lastmaschine generiert, so dass das Fahrzeug auch bei verringerter elektrischer Bremsleistung gleichbleibend abgebremst wird.

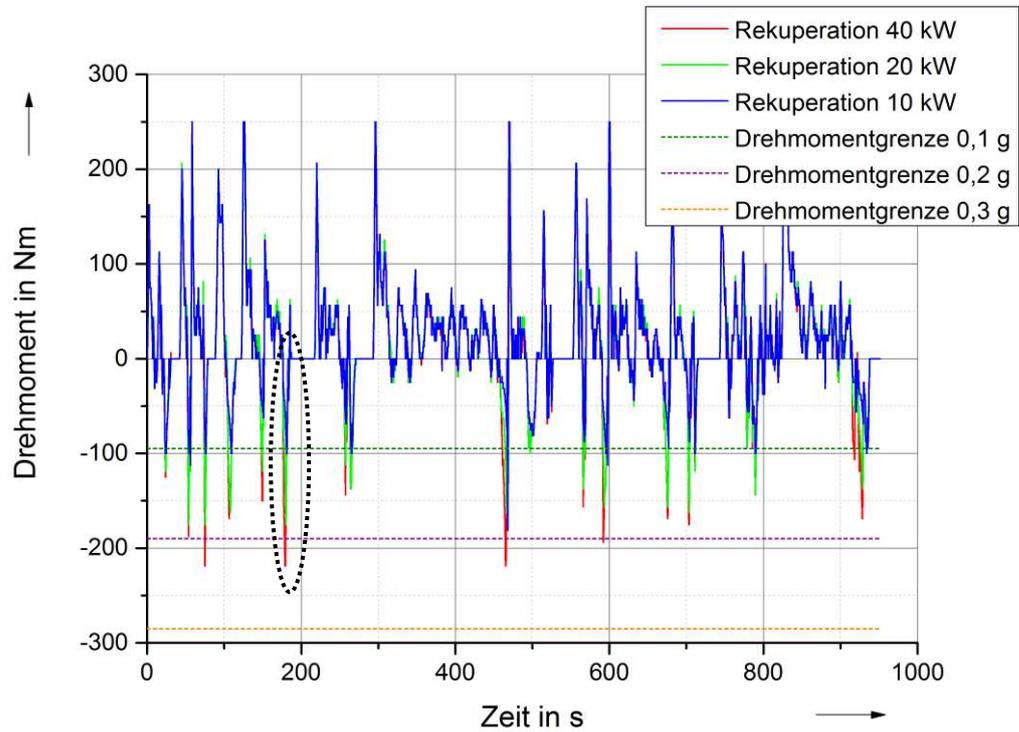


Abb. 49 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Rekuperationsleistungen beim EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short

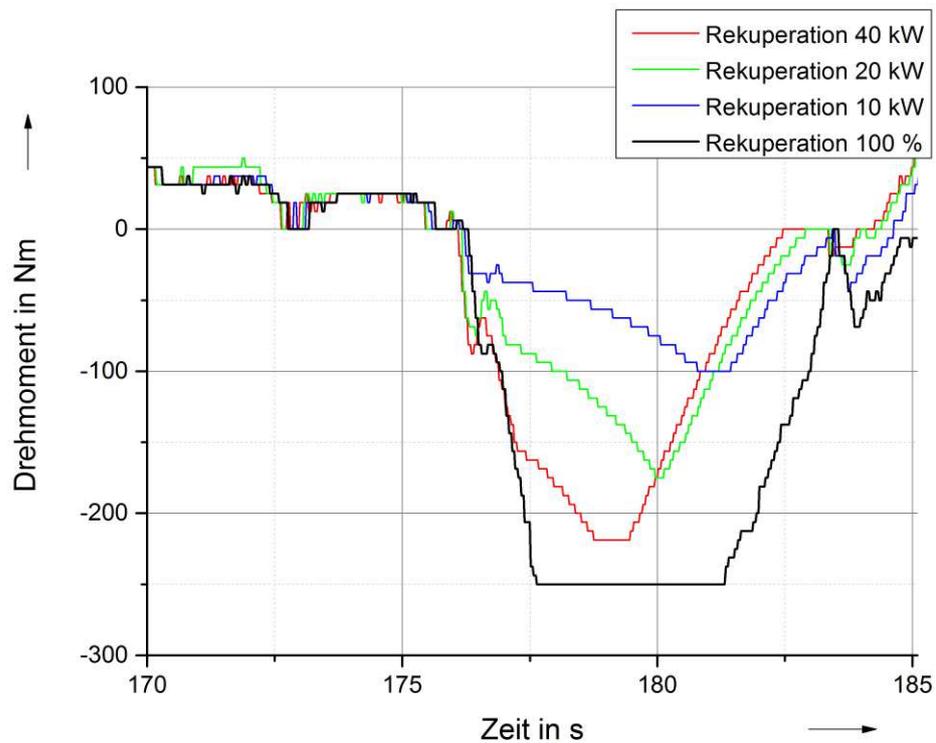


Abb. 50 Vergleich des Bremsmoments bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen für den in Abbildung 49 umrandeten Bereich innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich

Im Folgenden wird unter Berücksichtigung des Systemwirkungsgrads des Antriebs (siehe Abbildung 28) die elektrische Leistung für den Fahrzyklus bestimmt. Im Bezug auf die elektrische Leistung, die während des Bremsvorgangs in die Batterie zurückgespeist werden kann, können bei Betrachtung des Ladestroms Grenzen in Form der C-Rate [65] und bei Betrachtung der elektrischen Ladeleistung in Form der E-Rate angegeben werden. Die E-Rate ist eine Normalisierung der Lade- bzw. Entladeleistung auf die Gesamtkapazität der Batterie. Für das untersuchte Fahrzeug mit einer Batteriekapazität von 23 kWh entspricht eine Lade- bzw. Entladeleistung von 23 kW der 1E-Rate also der Leistung die entnommen werden muss, um die Batterie in einer Stunde zu entladen. Die 2E-Rate liegt dann bei 46 kW, was der Leistung entspricht mit der die gesamte Batterie innerhalb einer halben Stunde entladen bzw. geladen werden kann. Da aktuelle Ladeleistungen gerade beim DC-Schnellladen [66] bei 50 kW CHAdeMO [67] und 50 kW z.B. beim VW E-UP [68] mit dem CCS-Standard, kann eine 2E-Rate als unbedenklich für die Lebensdauer der Batterie angenommen werden. Die Ergebnisse in Abbildung 51 zeigen den Einfluss der unterschiedlichen Rekuperationsleistungen auf die elektrische Leistung, die während der Bremsvorgänge in die Batterie zurückgespeist werden. Bis auf den Abbremsvorgang am Ende des Fahrzyklus wird auch bei einer Bremsleistungsbegrenzung auf 40 kW die 2E-Rate nicht überschritten. Die 1E-Rate wird mit der beim Fahrzeug ursprünglich vorgegebenen 20kW-Limitierung eingehalten. Zum Vergleich wurde am Prüfstand auch noch einmal die elektrische Leistung bestimmt, die auftritt wenn die Bremsleistung nicht begrenzt wird. Die Ergebnisse in Abbildung 52 zeigen, dass bei einer nicht limitierten elektrischen Bremsleistung beim betrachteten Fahrzyklus nur geringfügig mehr Energie in die Batterie zurückgespeist wird.

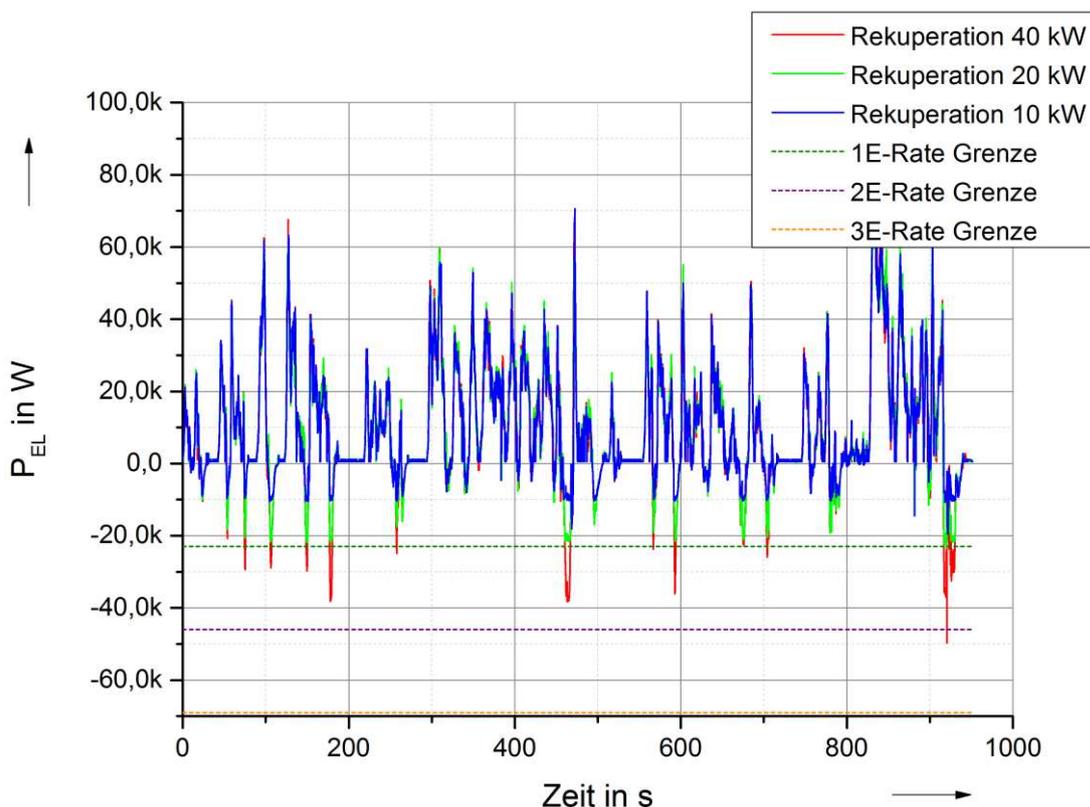


Abb. 51 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short

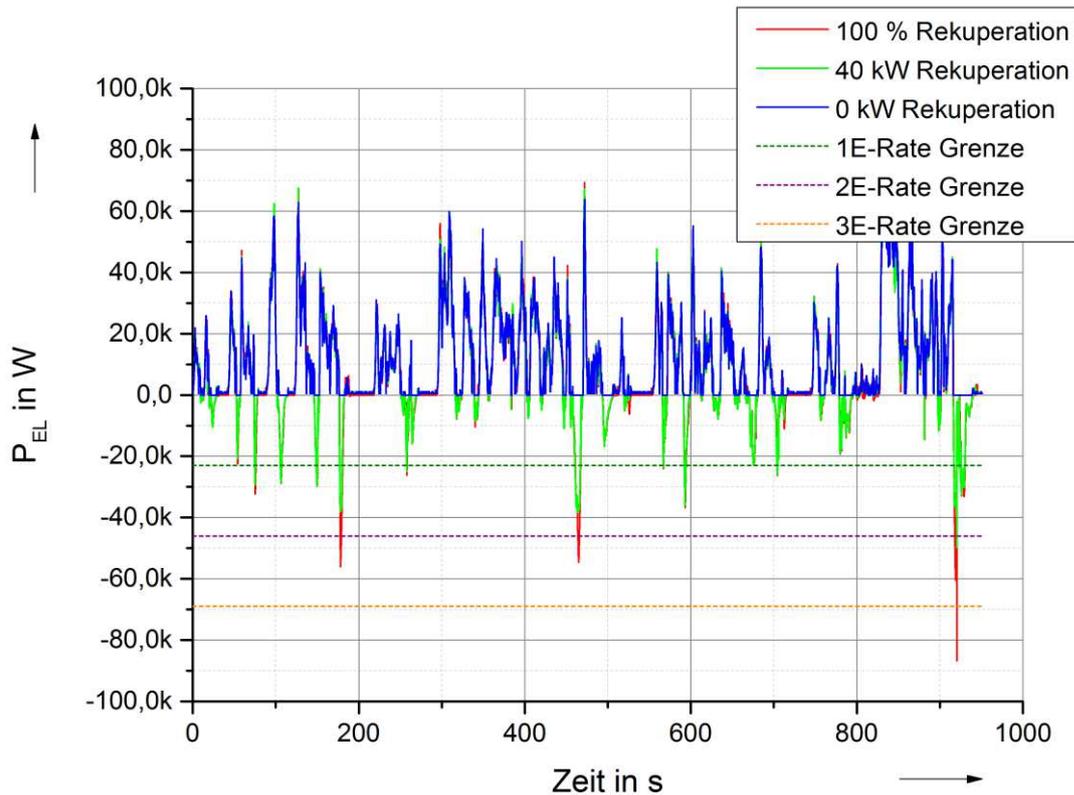


Abb. 52 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short

Durch die Integration über die elektrische Leistung kann der Energieverbrauch des Fahrzeugs bestimmt werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 15 zusammengefasst. Wird das Fahrzeug nur über die mechanische Reibbremse verzögert, so ergibt sich eine spezifische Energiedichte von 264 Wh/km, was in einer Gesamtreichweite von 87 km resultiert. Eine Erhöhung der elektrischen Bremsleistung auf 10 kW erhöht die Gesamtreichweite um 12,46 km. Bei einer weiteren Erhöhung der elektrischen Bremsleistung auf 20 kW bzw. 40 kW erhöht die Gesamtreichweite um 16,26 km und 23,19 km. Beim betrachteten Fahrzeug mit einer ursprünglichen Bremsleistungslimitierung von 20kW würde eine Erhöhung der Bremsleistung auf 40 kW die Reichweite um 7 km erhöhen. Eine weitere Erhöhung der Bremsleistung auf 100 % erhöht die Gesamtreichweite um weitere 2 km. Allerdings wird hier die 2E-Rate für den Batterieladestrom teilweise deutlich überschritten.

Rekuperationsleistung	E [kWh]	E <sub>Spezifisch</sub> [Wh/km]	Reichweite(23kWh Batterie) [km]
0 kW	2,8944	264,3	87,02
10 kW	2,5318	231,2	99,48
20 kW	2,4386	222,7	103,28
40 kW	2,2853	208,7	110,21
100% (keine Begrenzung)	2,2331	203,9	112,8

Tab. 15 Energieverbrauch und spezifischer Energieverbrauch für die verschiedenen Rekuperationsleistungen beim EV1; Fahrzyklus LA92 Short

Wie schon im vorangegangenen Abschnitt wird auch hier der Einfluss der unterschiedlichen Rekuperationsleistungen am Beispiel des cologneMobil Fahrzyklus untersucht. Bei diesem Fahrzyklus treten im Vergleich zum Fahrzyklus LA92 Short geringere Fahrzeugverzögerungen auf. Für das Fahrzeug EV1 sind die Ergebnisse für das Drehmoment bei den unterschiedlichen Bremsleistungsbegrenzungen in Abbildung 53 dargestellt. Im Vergleich zu den Ergebnissen in Abbildung 49 ist bei der innerstädtischen Fahrt eine Bremsleistungsbegrenzung von 20 kW ausreichend, um das Fahrzeug rein elektrisch abzubremsen.

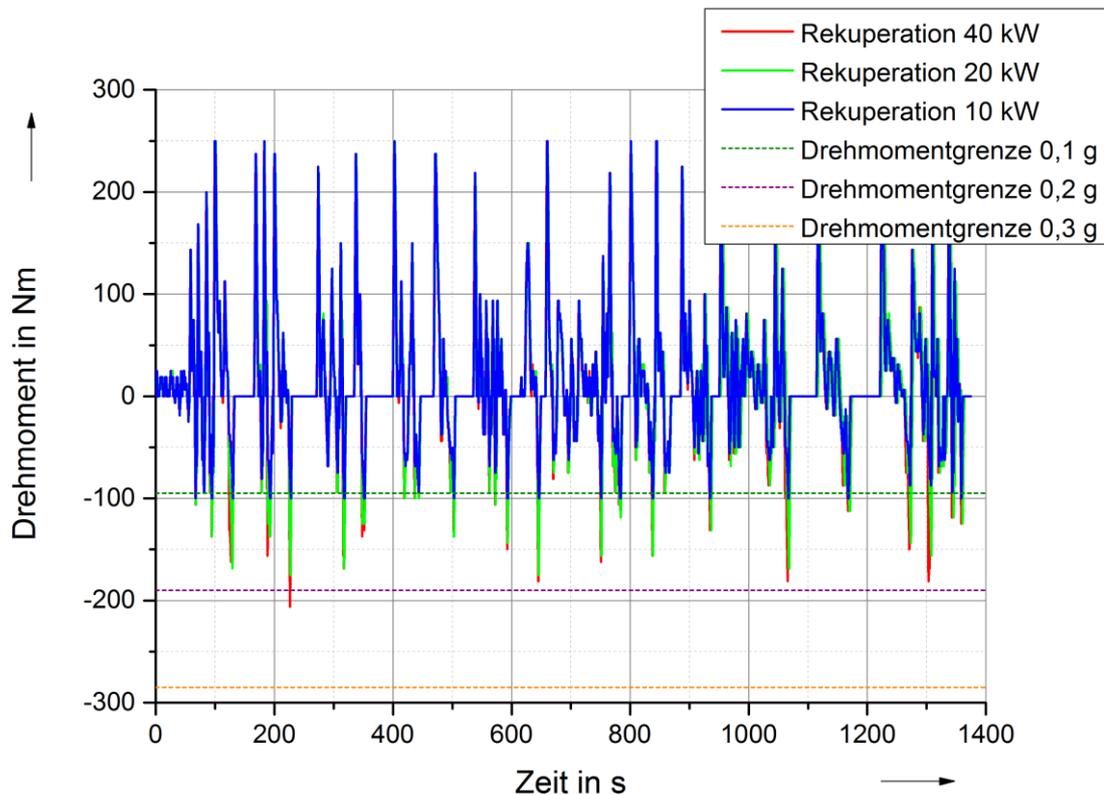


Abb. 53 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Rekuperationsleistungen beim EV1 für den Fahrzyklus cologneMobil

Unter Berücksichtigung des Systemwirkungsgrads kann die elektrische Leistung für den betrachteten Fahrzyklus ermittelt werden. Die Ergebnisse in Abbildung 54 zeigen die unterschiedlichen elektrischen Bremsleistungen. Zudem ist deutlich zu sehen, dass die 2E-Rate während des gesamten Fahrzyklus für alle Bremsleistungsbegrenzungen eingehalten wird. Die ursprüngliche Limitierung auf 20 kW kann also auf 40 kW erhöht werden. Eine weitere Erhöhung der Bremsleistung auf 100 % hat wegen der geringen Fahrzeugverzögerungen im Stadtverkehr keinen signifikanten Einfluss. Die Energieverbräuche und Gesamtreichweiten für den cologneMobil Fahrzyklus sind Tabelle 16 zusammengefasst. Im Vergleich zu den Ergebnissen aus Tabelle 15 verringert sich der Energieverbrauch des Fahrzeugs in innerstädtischen Verkehr deutlich. Auch ohne Nutzung der Rekuperation erhöht sich die Gesamtreichweite des Fahrzeugs um ca. 20 km. Wird zudem noch der elektrische Antrieb zur Verzögerung des Fahrzeugs eingesetzt, so verdoppelt sich die Reichweitenerhöhung auf 40 km bei 20 kW Rekuperationsleistung. Für den betrachteten Fahrzyklus wird die Gesamtreichweite des Fahrzeugs bei einer Rekuperationsleistung von 10 kW bereits um 22 km erhöht. Eine weitere Erhöhung der Rekuperationsleistung auf 20 kW bzw. 40 kW erhöht die Reichweite weiter um 14 km bzw. um ca. 19 km.

Somit bedingt eine Verdoppelung der ursprünglichen Rekuperationsleistung eine Reichweitenerhöhung um 5 km. Eine Erhöhung der Rekuperationsleistung auf 100 % hat für die betrachteten Fahrzyklus nahezu keinen Einfluss auf den Energieverbrauch des Fahrzeugs.

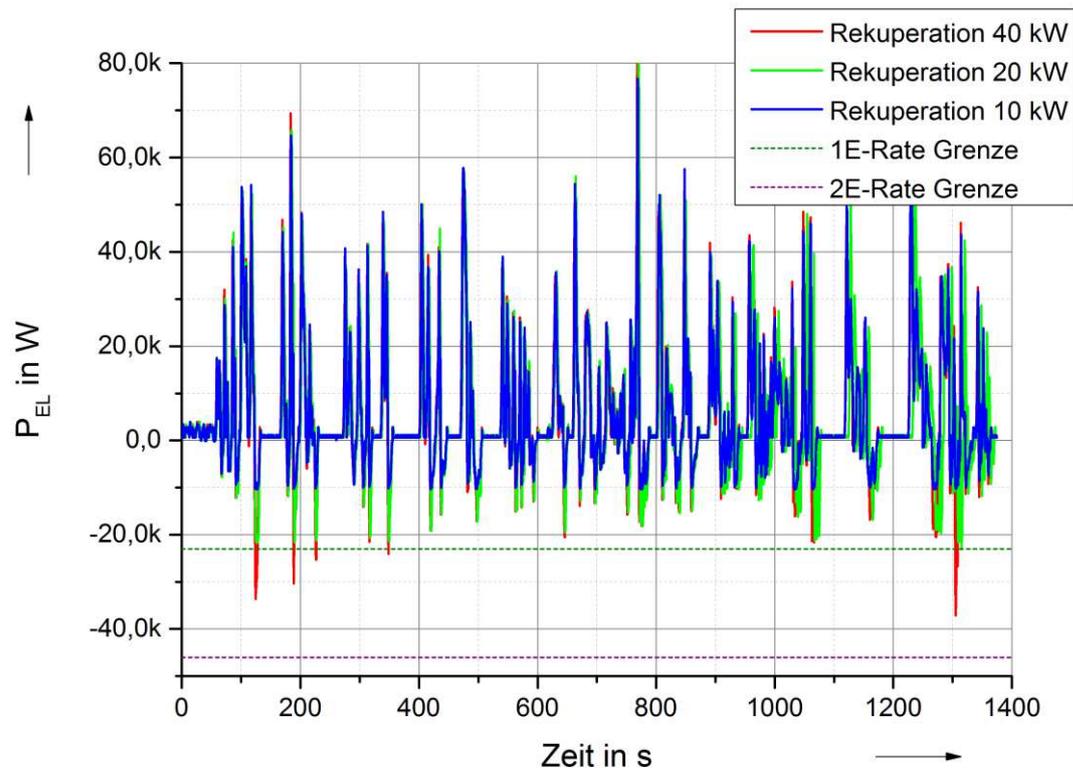


Abb. 54 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus colognE-Mobil

Rekuperationsleistung	E [kWh]	E <sub>Spezifisch</sub> [Wh/km]	Reichweite(23kWh Batterie) [km]
0 kW	2,3365	212,4	108,29
10 kW	1,9428	176,6	130,24
20 kW	1,7524	159,3	144,38
40 kW	1,6984	154,4	148,96
100% (keine Begrenzung)	1,6944	154,04	149,31

Tab. 16 Energieverbrauch und spezifischer Energieverbrauch für die verschiedenen Rekuperationsleistungen beim EV1; Fahrzyklus colognE-Mobil

Zuletzt wird der Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen am Beispiel des Fahrzeugs aus Abschnitt 4.1 (EV2) untersucht. Hier wurde die Bremsleistung über eine konstante Limitierung des elektrischen Bremsmoments realisiert (siehe Abbildung 48). Ursprünglich ist bei dem diesem Fahrzeug das elektrische Bremsmoment auf 20 % begrenzt. Zur Untersuchung des Einflusses der Rekuperationsleistung bzw. der Bremsmomentlimitierung auf die Reichweite des Fahrzeugs wird diese auf 30 % bzw. 50 % und 100 % erhöht.

Die daraus resultierenden Drehmomente für den cologneE-Mobil Fahrzyklus sind in Abbildung 55 dargestellt. Im negativen Drehmomentbereich sind die konstanten Drehmomentbegrenzungen zu sehen. Um die mechanischen Grenzen von 0,2 g und 0,3 g auf die Fahrstabilität zu berücksichtigen, sind diese zusätzlich als Bremsmomente an der Welle in Abbildung 55 abgebildet. Auch bei einer Rekuperation von 100 % wird die 0,2g-Grenze beim cologneE-Mobil Fahrzyklus nicht überschritten. Unter Berücksichtigung des Systemwirkungsgrads (siehe ASM2 in Abbildung 37) ergeben sich die unterschiedlichen elektrischen Leistungen für den Fahrzyklus in Abbildung 56. Da bei dem untersuchten Fahrzeug nicht die Leistung sondern das Drehmoment begrenzt wird, ergeben sich stärkere Leistungsschwankungen im negativen Bereich. Zudem sind auch die E-Rate Begrenzungen für das untersuchte Fahrzeug im Diagramm dargestellt. Auch bei einer Rekuperation von 100 % wird die 1E-Rate nahezu über den gesamten Fahrzyklus eingehalten. Die unterschiedlichen Energieverbräuche und Gesamtreichweiten sind in Tabelle 17 zusammengefasst. Für eine bessere Vergleichbarkeit der beiden Fahrzeuge wurde eine identische Gesamtkapazität der Batterie verwendet.

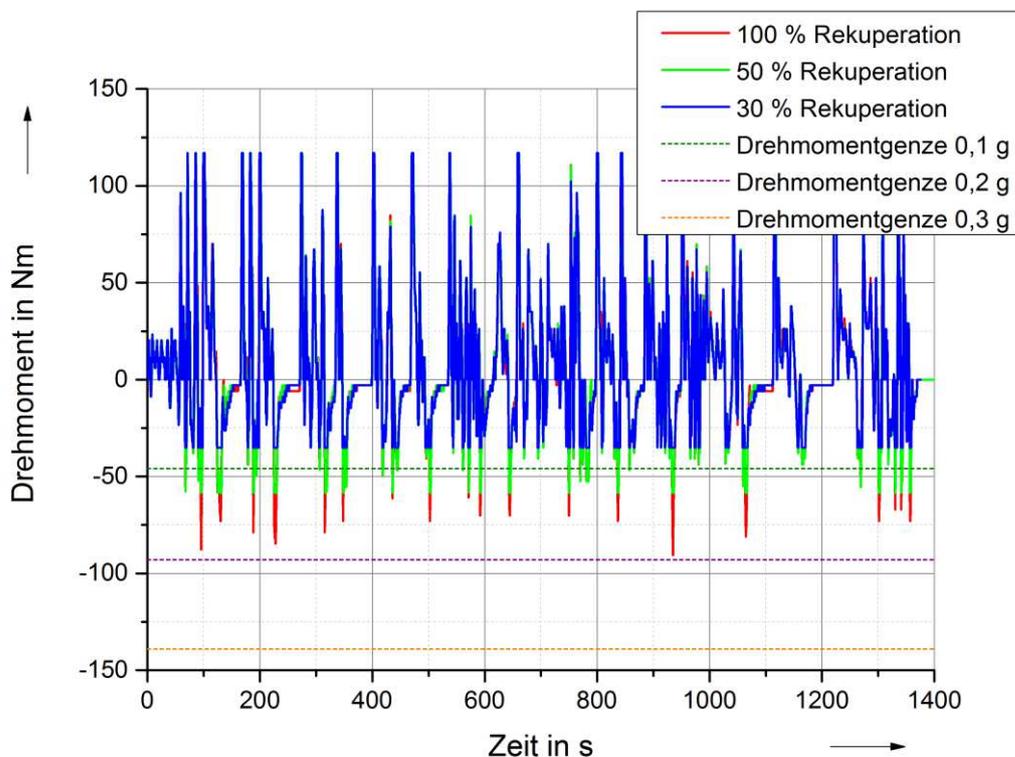


Abb. 55 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Bremsmomentbegrenzungen beim EV2 für den Fahrzyklus cologneE-Mobil

Ein direkter Vergleich der beiden Fahrzeuge zeigt, dass das Fahrzeug EV1 für den cologneE-Mobil Fahrzyklus einen besseren spezifischen Energieverbrauch hat. Ohne Nutzung der Rekuperation ist die Reichweite mit einer 23 kWh Batterie beim EV1 8 km und bei einer Rekuperation von 100 % 9 km größer. Für das Fahrzeug EV2 erhöht sich die Reichweite bei einem elektrischen Bremsmoment von 20 % (Tabelle.14 ASM2) um 30 km. Wird das Bremsmoment weiter erhöht, so erhöht sich auch die Gesamtreichweite des Fahrzeugs weiter auf 36 km bei 30 % bzw. auf 39 km bei 50 %.

Gerade für im innerstädtischen Verkehr kann durch die Nutzung der elektrischen Bremsung über den Antrieb die Reichweite der Fahrzeuge signifikant erhöht werden.

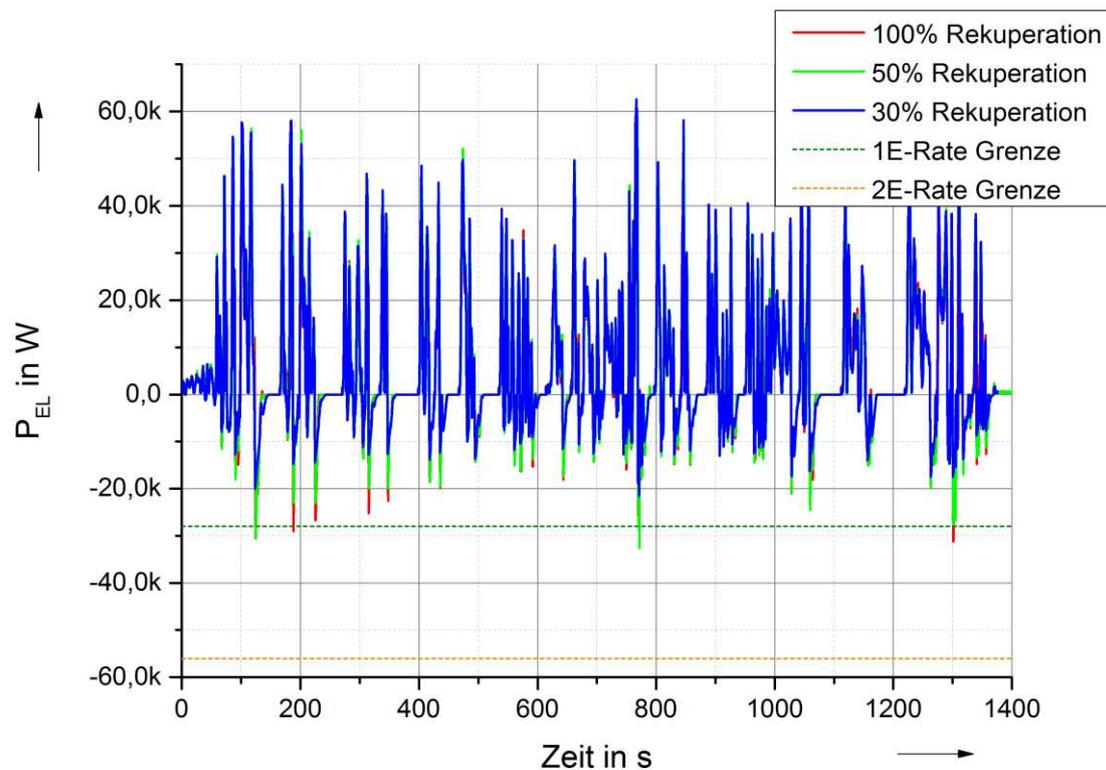


Abb. 56 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Bremsmomentbegrenzungen beim EV2 für den Fahrzyklus cologne-Mobil

Rekuperationsmoment	E [kWh]	$E_{\text{Spezifisch}}$ [Wh/km]	Reichweite (23kWh Batterie) [km]
0 %	2,5139	228,54	100,64
30 %	1,848	168	136,9
50 %	1,8078	164,35	139,95
100 %	1,8056	164,15	140,12

Tab. 17 Energieverbrauch, spezifischer Energieverbrauch und berechnete Reichweite für die verschiedenen Bremsmomente beim EV2; Fahrzyklus cologne-Mobil

### 4.3 Untersuchungen zum Einfluss des Betriebs von HV-Nebenverbrauchern auf die Reichweite von Elektrofahrzeugen

Im Vergleich zu herkömmlichen Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor, müssen sämtliche Nebenaggregate im Elektrofahrzeug zusätzlich über die Antriebsbatterie versorgt werden. Gerade energieintensive Verbraucher, wie die Innenraumheizung und der Klimakompressor werden direkt an der Antriebsbatterie betrieben, um die Stromwärmeverluste zu minimieren. Das restliche 12V-Bordnetz wird über einen DC-DC-Wandler über die Antriebsbatterie versorgt. Bei herkömmlichen

Fahrzeugen kann die Abwärme des Verbrennungsmotors für die Heizung genutzt werden. Da der elektrische Antrieb nicht annähernd so viel Abwärme wie ein Verbrennungsmotor produziert, muss die fehlende Wärme durch elektrische Energie aus der Antriebsbatterie generiert werden. Da der Energiegehalt aktueller Antriebsbatterien begrenzt ist und so die Reichweite von Elektrofahrzeugen auf 100 - 150 km (Tesla S 500 km nach NEFZ [69]) begrenzt, können die Nebenverbraucher die Gesamtreichweite des Fahrzeugs signifikant reduzieren. Beispielsweise ergaben sich bei Untersuchungen mit dem Mitsubishi M-iEV Reichweitenreduktionen von ca. 30 % beim Betrieb der Klimaanlage bei 35° C Außentemperatur und von ca. 46 % beim Betrieb der Innenraumheizung bei einer Außentemperatur von 0° C [70]. Allerdings ist es notwendig, Komfortsysteme in den Fahrzeugen anzubieten, um sie für potentielle Käufer nicht generell unattraktiv zu machen. So würde beispielsweise Heutzutage niemand bei einem Fahrzeug der Mittelklasse auf eine Heizung oder eine Klimaanlage verzichten.

Um den Einfluss der Nebenverbraucher auf die Reichweite zu untersuchen, wird das in Abschnitt 3.4 vorgestellte System zur Modellierung dieser Verbraucher verwendet. Das Leistungsprofil der zu simulierenden Nebenverbraucher wird über den PWM angesteuerten Leistungswiderstand dem System entnommen. Für die Untersuchungen wird das Fahrzeug mit den Parametern aus Abschnitt 3.5.3 verwendet. Im Folgenden werden nun zwei Beispiele für die elektrische Innenraumheizung eines Elektrofahrzeugs betrachtet. Zur generellen Ermittlung der elektrischen Leistungsaufnahme der Nebenaggregate von Elektrofahrzeugen werden die Daten des Fleetcarma-Projekts herangezogen. Im Rahmen dieses Projekts wurde der Verbrauch der Nebenverbraucher an im Markt befindlichen Elektrofahrzeugen gemessen. Die elektrische Leistungsaufnahme ist in Abbildung 57 für den Chevrolet Volt (insgesamt 4043 Fahrten) und den Nissan LEAF (insgesamt 7375 Fahrten) in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die Nebenverbraucher im Chevrolet Volt eine höhere Leistungsaufnahme als beim Nissan LEAF haben. Zudem wird deutlich, dass es im Heizbetrieb zu deutlich höheren Leistungsaufnahmen durch die elektrischen Heizsysteme kommt. Aus diesem Grund wird für die Untersuchungen eine Fahrt bei einer Außentemperatur von 0° C angenommen.

In einem ersten Beispiel kommt für die Erwärmung des Fahrzeuginnenraums eine Hochvolt Schichtheizung, wie sie in Elektrofahrzeugen eingesetzt wird zum Einsatz. Die elektrische Leistungsaufnahme in Abbildung 58 zeigt einen gestuften Anstieg bis zur Maximalleistung von 5 kW [73]. Mit dieser Leistung wird der Fahrzeuginnenraum (gemessen auf der Höhe des Fahrerkopfes) innerhalb von ca. 12,3 Minuten<sup>16</sup> von 0° C auf 25° C aufgeheizt. Nach Erreichen der Temperatur geht die elektrische Leistung auf einen Wert von 1835 W zur Erhaltung der Innenraumtemperatur zurück. Für diesen Wert wurde der mittlere Verbrauch beim Nissan LEAF bei 0° C (siehe Abbildung 57) angenommen. Im zweiten Beispiel wird für die Erwärmung des Fahrzeuginnenraums eine Kombination aus einer Flächenheizung und einer Wärmepumpe eingesetzt. Hierbei wird die Flächenheizung eingesetzt, um Flächen in der Nähe der im Fahrzeug befindlichen Personen (Fahrer und Beifahrer) auf 37° C aufzuheizen. Zudem wird das Wasser im Heizkreislauf über eine Wärmepumpe erwärmt. In Abbildung 87 sind die elektrische Leistungsaufnahme der beiden Heizsysteme, sowie die gesamte Leistungsaufnahme dargestellt. Wie schon im ersten Beispiel ist hier die Leistung dargestellt, die benötigt wird, um den Fahrzeuginnenraum mit der Flächenheizung und der Wärmepumpe auf ca. 25° C aufzuheizen.

---

<sup>16</sup> Werte aus Grafik in [73] Approximiert

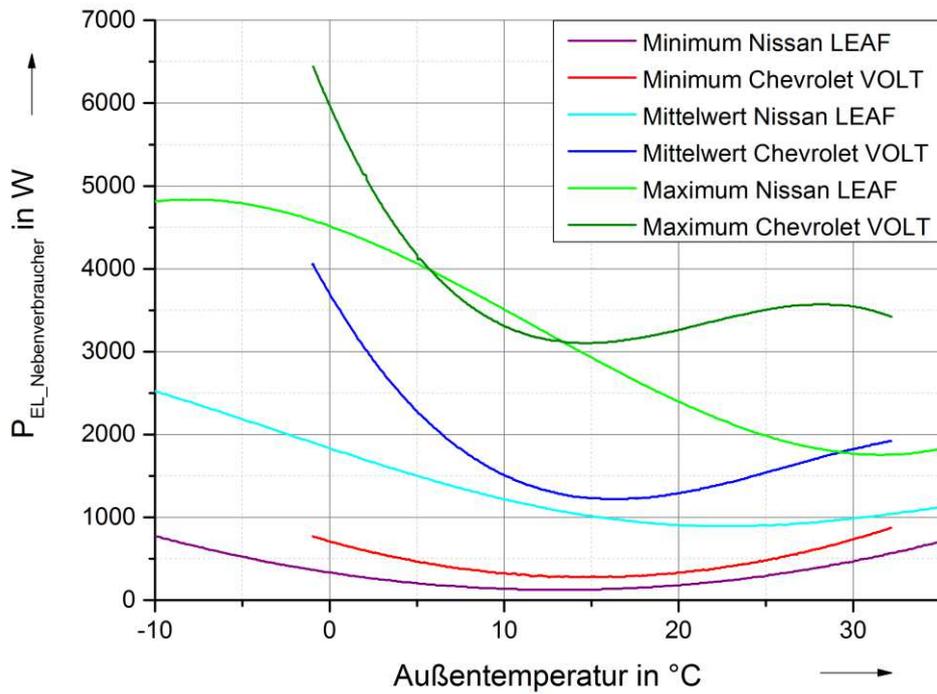


Abb.

57 Leistungsaufnahme der Nebenverbraucher in Abhängigkeit von der Außentemperatur am Beispiel des Nissan LEAF [71] und des Chevrolet VOLT. [72]

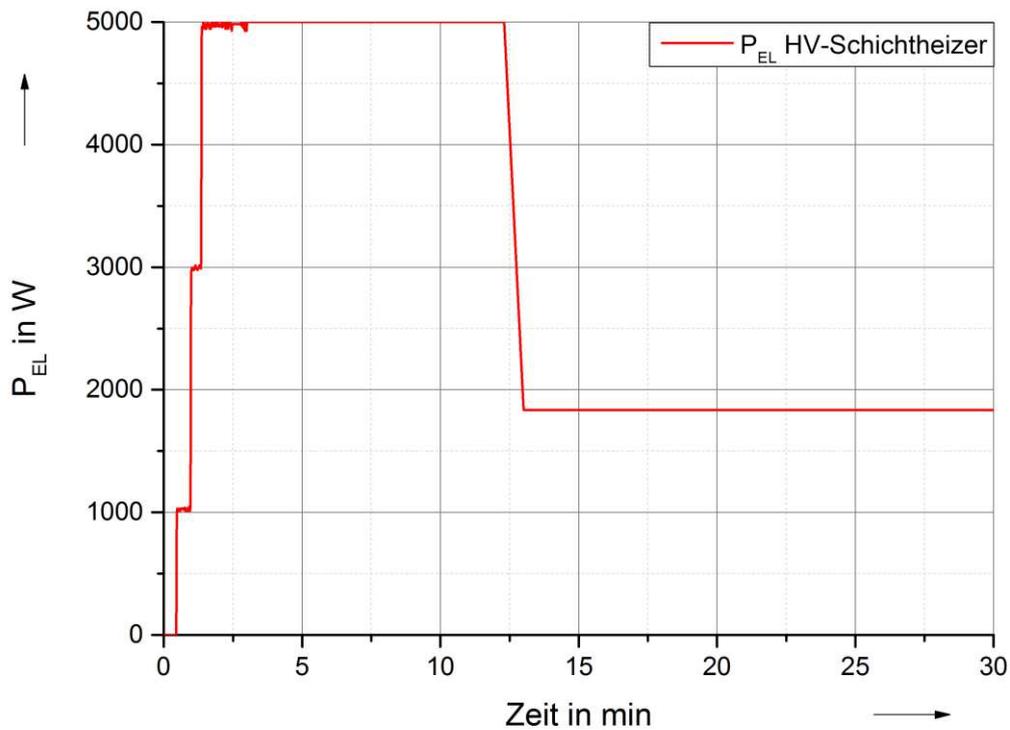


Abb. 58 Elektrische Leistungsaufnahme einer HV-Schichtheizung zur Erwärmung des Fahrzeuginnenraums auf 25° C bei einer Außentemperatur von 0° C

Eine weitere Möglichkeit den Energieverbrauch der Innenraumheizung zu minimieren, ist eine Vorheizung des Fahrzeugs im Ladebetrieb. Die Energie hierfür kann direkt dem Energieversorgungsnetz entnommen werden und das Fahrzeug muss lediglich die Energie zur Erhaltung der Innenraumtemperatur aus der Antriebsbatterie nehmen.

Zur Simulation des vorgeheizten Fahrzeugs wird die mittlere elektrische Leistung des Nissan Leaf bei 0° C als Verbrauch der HV-Heizung angenommen. Um den Einfluss der HV-Nebenverbraucher auf die Reichweite des Fahrzeugs zu untersuchen, werden die Leistungsprofile aus Abbildung 58 und Abbildung 59 über den steuerbaren Lastwiderstand im HiL-Aufbau realisiert. Als Fahrzyklus wird hierbei eine auf 30 Minuten verlängerte Version des cologne-Mobil Fahrzyklus verwendet. Die Ergebnisse in Abbildung 60 zeigen, wie die unterschiedlichen Lastprofile über den steuerbaren Widerstand im HiL-Aufbau realisiert werden. Durch eine entsprechende Ansteuerung des Lastwiderstands wird der geforderte Strom aus der Antriebsbatterie entnommen. Als Messwert wird hier direkt der vom BMS ausgegebene Batteriestrom verwendet. Aufgrund der Auflösung des Batteriestroms des BMS von 0,1A und der Skalierung auf das Originalfahrzeug kommt es zu der recht groben Diskretisierung der elektrischen Leistung.

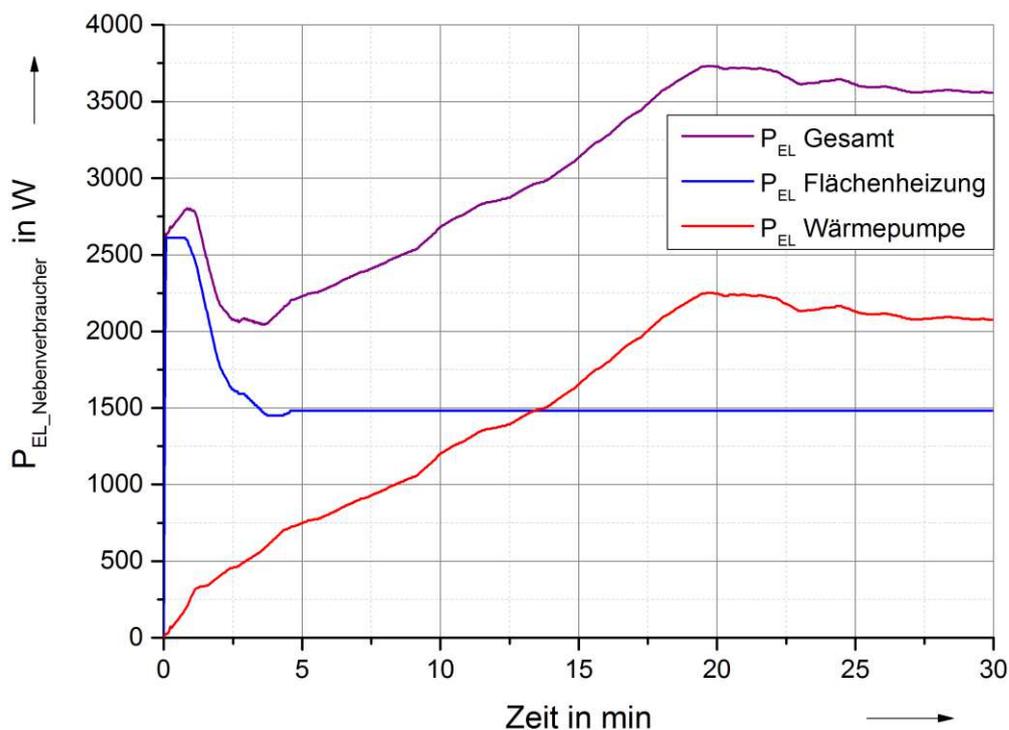


Abb. 59 Elektrische Leistungsaufnahme der Kombination aus einer Flächenheizung (verdoppelt für die Aufheizung von Fahrer und Beifahrerseite) und einer Wärmepumpe zur Aufheizung des Fahrzeuginnenraums auf 25°C bei einer Außentemperatur von 0°C [16]

Die Auswirkung der verschiedenen HV-Nebenverbraucher auf den Gesamtenergieverbrauch des Fahrzeugs im erweiterten cologne-Mobil Fahrzyklus ist in Abbildung 61 dargestellt. Es ist klar zu sehen, dass sich bei Aktivierung der HV-Heizung der Energieverbrauch des Fahrzeugs signifikant erhöht. Hierbei sind die beiden untersuchten Heizkonzepte (ohne Vorheizung des Fahrzeugs) mit Bezug auf den Energieverbrauch in etwa gleich.

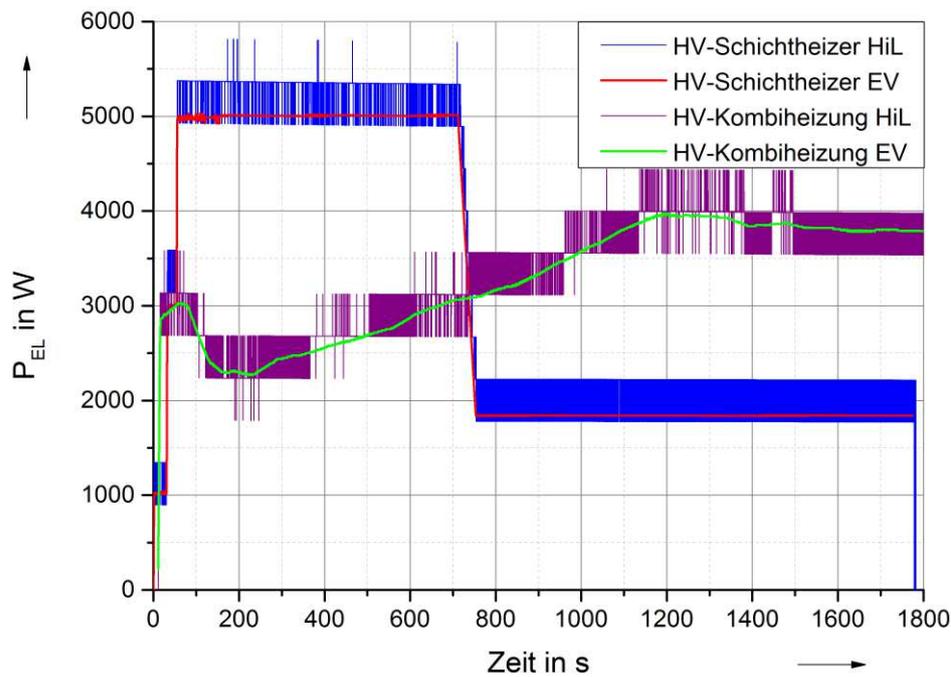


Abb. 60 Vergleich der elektrischen Leistungsaufnahme bei der beiden HV-Heizsysteme am EV1 und am HiL Aufbau

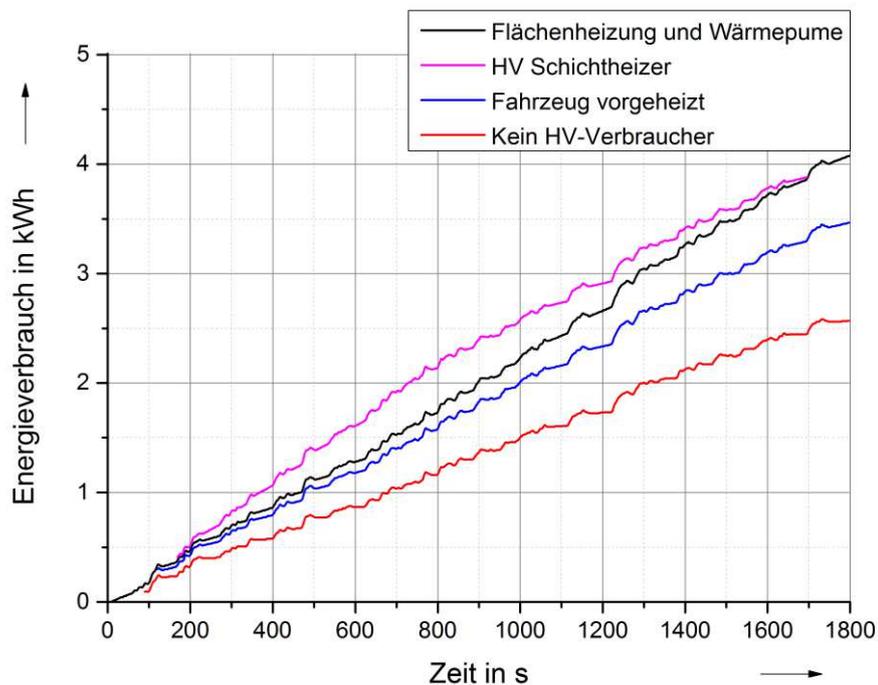


Abb. 61 Vergleich des Gesamtenergieverbrauchs für den erweiterten cologneE-Mobil Fahrzyklus bei verschiedenen HV-Nebenverbrauchern

Die unterschiedlichen Lastprofile in Abbildung 58 und Abbildung 59 haben Einfluss auf den Verlauf des Energieverbrauchs. Die HV-Schichtheizung hat anfangs die maximale Leistungsaufnahme. Aus diesem Grund steigt der Energieverbrauch zu Anfang des Fahrzyklus im Vergleich zur Kombination aus Flächenheizung und Wärmepumpe, die ihre maximale Leistungsaufnahme erst nach etwa 20 Minuten erreicht, stärker an. Die Energieverbräuche für die unterschiedlichen HV-Heizungen sind in Tabelle 18 noch einmal zusammengefasst. Insgesamt ergibt sich für beide Heizsysteme in etwa der gleiche Gesamtenergieverbrauch. Um die Leistungsaufnahme der HV-Nebenverbraucher im Fahrzeug weiter zu verringern besteht prinzipiell die Möglichkeit, das Fahrzeug während des Ladevorgangs vorzuheizen. Hierdurch muss die Heizung während der Fahrt nur die Energie bereitstellen, die nötig ist, um die Temperatur im Innenraum zu halten. Zudem wirkt sich auch eine aktive Temperaturregelung der Antriebsbatterie positiv auf die Reichweite der Fahrzeuge aus. Im gewählten Beispiel für das vorgeheizte Fahrzeug ergibt sich im Vergleich zum nicht vorgeheizten Fahrzeug eine Energieeinsparung von etwa einer halben Kilowattstunde. Insgesamt erhöht sich bei einer Nutzung der HV-Heizung für den betrachteten Fahrzyklus der Energieverbrauch des Fahrzeugs um ca. 1,5 kWh. Im Vergleich dazu erhöht sich der Energieverbrauch beim vorgeheizten Fahrzeug nur um 1 kWh. Eine weitere Reduktion des Energieverbrauchs könnte beispielsweise durch eine bessere Wärmeisolation erreicht werden.

<b>HV-Nebenverbraucher</b>	<b>Energieverbrauch [kWh]</b>
Kein HV-Verbraucher	2,572
HV-Heizung konstant Fahrzeug vorgeheizt	3,469
HV-Schichtheizer	4,052
Flächenheizung und HV-Wärmepumpe	4,081

Tab. 18 Vergleich der Energieverbräuche bei verschiedenen HV-Verbrauchern für den erweiterten colognE-Mobil Fahrzyklus

Über die Anwendung des II-Theorems auf den Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs kann die im Abschnitt 3 vorgestellte Power-HiL Umgebung zur Untersuchung der Energieeffizienz von Elektrofahrzeugen eingesetzt werden. Im Detail kann sowohl der Einfluss des eingesetzten Antriebssystems als auch der Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen und Hochvolt Nebenverbrauchern auf die Reichweite in verschiedenen Nutzungsszenarien untersucht werden. Bei der Variation des Fahrzeugantriebs ergeben sich Reichweitenerhöhungen von 3 km bei der betrachteten Überlandfahrt und von 5km bei der innerstädtischen Fahrt. Hierbei zeigt sich, dass im Wesentlichen der Systemwirkungsgrad des verwendeten Antriebs die Reichweite des Fahrzeugs bestimmt.

Einen deutlicheren Effekt auf den Energieverbrauch hat eine Variation der Rekuperationsleistung. Hier ergeben sich für beide Fahrzeuge maximale Reichweitenerhöhungen von bis zu 40 km bei der innerstädtischen Fahrt und von 23 km bei der Überlandfahrt. Eine Erhöhung der Rekuperationsleistung bei gleichzeitiger Beachtung der Batterielebensdauer sowie der Fahrstabilität verringert den Gesamtenergieverbrauch der Fahrzeuge deutlich. Beim Vergleich der beiden Fahrzyklen zeigt sich, dass gerade im innerstädtischen Verkehr, bedingt durch den vergleichsweise hohen Anteil der Bremsenergie rückgewinnung, ein geringerer Energieverbrauch bei den betrachteten Elektrofahrzeugen auftritt.

## 5 Anpassung der Power – HiL – Umgebung zur Untersuchung der Störaussendung des elektrischen Antriebsstrangs

Der zweite Hauptteil dieser Arbeit beschäftigt sich mit der Untersuchung der Störaussendung der in Elektro- und Hybridfahrzeugen eingesetzten elektrischen Antriebssysteme. Im Betrieb des Elektrofahrzeugs werden hier hochdynamisch Leistungen von der Batterie in den Antrieb und vom Antrieb in die Batterie transferiert. Durch die schnellen Schalthandlungen im Antriebsumrichter kommt es zu breitbandigen Störaussendungen, die sich sowohl im HV-Bordnetz als auch im restlichen Fahrzeug ausbreiten. Diese Störaussendungen werden an dem im Versuchsstand verwendeten Antriebssystem im stationären und dynamischen Betrieb gemessen. Da sich der Versuchsstand in einer Maschinenhalle befindet, die unter EMV-Gesichtspunkten eine sehr raue Umgebung darstellt, muss eine zusätzliche Schirmung des Antriebs erfolgen. Im Detail werden die auftretenden Störaussendungen in Form von Gleichtaktstörströmen am Antriebsstrang gemessen. Diese treten im Wesentlichen an den Antriebsleitungen zwischen Umrichter und Motor und an den Traktionsleitungen zwischen Umrichter und Batterie auf. Die Störaussendungen auf der Traktionsleitung werden zudem in Form der unsymmetrischen Störspannung mit einer für CISPR 25 Messungen eingesetzten  $5\mu\text{H}$   $50\Omega$  HV-NNB<sup>17</sup> gemessen. Zudem können die Störungen innerhalb des Motors von den Ständerwicklungen über die Lager auf die Antriebswelle überkoppeln. Diese werden direkt an der Welle über einen induktiven Messwertempfänger gemessen (siehe Abb.62).

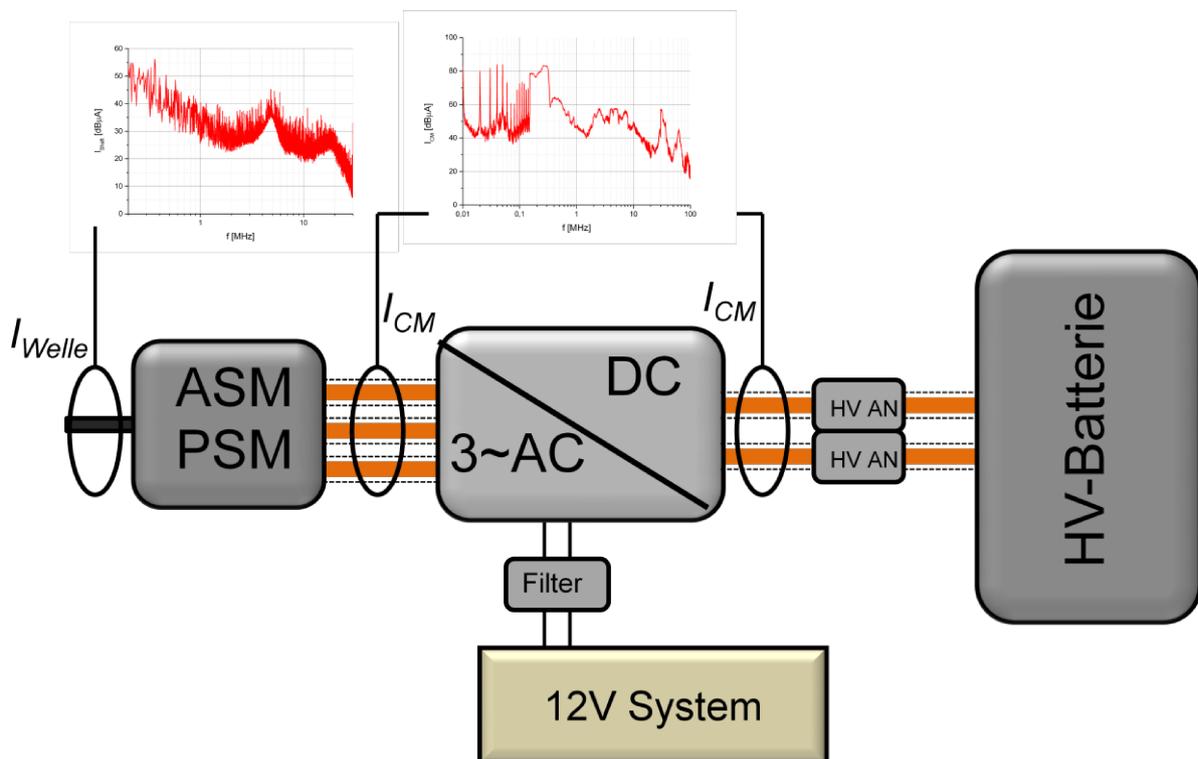


Abb. 62 Leitungsgebundene Störungen im Antriebssystem von Elektro- und Hybridfahrzeugen

<sup>17</sup> Hierbei handelt es sich um eine Netznachbildung  $5\mu\text{H}/50\Omega$  - HV-NNB, Fabrikat nach Entwurf CISPR/D/425/CDV die bei der Messung an der Traktionsleitung einen definierten  $50\Omega$  Abschlusswiderstand bereit stellt. Zudem werden die hochfrequenten Anteile des Störstroms kapazitiv ausgekoppelt und können so mit einem Messempfänger erfasst werden.

Um bei der Messung die Störaussendungen des Antriebssystems besser bewerten zu können, wird das Umrichter-Motor-System durch ein Metallgehäuse geschirmt und stellt somit die Karosserie des Fahrzeugs dar. Lediglich die Welle wird durch das Gehäuse nach außen geführt. Hierbei ist der Abstand zwischen der Welle und dem Schirmgehäuse allerdings sehr gering gehalten. Zudem werden die 12V-Zuleitungen zum Umrichter gefiltert und die geschirmte Leitung für die CAN Kommunikation vor dem Gehäuse mit Ferriten versehen, um dort einkoppelnde Störungen zu dämpfen. Für die Messung werden die Messleitungen, bevor sie ins Gehäuse geführt werden mit Ferritkernen versehen, um die parasitären Einflüsse von Störungseinkopplungen in die Kabelschirmung zu minimieren [74]. Eine Abbildung des Aufbaus mit den verschiedenen Maßnahmen ist in Abbildung 63 zu sehen.

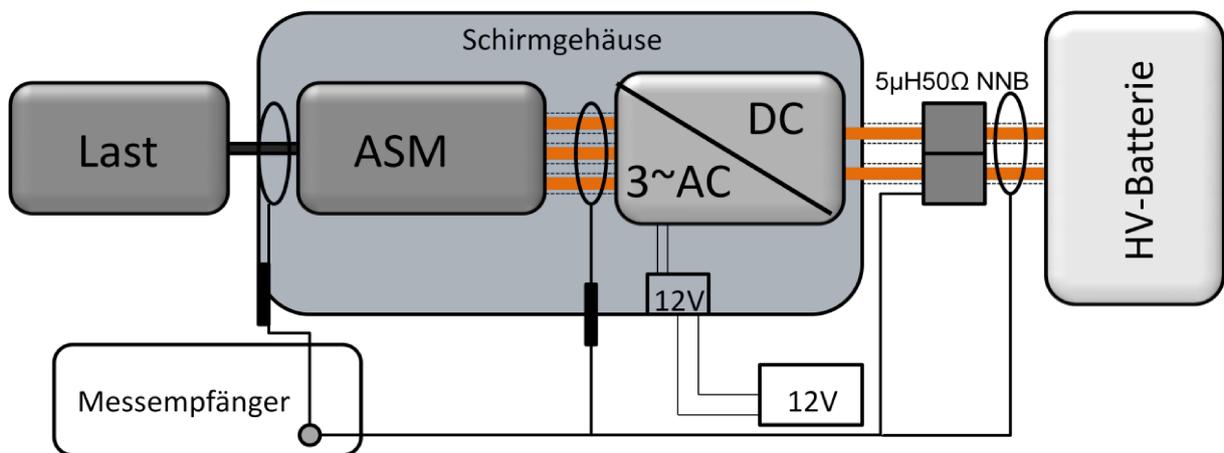


Abb. 63 Messaufbau zur Messung der Störaussendungen im Antriebsbordnetz von Elektrofahrzeugen

Für die Messung der Störströme auf den Antriebs- und den Traktionsleitungen, wird als Messwertaufnehmer die Strommesszange<sup>18</sup> verwendet. Unter Berücksichtigung des entsprechenden Umwandlungsfaktors kann dann der Gleichtaktstörstrom bestimmt werden. Für die Messung der Wellenströme wird ein Messwertaufnehmer<sup>19</sup> verwendet, der genau zwischen die Antriebswelle und die Motoraufhängung passt. Dieser ist in Abbildung 64 zu sehen. Dieser Messwertaufnehmer wird gegen die kommerzielle Stromzange kalibriert. Somit ergeben sich aus den Kalibrierdaten für die EZ-17 direkt die Umwandlungsfaktoren für den Wellenstrommesswertaufnehmer. Die an der Welle auftretenden Wellenströme fließen über die Erdung der Lastmaschine ab und induzieren im Messwertaufnehmer (Abbildung 64 rechts) eine Spannung. Mit Hilfe des Umwandlungsfaktors können dann die Wellenströme bestimmt werden. Zuletzt werden noch leitungsgebundene Messungen an den Traktionsleitungen mit Hilfe von Hochvolt-Bordnetznachbildungen nach CISPR 25 durchgeführt. Die entsprechenden Grenzwerte für die leitungsgebundenen Messungen mit Hilfe von Stromzangen und HV-Bordnetznachbildungen sowie die Parameter des Messempfängers sind in der CISPR 25 definiert und werden in Abschnitt 6 detailliert beschrieben.

<sup>18</sup> EZ-17 Rohde&Schwarz [75]

<sup>19</sup> Dieser Messwertaufnehmer wurde im Rahmen der Masterarbeit [77] erstellt



Abb. 64 Messwertaufnehmer zur Erfassung der Wellenströme (links: Bestimmung des Wandlungsmaßes [76]; rechts Messwertaufnehmer an der Antriebswelle)

## 5.1 Messung der Störaussendung im dynamischen Betrieb

Aktuell werden Emissionsmessungen sowohl an Elektro- und Hybridfahrzeugen als auch an den Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs nach CISPR 12 und CISPR 25 bei konstanten Betriebszuständen durchgeführt. Dies entspricht aber nicht unbedingt dem realen Fahrbetrieb eines Fahrzeugs, bei dem es zu starken Variationen des Betriebspunkts kommt. Da der verwendete Versuchsstand in der Lage ist neben einem konstanten Betrieb des Antriebs auch reproduzierbar dynamische Fahrzyklen (siehe Abschnitt 3.5.2) zu realisieren, können die Störungen sowohl über den Frequenz- als auch über den Zeitbereich untersucht werden. Für eine parallele Erfassung der Störemissionen des Antriebs bedarf es eines geeigneten Messsystems, welches in Abbildung 65 schematisch dargestellt ist. Für die Erfassung der Störaussendung im Zeit- und Frequenzbereich wird ein Messempfänger in Kombination mit einem Software Defined Radio (SDR) <sup>20</sup> eingesetzt. Dieser macht in definierten Zeitabständen eine Fast Fourier Transformation (FFT) über das gewünschte Frequenzband und visualisiert die Ergebnisse dann in Form eines Wasserfalldiagramms. Somit werden die zeitabhängigen Änderungen der Störaussendungen im Frequenzbereich sichtbar und Effekte die während der Fahrt des Elektrofahrzeugs auftreten, können untersucht werden. Da das SDR nur bis zu einer Frequenz von 30 MHz messen kann, muss für die Untersuchungen bei höheren Frequenzen ein Messempfänger<sup>21</sup> vorgeschaltet werden (siehe Abbildung 65). Dieser gibt das vorher gewählte Frequenzfenster (Mittelfrequenz und Bandbreite) bei der Zwischenfrequenz aus, welches dann wieder mit dem SDR im Zeitbereich untersucht werden kann. Anhand dieses Aufbaus kann der Einfluss von dynamischen Betriebszuständen auf die leitungsgebundenen Störaussendungen an verschiedenen Stellen des Antriebsstrangs untersucht werden.

<sup>20</sup> Perseus SDR [78]

<sup>21</sup> Bei dem verwendeten Messempfänger ESIB (Rhode&Schwarz) liegt diese bei 23,1 MHz

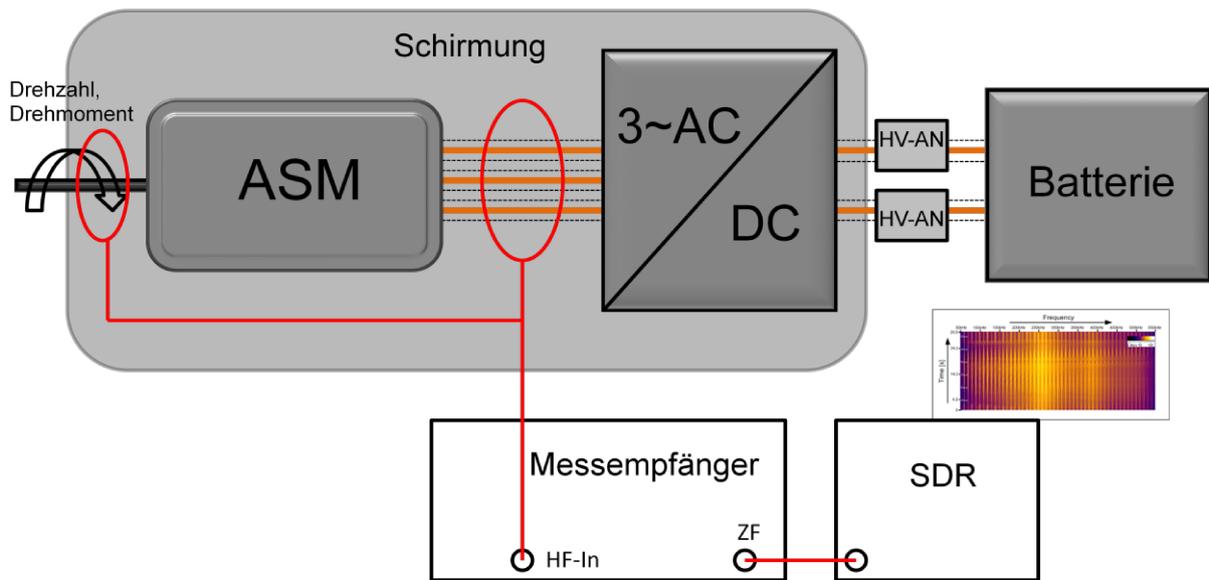


Abb. 65 Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Messung der Störaussendung des elektrischen Antriebs im Zeit- und Frequenzbereich für Frequenzen größer 30 MHz

## 5.2 Verifikation der Abschirmmaßnahmen und des Einflusses der Lastmaschine

Zunächst wird die Wirksamkeit der Abschirmmaßnahmen verifiziert und der Einfluss der Lastmaschine auf die Messung der Störaussendungen an der Antriebswelle, den Antriebsleitungen und den Traktionsleitungen untersucht. Hierzu wird jeweils eine Vergleichsmessung zwischen dem reinen Lastbetrieb und dem Betrieb des gesamten Systems durchgeführt. Beim reinen Lastbetrieb ist bis auf den zu untersuchenden Antriebsstrang die gesamte Peripherie eingeschaltet. Diese Peripherie beinhaltet sämtliche Netzteile zum Betrieb des Power-HiL und die Lastmaschine. Diese ist im motorischen Betrieb und generiert die Drehzahl und das Drehmoment. Diese Messung dient somit der Erfassung des Einflusses der Lastmaschine und der Umgebung auf die Messergebnisse. Nach CISPR 25 muss für eine Messung mindestens ein Signal-Rausch-Abstand von 6 dB bei der zu untersuchenden Frequenz gegeben sein. In Abbildung 66 sind die Ergebnisse für die Untersuchung des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung dargestellt. Es ist deutlich zu sehen, dass nahezu für den gesamten betrachteten Frequenzbereich ein sehr hoher Unterschied zwischen dem Einzelbetrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Aufbaus besteht. Der Einfluss der Lastmaschine auf die Untersuchung der Gleichtaktstörung auf der Antriebsleitung kann also bis auf den Bereich ab 90 MHz vernachlässigt werden. In Abbildung 67 ist der Einfluss der Lastmaschine auf die Messung der unsymmetrischen Störspannung auf den Traktionsleitungen dargestellt. Für die Messung wird eine HV-Bordnetznachbildung nach CISPR 25 verwendet. Wie auch schon bei der Untersuchung des Gleichtaktstörstroms ist im Falle der unsymmetrischen Störspannung der Einfluss der Lastmaschine bis zu einer Frequenz von 90 MHz sehr gering.

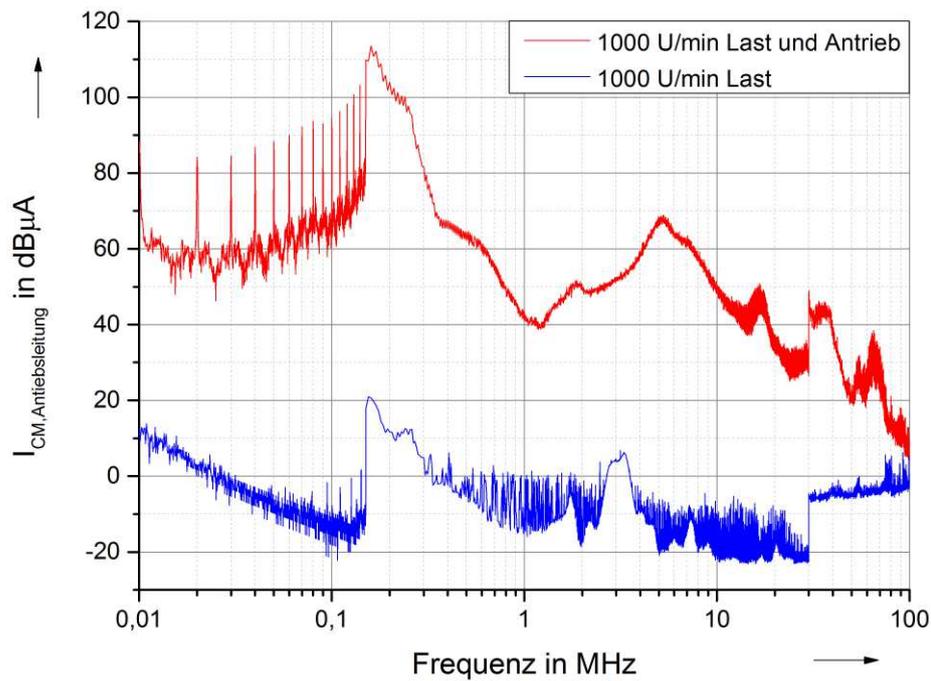


Abb. 66 Vergleich des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs

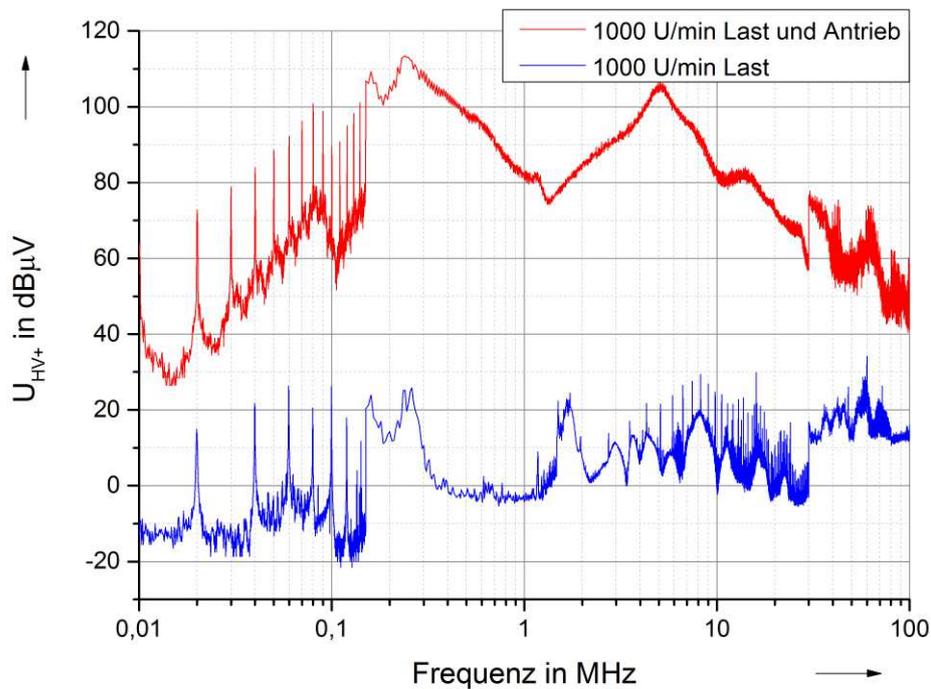


Abb. 67 Vergleich der Störspannung (Peak-Messung) auf der HV+Leitung zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs

Bei der Messung der Wellenstörströme ist der Einfluss der Lastmaschine im Vergleich zu den anderen Messpunkten deutlich höher. Dies ist, wie beim realen Elektrofahrzeug der Tatsache geschuldet, dass die Antriebswelle in der Regel ungeschirmt aus dem Antriebsbordnetz geführt wird. Dadurch können im Aufbau Störungen aus der Umgebung auf die Welle einkoppeln und werden von der Messspule erfasst. Zudem hat auch der Betrieb der Lastmaschine durch die Bürsten einen Einfluss auf die detektierten Wellenströme. Allerdings ist der Einfluss der Lastmaschine, da sie nicht direkt leistungselektronisch geregelt wird, auf die gemessene Störaussendung relativ gering. Die Ergebnisse in Abbildung 68 zeigen, dass für große Teile des betrachteten Frequenzbereichs ein ausreichend großer Signal-Rausch-Abstand vorliegt. Die nachfolgenden Untersuchungen im dynamischen Betrieb des Antriebs erfolgen dann bei Frequenzen mit einem Mindest Signal-Rausch-Abstand von 6 dB. Wie in Abbildung 69 zu sehen, ist dies für einen großen Teil des betrachteten Frequenzbereichs gegeben. Bei Frequenzen über 20 MHz wird der Einfluss der Lastmaschine und der Umgebung allerdings zu groß.

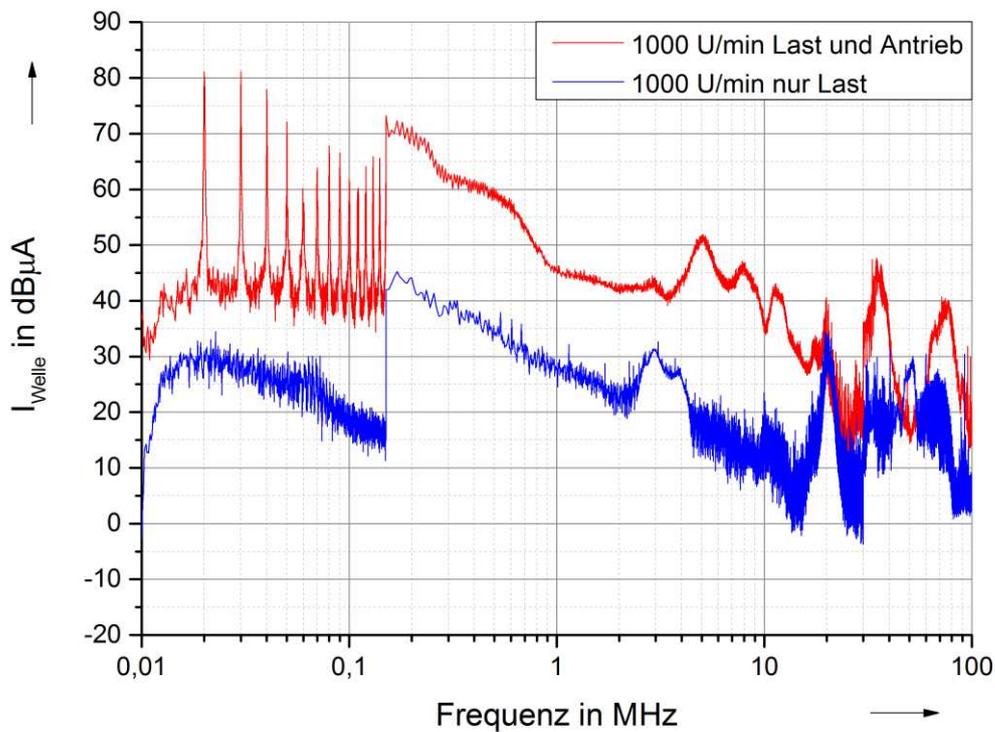


Abb. 68 Vergleich des Störstroms auf der Antriebswelle zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs

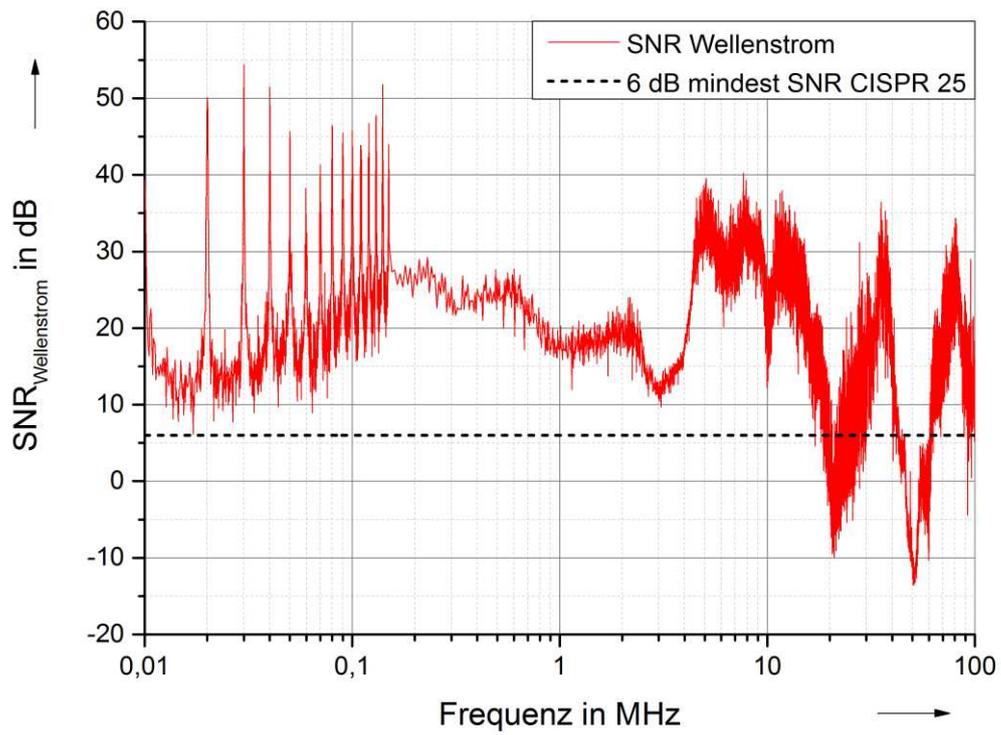


Abb. 69 Signal-Rausch Abstand für die Messung der Gleichtaktströme an der Antriebswelle

## 6 Ableitung eines Simulationsmodells zur Modellierung der im Elektrofahrzeug auftretenden Störungen im stationären Betrieb

Neben der messtechnischen Erfassung auftretenden Störungen im Power-HiL Prüfstand können anhand eines Simulationsmodells auch der Einfluss verschiedener Motoren, verschiedener Antriebsleitungen und verschiedener IGBTs (hier im speziellen die Schaltgeschwindigkeiten) auf die Störaussendungen simulativ untersucht werden. Zudem wird durch das Modell ein grundlegendes Verständnis für die auftretenden Störungen und die unterschiedlichen Kopplungsmechanismen vermittelt. Das Modell umfasst die Hauptkomponenten des elektrischen Antriebsstrangs. Die Batterie wird im Modell lediglich als statische Quelle simuliert, da von ihr selbst außer beim Schalten der HV-Schütze keine Störaussendungen ausgehen. Das Schalten der Schütze verursacht, wie die Pulse des Antriebsumrichters eine breitbandige Störaussendung, die allerdings nur einmalig beim Einschalten auftritt. Die zusätzlichen Module des HiL-Aufbaus, wie der Laderegler und der regelbare Lastwiderstand, werden im Modell nicht berücksichtigt. Für die Simulation wird ein auf der Knotenpotentialanalyse basierendes Berechnungsprogramm<sup>22</sup> verwendet. Die Komponenten des Antriebsstrangs (Umrichter, Antriebsleitung und Antriebsmotor) werden somit in Form von diskreten Bauelementen modelliert. Die Beschreibung der Modelle sowie die analytische und messtechnische Bestimmung der Bauteilparameter werden in den folgenden Unterabschnitten separat behandelt.

### 6.1 Modellierung der Antriebsleitungen

Da auf den Antriebsleitungen sehr hohe hochdynamische Ströme zwischen dem Umrichter und den Statorwicklungen des Antriebs fließen, liegt der Fokus des Gesamtmodells auf der Simulation der Antriebsleitungen. Im Allgemeinen werden in aktuellen Elektro- und Hybridfahrzeugen zwei unterschiedliche Schirmkonzepte eingesetzt. Hauptsächlich kommen aufgrund der besseren Handhabung drei einzeln geschirmte Leitungen zum Einsatz. Es gibt aber auch Antriebssysteme, die eine Kombination aus drei ungeschirmten Leitungen und einer gemeinsamen Schirmung verwenden. Prinzipiell ist es zudem möglich, beide Schirmkonzepte zu kombinieren [9], um die Schirmwirkung weiter zu verbessern. Diese Untersuchungen haben allerdings gezeigt, dass der erhebliche Mehraufwand für die Schirmung und die Verschlechterung der Flexibilität der Leitung in Relation zu der geringfügigen Verringerung der Störaussendung nicht praktikabel sind.

#### 6.1.1 Antriebsleitungen mit Summenschirmung

Die Modellierung der Antriebsleitungen mit Summenschirmung durch diskrete Bauelemente erfolgt auf Basis des folgenden Ersatzschaltbildes. Die drei Phasenleitungen werden im Wesentlichen durch ihren Widerstands- und ihren Induktivitätsbelag beschrieben. Gleiches gilt für den äußeren Summenschirm. Da die Beschreibung mit Hilfe von diskreten Bauelementen nur für elektrisch kurze Leitungen ( $l \leq \frac{\lambda}{10}$ ) anwendbar ist,

---

<sup>22</sup> LTSpice

gilt das Ersatzschaltbild in Abbildung 70 bei einer Leitungslänge von 1 m bis zu einer Frequenz von 30 MHz. Sollen längere Leitungen bzw. höhere Frequenzen simuliert werden, so sind mehrere Grundelemente der Antriebsleitung in Reihe zu schalten.

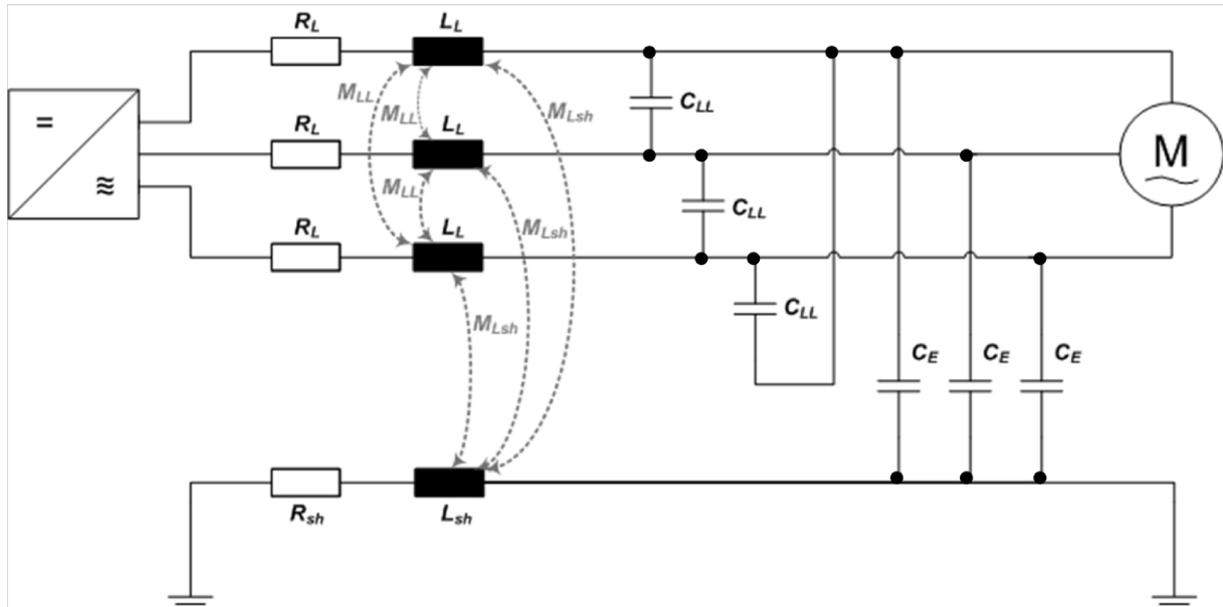


Abb. 70 Ersatzschaltbild zur Modellierung der Antriebsleitungen mit Summenschirmung

Zur Bestimmung des Widerstandsbelags der Leitungen, können - soweit vorhanden - die Angaben aus dem Herstellerdatenblatt verwendet werden. Alternativ kann der Widerstandsbelag für die Phasenleitungen und den Schirm mit den geometrischen Parametern der Leitung und der Leitfähigkeit  $\kappa$  anhand der Formel

$$R_{Sh} = \frac{l}{\kappa \cdot A} \quad (6.1)$$

berechnet werden.

Da die Grundfrequenz des Stroms auf den Phasenleitungen im betrachteten Antriebstrang unter 100 Hz (10000 U/min bei 2 Polpaaren 83,3 Hz) liegt, werden zur Vereinfachung die Einflüsse des Skineffekts, der durch den Phasenstrom verursacht wird, auf den effektiven Querschnitt der Leitung vernachlässigt. Da die höheren Frequenzanteile des Phasenstroms eine deutlich geringere Amplitude aufweisen, hat hier die Verringerung des effektiven Querschnitts mit steigender Frequenz bei gleichzeitiger Reduzierung der Stromstärke einen geringen Einfluss. Die Eigeninduktivitätsbeläge der Leitungen und des Schirms hängen von den geometrischen und den Materialparametern der Leitung ab und werden mit Hilfe der Methode der partiellen Induktivitäten [79] bestimmt. Die Eigeninduktivität setzt sich aus einer inneren und einer äußeren Eigeninduktivität zusammen. Da der innere Eigeninduktivitätsbelag, der bei runden Leitern unabhängig von Querschnitt 80 nH/m [80] beträgt und im Verhältnis zur äußeren Induktivität sehr klein ist, wird er im Modell vernachlässigt. Die äußere Eigeninduktivität bestimmt sich aus dem Strom, der durch den Leiter fließt und dem magnetischen Fluss der dadurch in seiner Umgebung resultiert.

$$L_L = \frac{\psi}{I_L} \quad (6.2)$$

Der magnetische Fluss berechnet sich aus dem Flächenintegral über die magnetische Flussdichte wobei hier die Referenzfläche eine Rechteckfläche darstellt, die an den Leiter angrenzt und somit von allen Feldlinien durchsetzt wird (siehe Abbildung 71).

$$\psi = \iint_{A_{REF}} \vec{B} \cdot d\vec{A}_{REF} \quad (6.3)$$

Daraus folgt:

$$L_L = 1/I_L \cdot \iint_{A_{REF}} \vec{B} \cdot d\vec{A}_{REF} \quad (6.4)$$

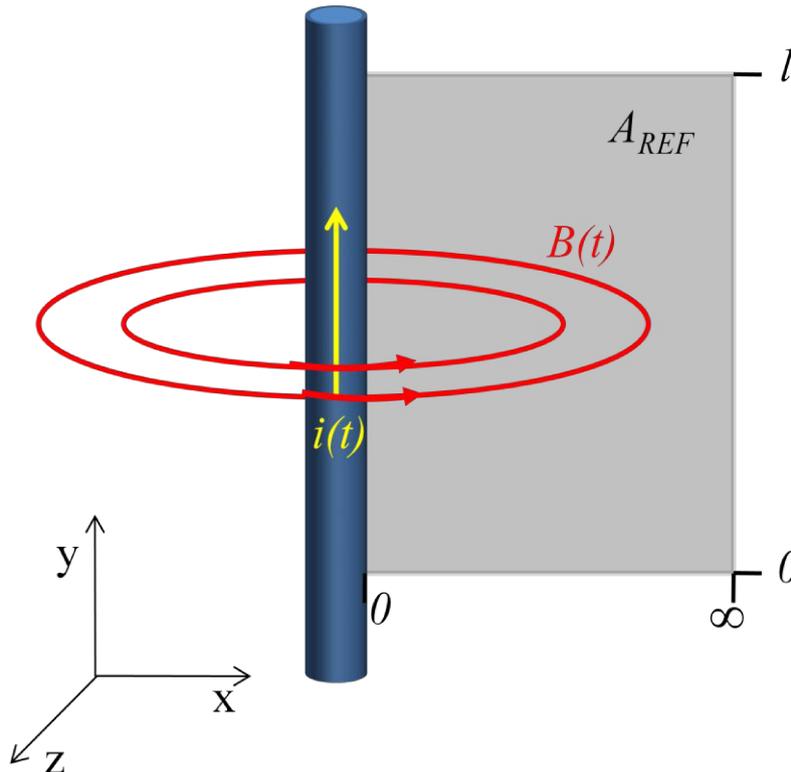


Abb. 71 Magnetisches Feld eines stromdurchflossenen Leiters und Referenzfläche zur Bestimmung der Eigeninduktivität

Nach Berechnung des Integrals für die Rechteckfläche senkrecht zum Leiter ergibt sich die äußere Eigeninduktivität eines runden Leiters zu:

$$L'_L = \frac{\mu \cdot l_l}{2\pi} \left( \ln \left( \frac{l_l}{r_l} + \sqrt{\frac{l_l^2}{r_l^2} + 1} \right) + \frac{r_l}{l_l} - \sqrt{\frac{r_l^2}{l_l^2} + 1} \right) \quad (6.5)$$

Die Eigeninduktivität hängt also von den geometrischen Parametern (Länge der Leitung  $l_l$  und Radius der Leitung  $r_l$ ) der Leitung und der Permittivität außerhalb des Leiters ab. Für eine detaillierte Lösung des Integrals sei auf die Arbeit [81] verwiesen. Da bei der Eigeninduktivität einer Leitung nur die äußere Eigeninduktivität betrachtet wird, kann analog mit Gleichung (6.5) die Eigeninduktivität der Kabelschirmung berechnet werden. Zur Modellierung der induktiven Kopplung zwischen den Leitern untereinander und zwischen den Leitern und der Summenschirmung müssen die entsprechenden Gegeninduktivitäten bestimmt werden.

Die Gegeninduktivität zwischen zwei Leitern ist ein Maß dafür, welcher magnetische Fluss von einem Strom in Leiter 1 in einer Referenzfläche senkrecht zu Leiter 2 verursacht wird. Analog zur Berechnung der äußeren Eigeninduktivität eines Leiters ergibt sich die Gegeninduktivität zwischen zwei parallelen Leitern aus der Lösung des Integrals in (6.4) für die Fläche parallel zu Leiter 2. Nach Lösung des Integrals berechnet sich die partielle Gegeninduktivität zwischen zwei parallelen Leitern in Abhängigkeit von der Leiterlänge  $l$  und dem Abstand der Leiter  $d$  zu:

$$M'_{LL} = \frac{\mu \cdot l}{2 \cdot \pi} \left( \ln \left( \frac{l}{d} + \sqrt{\frac{l^2}{d^2} + 1} \right) + \frac{d}{l} - \sqrt{\frac{d^2}{l^2} + 1} \right). \quad (6.6)$$

Die induktive Kopplung zwischen den drei Innenleitern und der gemeinsamen Schirmung wird durch die Gegeninduktivitäten zwischen Innenleiter und Schirm in Abbildung 72 modelliert. Zur Berechnung dieser Kopplung können allerdings nicht die klassischen Kabelmodelle aus der Nachrichtentechnik [82] verwendet werden, da im Falle der Antriebsleitungen nicht der Kabelschirm sondern die anderen Phasenleitungen den Rückleiter darstellen. Zur Bestimmung der Gegeninduktivität wird vereinfachend angenommen, dass sich nur ein Leiter mittig in der Schirmung befindet.

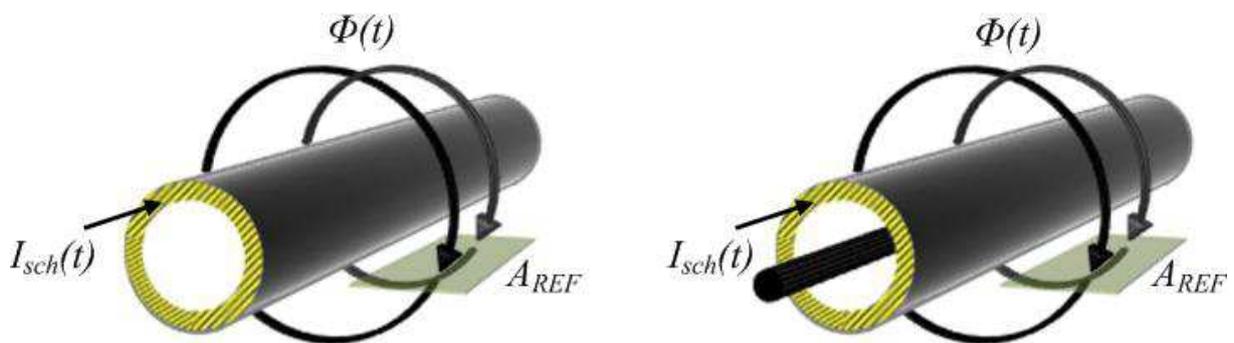


Abb. 72 Magnetischer Fluss eines stromdurchflossenen Hohlleiters (links ohne Innenleiter; rechts mit Innenleiter) zur Bestimmung der Gegeninduktivität zwischen Innenleiter und Schirm [8]

Fließt ein Strom durch den Schirm, entsteht in seiner äußeren Umgebung ein magnetischer Fluss, welcher sich nach (6.3) berechnen lässt. Somit kann zur Bestimmung der Eigeninduktivität des Schirms die Gleichung (6.5) verwendet werden. Wird im Folgenden (Abbildung 72 rechts) der Innenleiter in der Schirmung platziert, so ergibt sich der gleiche magnetische Fluss, wie für den Fall ohne Innenleiter. Somit ist die Gegeninduktivität zwischen Innenleiter und Schirmung gleich der Eigeninduktivität des Schirms [83]

$$M_{L,Sch} = L_{Sch}. \quad (6.7)$$

Zur Simulation der kapazitiven Kopplung müssen im nächsten Schritt noch die Kapazitätsbeläge (Abbildung 44) zwischen den Phasenleitungen untereinander und zwischen den Leitungen und der Summschirmung bestimmt werden. Diese hängen, wie auch die Induktivitätsbeläge, von den Materialparametern und der Kabelgeometrie ab. Zur Bestimmung der Kapazitätsbeläge, kann die Methode der Spiegelladungen verwendet werden.

Hierzu werden die Phasenleitungen durch Linienladungen im Inneren der Schirmung ersetzt und entsprechende Spiegelladungen außerhalb der Schirmung angeordnet (siehe Abbildung 73). Die Abstände zwischen den Linien und den Spiegelladungen können anhand des Gesetzes der reziproken Radien bestimmt werden

$$b = \frac{D^2}{4a} . \quad (6.8)$$

Unter Verwendung aller geometrischer Abmessungen und Materialparameter lassen sich nun die Leiter-Schirm- oder Leiter-Erd-Kapazitäten berechnen. Für eine detaillierte Herleitung der Gleichung sei auf [84] verwiesen. Die Leiter-Erd-Kapazität ergibt sich zu

$$C'_{L,Sch} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln\left(\frac{16a(b^3-a^3)}{3D^3d}\right)} . \quad (6.9)$$

Mit diesem Kapazitätsbelag kann der Kapazitätsbelag zwischen den Leitern berechnet werden [84]:

$$C'_{LL} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{3 \ln\left(\frac{2\sqrt{3}a(b-a)}{d\sqrt{a^2+b^2+ab}}\right)} - \frac{1}{3} C'_{L,Sch} . \quad (6.10)$$

Mit Hilfe der in diesem Abschnitt präsentierten Gleichungen können nun sämtliche Elemente des ESB in Abbildung 70 bestimmt werden.

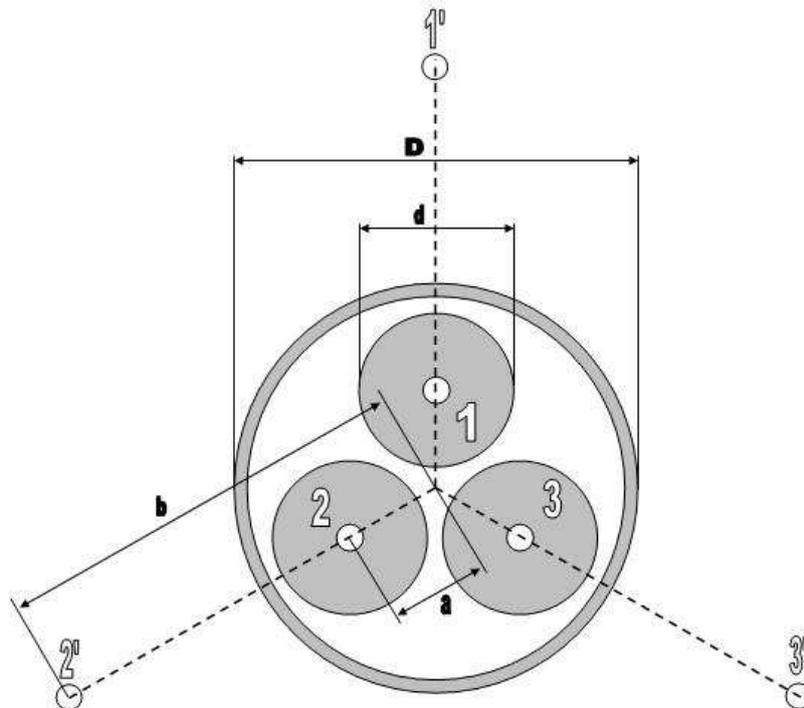


Abb. 73 Aufbau der Antriebsleitung mit Summenschirm mit Linien- und Spiegelladungen zur Bestimmung der Kapazitätsbeläge

## 6.1.2 Antriebsleitungen mit Einzelschirmung

Neben den Antriebsleitungen mit Summenschirmung werden in aktuellen Elektrofahrzeugen aufgrund der hohen Flexibilität hauptsächlich einzeln geschirmte Leitungen eingesetzt. Zur Simulation dieser Leitungen wird das in Abbildung 74 dargestellte Ersatzschaltbild verwendet. Die Berechnung der Parameter erfolgt hier lediglich für den Fall der symmetrischen Dreieckverlegung. Auch hier werden jeweils die Innenleiter und Einzelschirmungen durch ihre Widerstands- und Induktivitätsbeläge modelliert. Zur Modellierung der kapazitiven Kopplung im Gesamtsystem wird die Leiterschirmkapazität der einzelnen Adern verwendet. Durch die Schirmung tritt keine kapazitive Kopplung mehr zwischen den Innenleitern untereinander auf. Allerdings gibt es eine kapazitive Kopplung zwischen den Einzelschirmen untereinander, die zusätzlich modelliert werden muss. Induktive Kopplung tritt im betrachteten System im Wesentlichen zwischen Innenleiter und Schirm auf. Es kommt aber auch zu einer induktiven Kopplung zwischen den Innenleitern und den Einzelschirmen untereinander. Zur Berechnung der ESB-Parameter können größtenteils die Gleichungen aus dem vorigen Abschnitt verwendet werden. Lediglich die geometrischen Parameter müssen entsprechend angepasst werden. Analog zu den Leitungen mit Summenschirm können die Widerstands- und die Eigeninduktivitätsbeläge der Innenleiter und der Einzelschirmungen anhand der Gleichungen (6.1) und (6.5) bestimmt werden. Für die kapazitive Kopplung zwischen Innenleiter und Schirm kann die Gleichung zur Berechnung der Kapazität eines Zylinderkondensators verwendet werden [85].

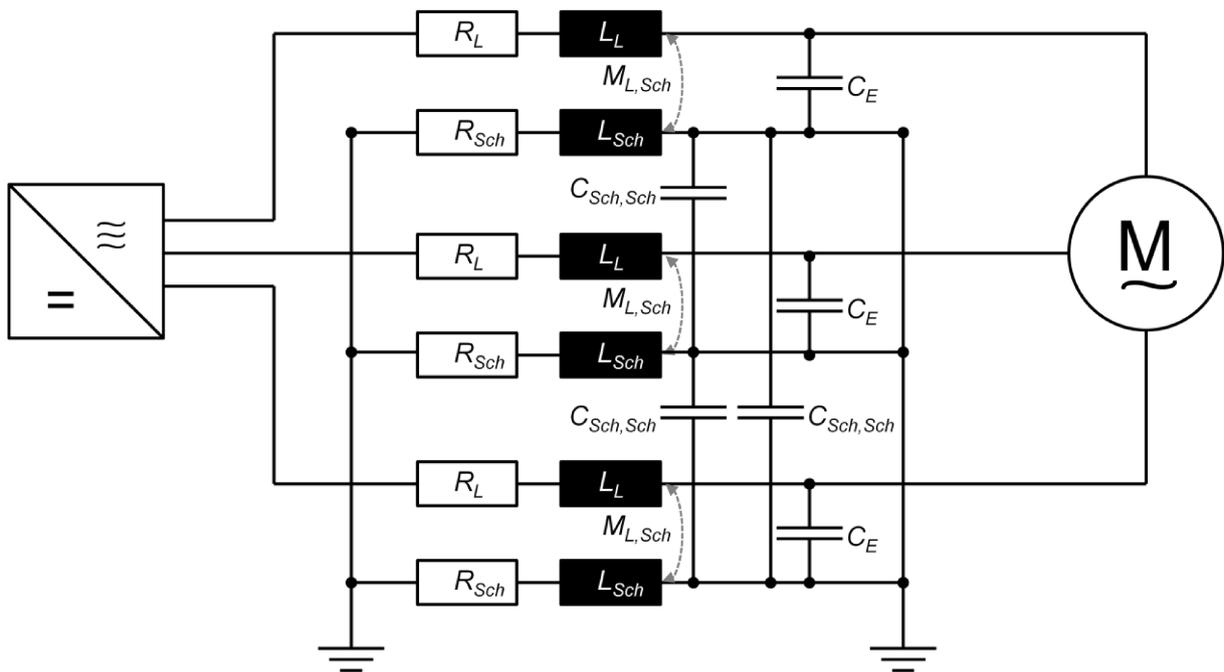


Abb. 74 Ersatzschaltbild zur Modellierung der Antriebsleitungen mit Einzelschirmung

$$C'_E = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r \frac{l}{\ln\left(\frac{r_a}{r_i}\right)} \quad (6.11)$$

Die Kapazitätsbeläge zwischen den Einzeladerschirmen  $C_{Sch,Sch}$  untereinander können ähnlich wie bei der Berechnung von Freileitungen ermittelt werden. Allerdings ist dies nur eine Näherung, da hier lediglich die Kapazitätsbeläge zwischen drei Linienladungen betrachtet werden. Da der Hauptanteil der kapazitiven Kopplung aber in den einzelnen Adern auftritt, kann für die Kopplung der Schirme untereinander diese Näherung verwendet werden. Zur Modellierung der induktiven Kopplung im betrachteten System werden sämtliche Verkopplungen durch Gegeninduktivitäten modelliert. Zum einen tritt induktive Kopplung zwischen dem Innenleiter und dem Schirm auf. Diese Gegeninduktivität kann analog zur Antriebsleitung mit Summenschirm (6.5), (6.7) berechnet werden. Zudem treten aber auch induktive Kopplungen zwischen den Innenleitern und den Einzeladerschirmen untereinander auf. Bei den Innenleitern kann die Kopplung nach Gleichung (6.6) für zwei parallele Leitungen bestimmt werden. Die Gegeninduktivität zwischen den Einzeladerschirmen wird mit Gleichung (6.6), mit dem mittleren Abstand der Schirme zueinander, angenähert. Da der Stromfluss über die Schirmung aber im Vergleich zum Hauptstromfluss gering ist, wirkt sich diese Annäherung nicht so stark auf das Gesamtergebnis aus. Die Kopplung zwischen den Innenleitern wirkt hier stärker, da nur ein Teil des Stroms durch den Schirmstrom kompensiert wird.

## 6.2 Modellierung des Elektroantriebs

Im nächsten Schritt wird das Modell zur Simulation des Elektroantriebs beschrieben. In aktuellen Elektrofahrzeugen werden Drehstromantriebe verwendet. Im verwendeten Versuchsstand kommt eine 4-polige Asynchronmaschine zum Einsatz. Da eine solche Maschine im Vergleich zu den Antriebsleitungen eine wesentlich komplexere Geometrie aufweist, werden für die Generierung eines geeigneten Ersatzschaltbildes Messungen von Gleichtakt- und Gegentaktimpedanz herangezogen<sup>23</sup>. Da an jeder Antriebsleitung eine Statorwicklung angeschlossen ist, werden die insgesamt drei Statorwicklungen im Modell verwendet. In der folgenden Abbildung ist das verwendete Ersatzschaltbild einer Statorwicklung dargestellt [8].

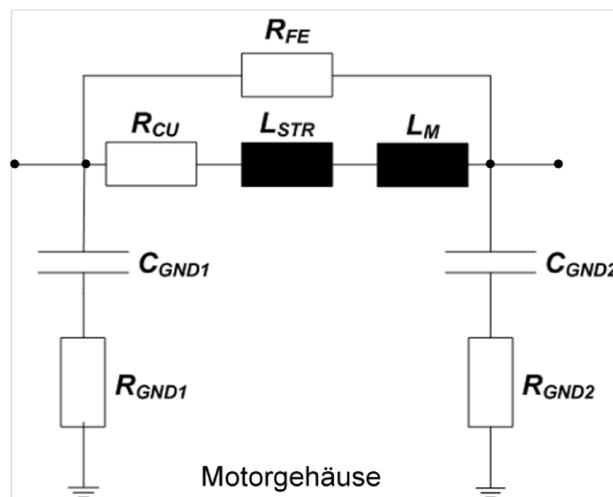


Abb. 75 Ersatzschaltbild zur Modellierung einer Statorwicklung der Asynchronmaschine

<sup>23</sup> Das verwendete Ersatzschaltbild und die Berechnung seiner einzelnen Elemente basiert auf der Arbeit [86]. Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Modell allerdings noch um weitere Elemente zur Simulation von Lastströmen und der Störaussendung auf die Motorwelle ergänzt.

Die Statorwicklung besteht im Hauptstromflusspfad im Wesentlichen aus einem Kupferwicklungswiderstand und einer Hauptinduktivität, die in eine Streuinduktivität  $L_{STR}$  und in eine Hauptinduktivität  $L_M$  aufgeteilt wird. Die ohmschen Kupferverluste der Wicklung werden durch den Widerstand  $R_{CU}$  im Hauptstrompfad und die Eisenverluste werden durch den parallelen Widerstand  $R_{FE}$  modelliert. Zudem wird noch die kapazitive Kopplung zwischen der Wicklung und dem Motorgehäuse durch die Kapazitäten  $C_{GND1}$  und  $C_{GND2}$  modelliert. Da die drei Wicklungen einer Asynchronmaschine identisch gewickelt sind und die Maschine symmetrisch aufgebaut ist, können für alle Statorwicklungen die gleichen ESB Parameter verwendet werden. Die Parameter werden nun so bestimmt, dass die Gleichtakt- und die Gegentaktimpedanz der Maschine modelliert wird. Diese Impedanzen werden messtechnisch mit einem Netzwerkanalysator bestimmt.

Die Messung der Gleichtaktimpedanz erfolgt zwischen dem Motorgehäuse und allen Statorwicklungen, wobei diese untereinander kurzgeschlossen sind. Die Messung der Gegentaktimpedanz erfolgt zwischen einer Wicklung und den anderen kurzgeschlossenen Wicklungen. Die Gleichtakt- und Gegentaktimpedanz der im Versuchstand verwendeten Maschine sind in Abbildung 77 zu sehen. Bezüglich der Gleichtaktimpedanz verhält sich die Maschine von 20 kHz bis zur ersten Resonanz rein kapazitiv. Nach dieser ersten Resonanz zeigt sich dann aber ein induktives Verhalten, welches durch die Gleichtaktinduktivität der drei parallel geschalteten Statorwicklungen verursacht wird. Unter Berücksichtigung dieses Verhaltens ergibt sich das vereinfachte EBS der Gleichtaktimpedanz des Motors (siehe Abbildung 76 links).

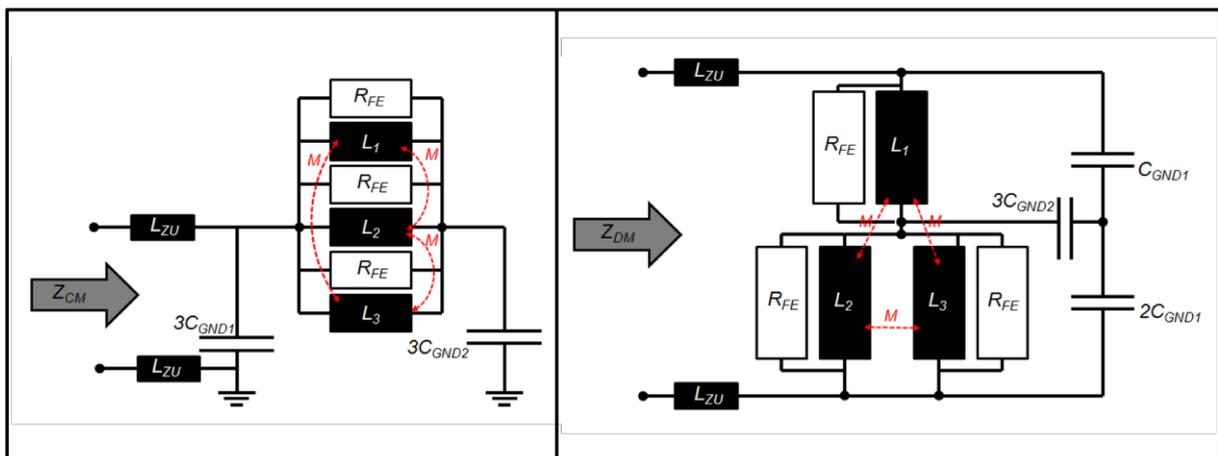


Abb. 76 Ersatzschaltbilder für die Gleichtakt- (links) und die Gegentaktimpedanz (rechts) der Asynchronmaschine

Bei niedrigen Frequenzen unterhalb der ersten Resonanz (Punkt 1 in Abbildung 77) ist das Verhalten rein kapazitiv und die drei Induktivitäten können vernachlässigt werden. Somit sind die Kapazitäten an beiden Enden der Wicklung parallel geschaltet. Ab der ersten Resonanz steigt der Einfluss der Induktivitäten, so dass beim späteren kapazitiven Verhalten (Punkt 3 in Abbildung 77) im Wesentlichen die Wicklungseingangskapazitäten auftreten. Diese Kapazitäten lassen sich anhand der Formel für die Impedanz eines Kondensators berechnen

$$3C_{GND1} = \frac{1}{2\pi f_3 Z_3}; C_{Gesamt} = \frac{1}{2\pi f_1 Z_1}. \quad (6.12)$$

Die Kapazitäten  $C_{GND2}$  ergeben sich dann zu

$$C_{GND2} = \frac{1}{3} C_{Gesamt} - C_{GND1} . \quad (6.13)$$

Mit Hilfe der ersten Resonanzfrequenz und der Gesamtkapazität bei niedrigen Frequenzen kann zudem anhand der Thomsonschen Schwingungsgleichung die Gleichtaktinduktivität einer Statorwicklung der Maschine bestimmt werden

$$L_{CM,STR} = \frac{1}{4\pi^2 C f_{Res1}^2} . \quad (6.14)$$

Zuletzt ergeben sich die Zuleitungsinduktivitäten, die in Kombination mit den Wicklungseingangskapazitäten (Abbildung 76 links) die Resonanz im Punkt 4 bestimmen zu

$$L_{ZU} = \frac{1}{24\pi^2 C_{GND1} f_{Res,4}^2} . \quad (6.15)$$

Wird nun die Gegentaktimpedanz der Maschine betrachtet, so ist diese bis zur ersten Resonanzstelle induktiv und danach kapazitiv. Im nächsten Resonanzpunkt (Punkt C in Abbildung 77) kommen auch hier die Zuleitungsinduktivitäten zum Tragen, wodurch die Gegentaktimpedanz wieder induktives Verhalten zeigt. Bei Berücksichtigung des Verlaufs zwischen den Punkten A und C, ergibt sich das vereinfachte ESB der Gegentaktimpedanz in Abbildung 76 rechts.

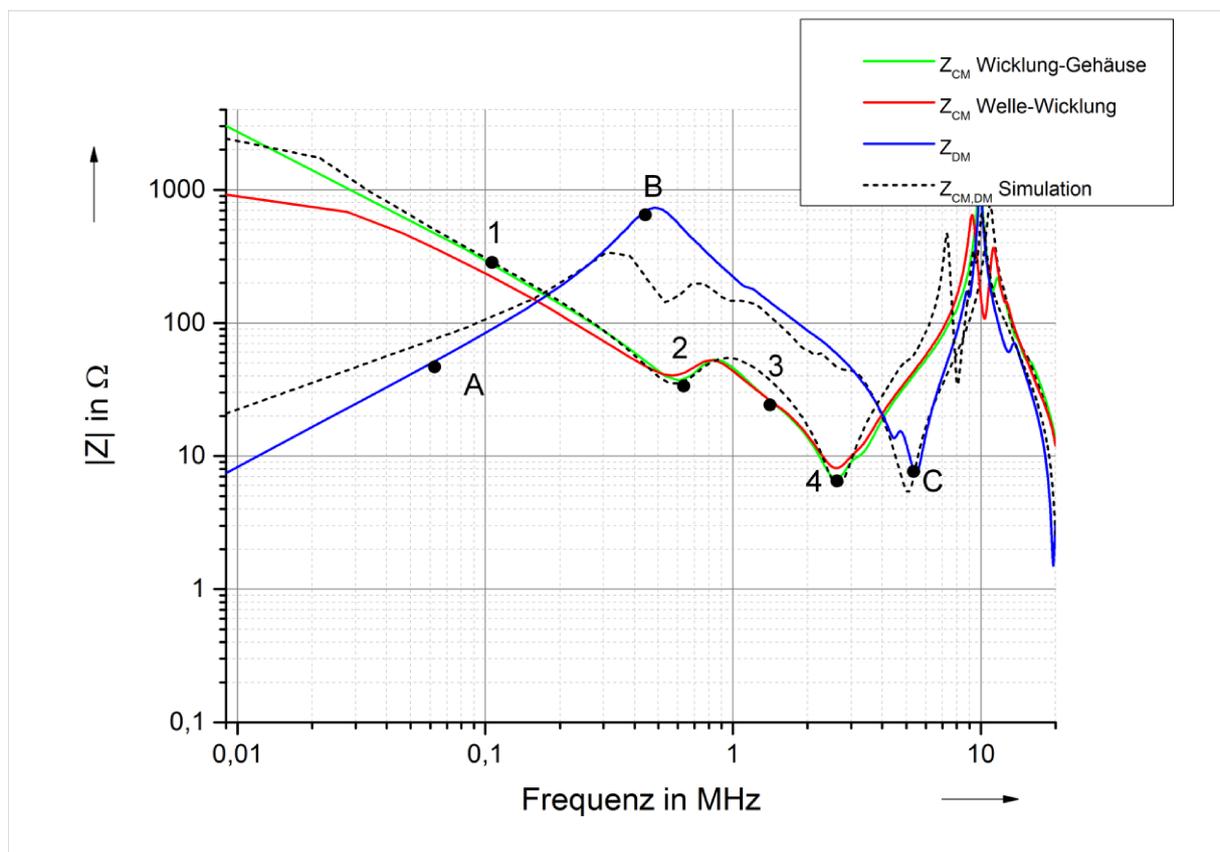


Abb. 77 Gleichtakt- und Gegentaktimpedanz der im Versuchstand verwendeten Asynchronmaschine

Die Gegentaktinduktivität der Maschine ergibt sich anhand der Formel für die Impedanz einer Induktivität:

$$L_{DM} = \frac{Z_A}{2\pi f_A}. \quad (6.15)$$

Im ersten Resonanzpunkt ist die Impedanz der Kapazitäten  $C_{GND1}$  und  $C_{GND2}$  noch verhältnismäßig groß, so dass in diesem Punkt hauptsächlich der Eisenverlustwiderstand parallel zu den Hauptwicklungsinduktivitäten in die Impedanz eingeht. Bei der Annahme, dass der Strom hauptsächlich über die Induktivitäten und die dazu parallelen Eisenverlustwiderstände fließt ergibt sich  $R_{FE}$  aus der Gesamtimpedanz zu:

$$Z_{DM,B} = \frac{3}{2}R_{FE} \Leftrightarrow R_{FE} = \frac{2}{3}Z_{DM,B}. \quad (6.16)$$

Bei der Resonanz in Punkt C gehen im Wesentlichen die Widerstände  $R_{GND1}$  in den Strompfaden über die Kapazitäten  $C_{GND1}$  in die Gesamtimpedanz ein und der Widerstand berechnet sich zu:

$$Z_{DM,C} = \frac{3}{2}R_{GND1} \Leftrightarrow R_{GND1} = \frac{2}{3}Z_{DM,C}. \quad (6.17)$$

Zur abschließenden Berechnung der Haupt- und der Streuinduktivität werden die Induktivitäten und Gegeninduktivitäten für die Ersatzschaltbilder in Abbildung 50 zusammengefasst. Für die Gleichtakt- und die Gegentaktinduktivität ergibt sich:

$$L_{CM} = \frac{1}{3}L + \frac{2}{3}M; \quad L_{DM} = \frac{3}{2}L - \frac{3}{2}M. \quad (6.18)$$

Nach Umstellung ergibt sich für L und M:

$$L = L_{CM} + \frac{4}{9}L_{DM}; \quad M = L_{CM} - \frac{2}{9}L_{DM}. \quad (6.19)$$

Im nächsten Schritt werden L und M in Streu- und Hauptinduktivitäten transformiert. Hierbei wird eine ideale Kopplung zwischen den Hauptinduktivitäten angenommen. Für die Haupt- und Streuinduktivitäten ergibt sich somit:

$$L_M = |M|, \quad L_{STR} = L - |M|. \quad (6.20)$$

Zur Bestimmung des Widerstandes  $R_{GND2}$  im Stromflusspfad wird die Kapazität am Ende der Wicklung für die erste Resonanz der Gleichtaktimpedanz in Punkt 2 angenommen. In diesem Punkt kommt zum größten Teil der Strompfad über  $R_{GND2}$  zum Tragen. Unter dieser Annahme ergibt sich für die Gleichtaktimpedanz das folgende vereinfachte Ersatzschaltbild.

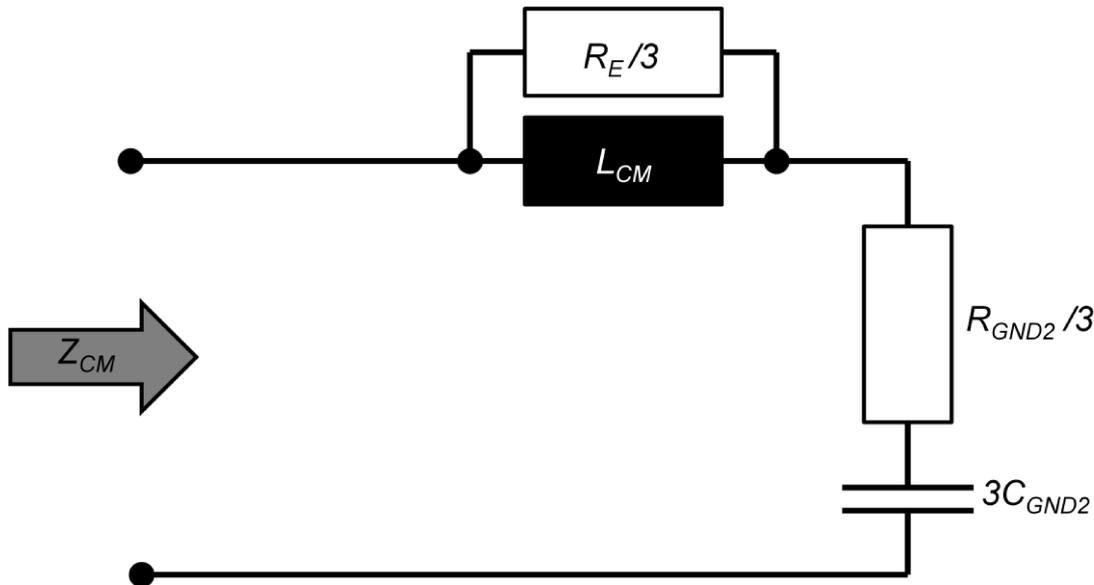


Abb. 78 Gleichtaktersatzschaltbild zur Bestimmung von  $R_{GND2}$  (gültig im Punkt 2 in Abbildung 77)

Im Resonanzpunkt wird der Wert der Gleichtaktimpedanz durch den Widerstände  $R_E$  und  $R_{GND2}$  bestimmt. Nach Trennung der Gesamtimpedanz für das Ersatzschaltbild in Abbildung 78 in Real- und Imaginärteil ergibt sich der Widerstand  $R_{GND2}$  zu:

$$R_{GND2} = 3Z_{CM,2} - \frac{9R_E(2\pi f_2 L_{CM})^2}{R_E^2 + 36\pi^2 f_2^2 L_{CM}^2} \quad (6.21)$$

Nach Bestimmung aller ESB Parameter muss nun noch der Einfluss des Betriebspunktes modelliert werden. Dieser Einfluss wird im Wesentlichen durch die lastabhängigen Ströme in den Statorwicklungen bestimmt. Bei Betrachtung des einphasigen Ersatzschaltbildes einer Asynchronmaschine (Abbildung 79) wird der Laststrom durch den schlupfabhängigen Widerstand an der Sekundärseite bestimmt. Im gesamten Modell der ASM werden nun die einzelnen Ständerwicklungen durch das ESB in Abbildung 75 repräsentiert. Um unterschiedliche Lastmomente zu simulieren, werden die drei Wicklungen nun in einem Sternpunkt mit jeweils einem Widerstand zusammengeschaltet.

Der Wert dieses Widerstands wird anhand von Messungen des Ständerstroms bei unterschiedlichen mechanischen Belastungen so ermittelt, dass beim verwendeten Antrieb und im Simulationsmodell die gleichen Ströme durch die Ständerwicklungen fließen.

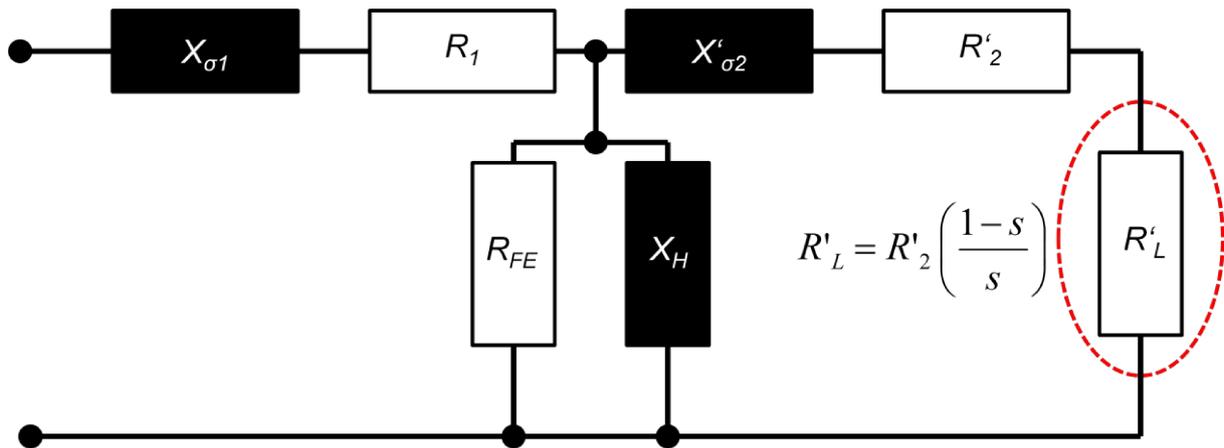


Abb. 79 Einphasiges Ersatzschaltbild einer ASM mit lastabhängigem Widerstand [87]

Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 80 dargestellt. Da am verwendeten Aufbau nur ein maximales Lastmoment von 40 Nm realisiert werden konnte, wurden neben den Messungen für das maximale Moment die Werte aus dem Datenblatt des Antriebs genommen.

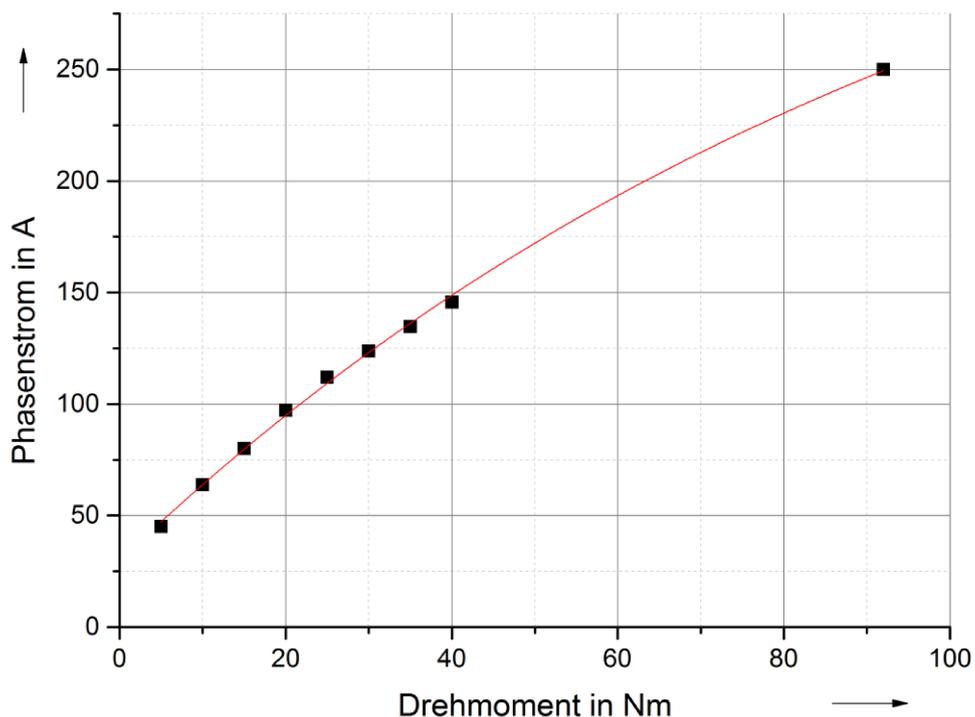


Abb. 80 Ständerstrom in Abhängigkeit vom Lastmoment am HiL-Antriebsstrang

Durch den Anstieg der Stromwärmeverluste verringert sich die Stromtragfähigkeit bei größeren Lastmomenten. Der Strom kann in Abhängigkeit vom Lastmoment über den folgenden funktionalen Zusammenhang angenähert werden

$$I_{Str}(M_{Last}) = -379,03 \cdot e^{-\frac{M_{Last}}{106,12}} + 408,75. \quad (6.22)$$

Damit in jedem Arbeitspunkt des Antriebs auch der richtige Strom durch die Ständerwicklungen fließt, muss neben der verringerten Stromtragfähigkeit bei höheren Strömen auch die Abhängigkeit des Lastwiderstands vom Schlupf berücksichtigt werden. Der Lastwiderstand im ESB in Abbildung 82 wird mit steigendem Schlupf also bei steigender Last kleiner, so dass ein größerer Laststrom fließt. Im Simulationsmodell liegt der Fokus auf der Anpassung des Ständerstroms bei unterschiedlichen Belastungen. Der Widerstand wird also so bestimmt, dass bei gegebener Belastung und dem entsprechenden Duty-Cycle des Umrichters der Ständerstrom nach (6.21) über die Wicklungen fließt. Zudem ergibt sich bei fester Taktfrequenz des Umrichters eine Abhängigkeit des Ständerstroms von der Drehzahl des Antriebs. Eine höhere Drehzahl entspricht hier einer höheren Frequenz der Sinusfunktion in Abbildung 84. Bei konstanter Taktfrequenz (Frequenz der Dreieckfunktion in Abbildung 84) wird bei höheren Drehzahlen weniger häufig pro Periode geschaltet, wodurch sich der Ständerstrom verringert. Dies wird durch Anpassung der Amplitude der Sinusfunktion ausgeglichen. Diese Anpassung wird im Simulationsmodell über eine drehzahlabhängige Änderung des schlupfabhängigen Lastwiderstands realisiert. Die so bestimmten Lastwiderstandswerte sind in Abbildung 81 exemplarisch für drei verschiedene Drehzahlen dargestellt. Hierbei stellen die Punkte, die im Simulationsmodell angenäherten Lastwiderstände in den entsprechenden Arbeitspunkten dar.

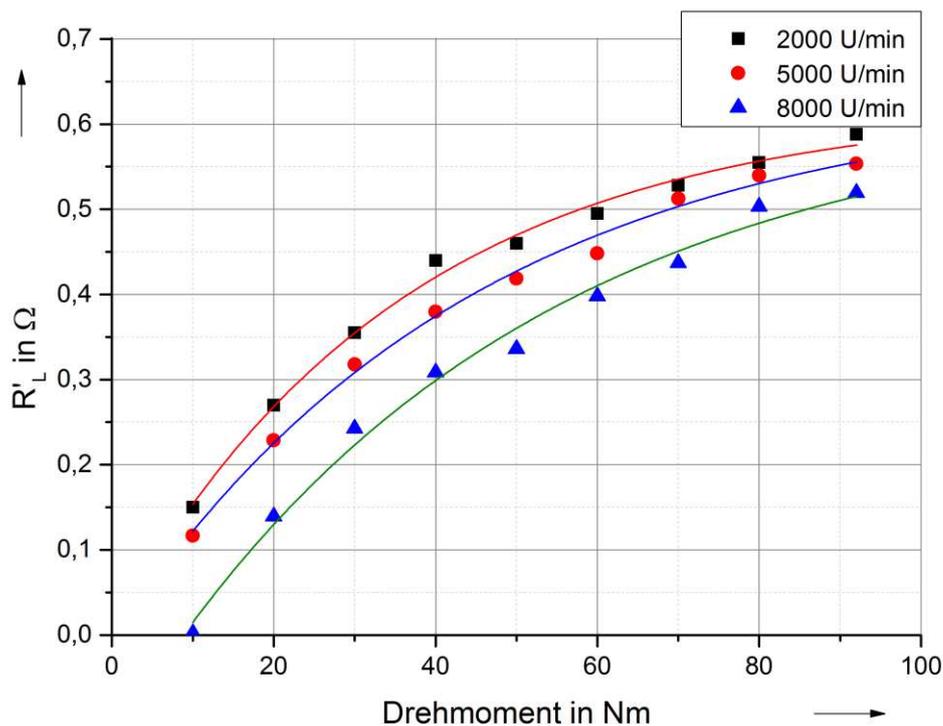


Abb. 81 Lastwiderstand in Abhängigkeit vom Lastmoment und der Drehzahl am HiL-Antriebsstrang

Es ist deutlich zu sehen, dass der Lastwiderstand mit steigender Drehzahl sinkt, um trotz der verringerten Anzahl an Schaltvorgängen den für das entsprechende Drehmoment notwendigen Ständerstrom zu realisieren. Mit den Funktionen in (6.23), (6.24) und (6.25) kann der Lastwiderstand

im Simulationsmodell abhängig vom Lastmoment angenähert werden. Hierin sind sowohl die Effekte des Schlupfes als auch die Effekte der lastabhängigen Verluste berücksichtigt

$$R'_{L2000rpm}(M_{Last}) = -0,593 \cdot e^{-\frac{M_{Last}}{41,585}} + 0,644, \quad (6.23)$$

$$R'_{L5000rpm}(M_{Last}) = -0,642 \cdot e^{-\frac{M_{Last}}{44,919}} + 0,639, \quad (6.24)$$

$$R'_{L8000rpm}(M_{Last}) = -0,75 \cdot e^{-\frac{M_{Last}}{46,787}} + 0,62. \quad (6.25)$$

Zur Simulation der Wellenströme wird das gesamte Maschinenmodell zuletzt am Sternpunkt noch um eine Kapazität gegen Masse ergänzt (siehe Abbildung 82). Zur Bestimmung des Werts wird ähnlich zur Messung der Gleichtaktimpedanz die Impedanz zwischen der Welle und den drei kurzgeschlossenen Ständerwicklungen gemessen (rote Kurve in Abbildung 77). Wie die Messung in Abbildung 77 zeigt, liegt die Resonanz im Vergleich zur Gleichtaktimpedanz bei dieser Messung in etwa an der gleichen Stelle. Von der Welle aus gesehen ergibt sich ein Reihenschwingkreis mit den Kapazitäten zwischen Sternpunkt und Erde und den drei parallelgeschalteten Induktivitäten der Ständerwicklungen. Somit kann die Gesamtkapazität mit folgender Formel berechnet werden

$$C_{Welle} = \frac{1}{4\pi^2 f_{res}^2 L_{Gesamt,CM}}. \quad (6.26)$$

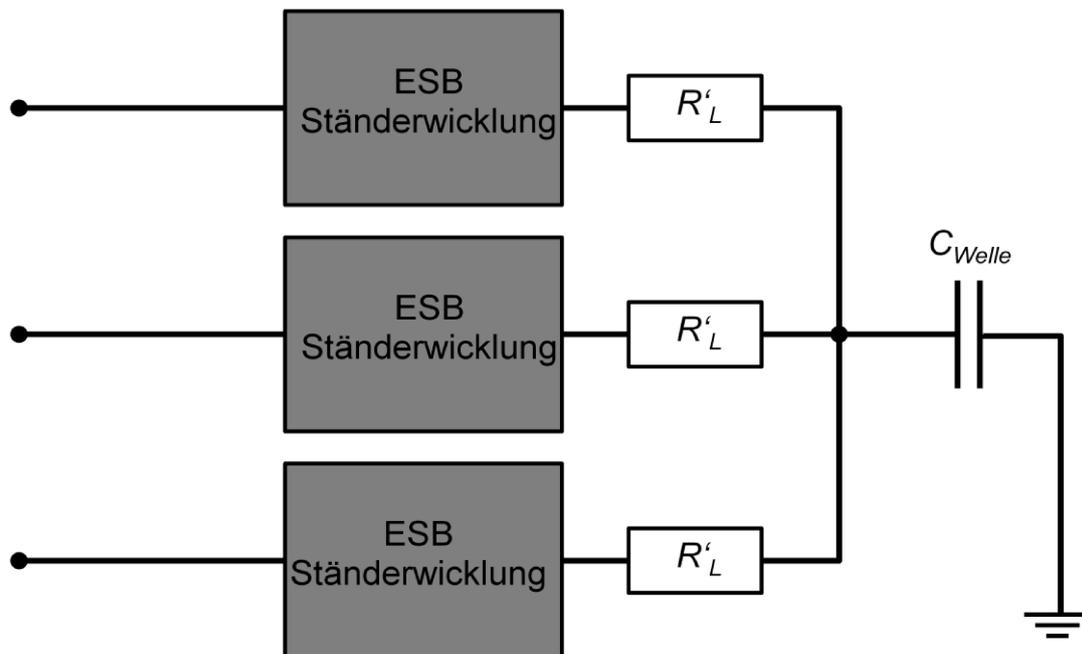


Abb. 82 Ersatzschaltbild mit Kapazität zur Simulation der Wellenströme

### 6.3 Modellierung des Antriebsumrichters

Abschließend wird der Antriebsumrichter, von dem die breitbandigen Störaussendungen ausgehen, modelliert<sup>24</sup>. Im Wesentlichen ist der Antriebsumrichter als B6-Brückenschaltung aufgebaut. Die Schalter werden in aktuellen Elektrofahrzeugen durch IGBTs bzw. SiC-MOSFETs realisiert. Diese können sehr schnelle Schaltzeiten realisieren, was die Verluste im Umrichter verringert. Allerdings treten durch diese schnellen Schalthandlungen auch höhere Störaussendungen auf, was sich nachteilig auf die EMV auswirkt. Auf der Gleichspannungsseite wird zudem ein Zwischenkreiskondensator mit hoher Kapazität zur Spannungsstabilisierung verwendet. Da im Wesentlichen die Auswirkungen des gepulsten Dreiphasensystems auf die Störaussendungen auf den Antriebsleitungen und den Motorwicklungen untersucht werden sollen, wird hier ein vereinfachtes Simulationsmodell für den Umrichter verwendet. Dieses generiert zum Einen ein gepulstes Drehstromsystem mit variabler Frequenz (Drehzahl) und Puls-Pausen-Verhältnis (Drehmoment). Zudem können einige parasitäre Komponenten der verwendeten IGBTs und die Steilheit der Schaltflanken eingestellt werden. Da die Generierung des Dreiphasensystems unabhängig vom verwendeten Leistungshalbleiter ist, können Modelle bzw. Bibliotheken von beliebigen Leistungshalbleitern in das Modell integriert werden. Zum besseren Verständnis des Umrichtermodells und zur Beschreibung der Wirkung der unterschiedlichen Parameter, wie z.B. der Arbeitspunkt des Antriebs und der Steilheit der Schaltflanken auf die Störaussendungen, werden hier die IGBTs durch ideale Schalter modelliert. Durch eine entsprechende Zusatzbeschaltung können dann das Schaltverhalten und parasitäre Elemente simuliert werden. Das Modell ist schematisch in Abbildung 83 dargestellt.

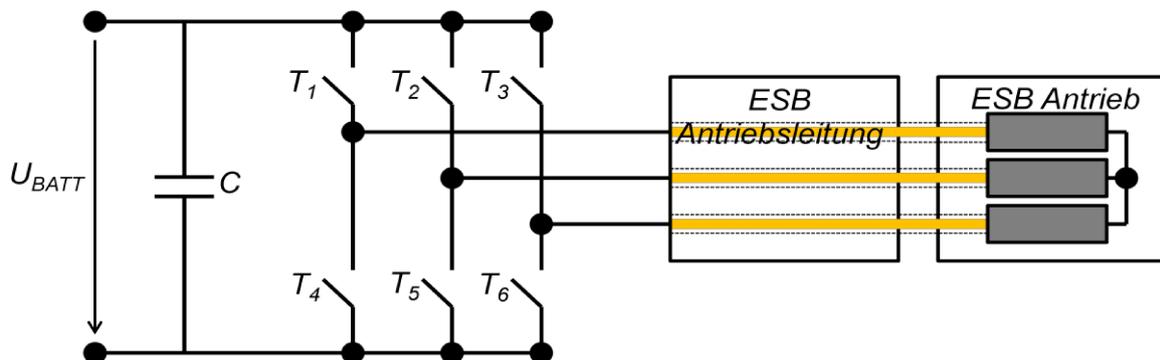


Abb. 83 Schematische Darstellung des Simulationsmodells des gesamten Antriebsstrangs

Zur Realisierung eines Drehstromsystems am Ausgang des Umrichters werden die Schalter T1 bis T6 (in Abbildung 83) entsprechend geschaltet. Dabei ist jeweils einer der oberen und einer der unteren Schalter durchgeschaltet. Die Schaltzeitpunkte werden über eine PWM mit Sinus-Dreieck Modulation (siehe Abbildung 84) generiert. Hierzu werden, wie im Drehstromsystem, drei um  $120^\circ$  phasenverschobene Spannungen generiert, welche dann mit einem Dreiecksignal über einen Komparator verglichen werden. Aus den Schnittpunkten der Funktionen ergeben sich dann die Ein- und Ausschaltzeitpunkte der Schalter T1 bis T6. Die Schnittpunkte der Spannung  $U_{L1}$  mit der Dreieckspannung bestimmen die Ein- bzw. Ausschaltzeitpunkte der Schalter T1 und T4, wobei T1 und T4 jeweils entgegengesetzt geschaltet werden. Wird T1 eingeschaltet so wird T4 ausgeschaltet. Diese Prozedur erfolgt analog für die Schalter T2 und T5 (Spannung  $U_{L2}$ ) und für die Schalter T3 und T6 (Spannung  $U_{L3}$ ). Die für die Modulation benötigten Signale sind in Abbildung 84 prinzipiell dargestellt.

<sup>24</sup> Diese Erweiterung des Simulationsmodells wurde im Rahmen der Masterarbeit [88] erstellt.

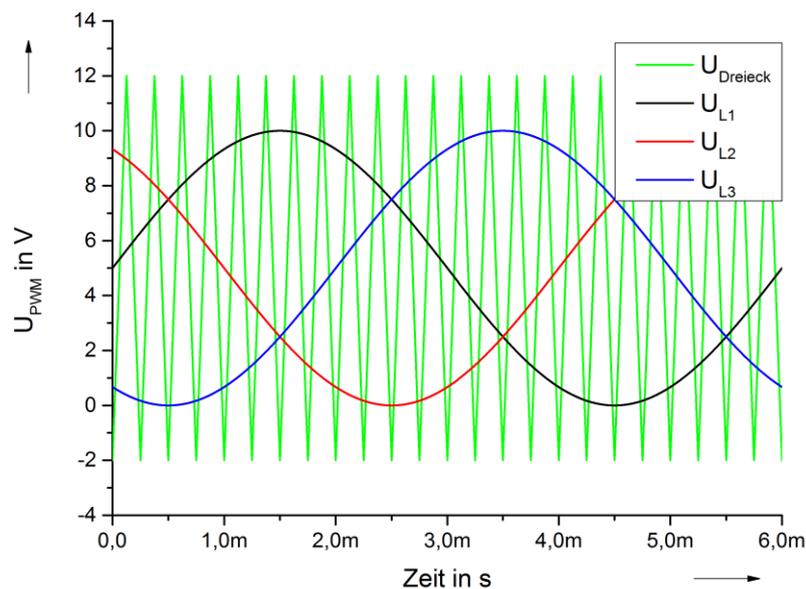


Abb. 84 Sinus- und Dreiecksspannungen zur Generierung eines PWM Drehstromsystems

Das so an den Ausgangsklemmen generierte Drehstromsystem kann nun sowohl drehzahl- als auch drehmomentvariabel eingestellt werden. Die Periode des Dreiecksignals wird durch die Taktfrequenz des Antriebsumrichters bestimmt. Die Drehfelddrehzahl lässt sich nun über die Frequenz der drei Sinusspannungen einstellen. Das Drehmoment wird über das Amplitudenverhältnis der Dreiecks- und der Sinusfunktion eingestellt. Im Simulationsmodell wird die Amplitude der Dreiecksfunktion konstant gehalten und die Amplitude der Sinusfunktion variiert. Wird diese erhöht, so erhöht sich die Einschaltdauer der Schalter und es fließt ein größerer Strom über die Ständerwicklungen am Ausgang. Die Schalter selbst werden durch eine stark vereinfachte Ersatzschaltung modelliert, die es aber erlaubt die Schaltgeschwindigkeit zu variieren. Somit können die Einflüsse unterschiedlich schnell schaltender IGBTs auf die Störspannungen untersucht werden. Prinzipiell können anstelle dieses Modells auch beliebige Bauteilmodelle von realen IGBTs eingesetzt werden. Abbildung 85 zeigt das vereinfachte Schalterersatzschaltbild. Die Schalthandlung wird durch einen spannungsgesteuerten Schalter realisiert. Somit kann bei diesem Modell auf einen Treiberbaustein verzichtet werden. Um das Verhalten des zu simulierenden IGBTs nachzubilden, können die Werte der parasitären Kapazitäten zwischen Gate und Emitter, zwischen Gate und Kollektor und zwischen Emitter und Kollektor entsprechend berücksichtigt werden. Zudem wird wie bei realen IGBTs eine Freilaufdiode zwischen Kollektor und Emitter geschaltet, welche den Strom im Abschaltvorgang leitet. Zur Berücksichtigung der Eigeninduktivität des stromleitenden Kanals wird der ideale Schalter noch um eine Serieninduktivität ergänzt. Über die parasitäre Kapazität zwischen dem Hauptstrompfad zur Ständerwicklung der Maschine und dem Gehäuse des Umrichters kann die Schaltgeschwindigkeit des Schaltermodells variiert werden. Wie die Ergebnisse in Abbildung 86 zeigen, resultiert aus einer Erhöhung der Kapazität  $C_{\text{GND}}$  eine Erhöhung der Einschaltzeit (Steilheit der Schaltflanke).

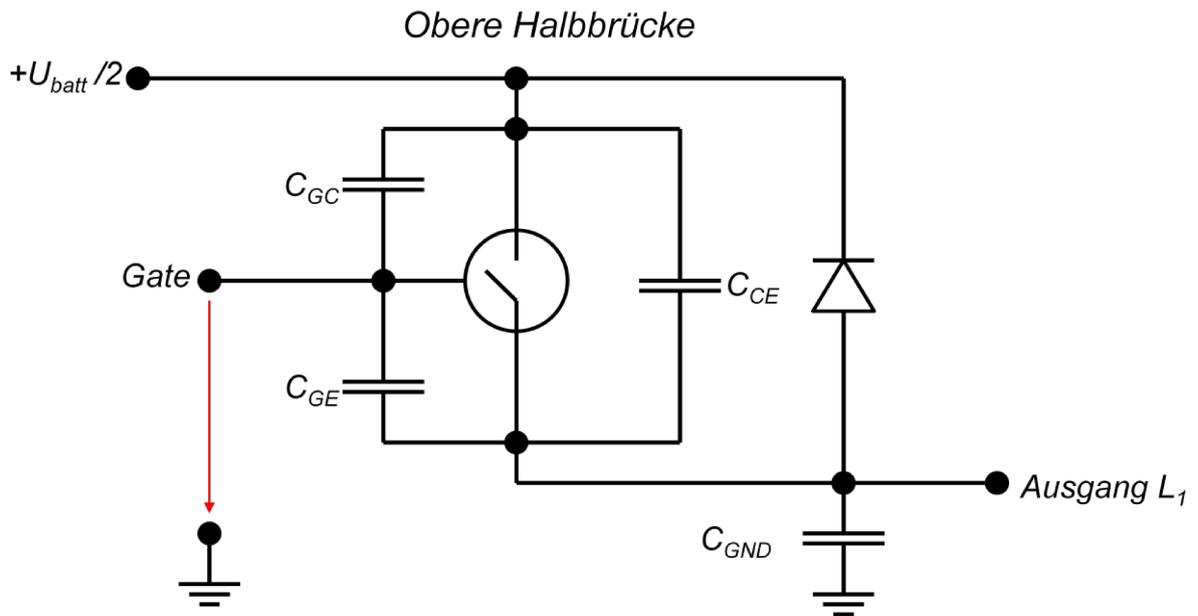


Abb. 85 Ersatzschaltbild des verwendeten spannungsgesteuerten Schalters zur Modellierung eines IGBTs

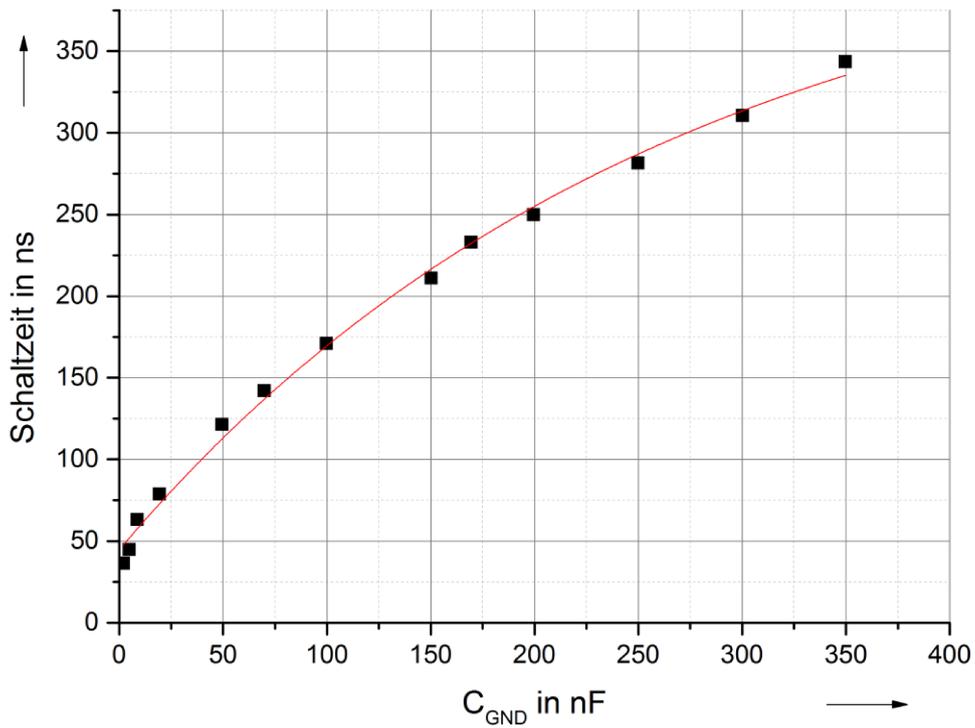


Abb. 86 Einschaltzeit des Schaltermodells in Abhängigkeit von der parasitären Kapazität  $C_{GND}$

Anhand dieser Ergebnisse kann im betrachteten Bereich folgender funktionaler Zusammenhang zwischen der parasitären Kapazität und der Schaltgeschwindigkeit des Schaltermodells angenähert werden:

$$t_{sw}(C_{GND}) = -319,74 \cdot e^{-\left(\frac{C_{GND}}{268,28}\right)} + 429,39 . \quad (6.27)$$

Werden nun alle vorgestellten Teilmodelle zusammengefasst, so lässt sich der elektrische Antriebsstrang von Elektro- und Hybridfahrzeugen simulieren. Zudem ist es möglich, die Parameter der zu simulierenden Maschine, der Antriebsleitungen, und der im Umrichter verwendeten IGBTs zu variieren und somit deren Einflüssen auf die Störaussendungen des Antriebsstrangs zu untersuchen. Das hier präsentierte Modell kann allerdings nur zur Simulation konstanter Betriebszustände verwendet werden. Für Untersuchungen zum Einfluss von dynamischen Belastungen, wie sie bei realen Fahrten auftreten, auf die Störaussendung des Antriebs können messtechnische Untersuchungen am in Abschnitt 5 vorgestellten Power-HiL herangezogen werden.

## 6.4 Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Messungen an der Power - HiL-Umgebung

Zur Validierung des Simulationsmodells werden die Störaussendungen des elektrischen Antriebsstrangs für verschiedene konstante Betriebszustände simuliert und mit Messergebnissen am realen Antrieb verglichen. Die im Umrichter eingesetzten IGBTs schalten die volle Batteriespannung auf die Antriebsleitungen und die Ständerwicklungen des Antriebs. Diese werden im Modell durch diskrete Bauelemente also Induktivitäten, Kapazitäten und ohmsche Widerstände modelliert. Die Kombination aus den Antriebsleitungen mit eher kapazitivem Verhalten und den Ständerwicklungen mit vorwiegend induktivem Verhalten stellt ein resonantes System dar. Durch das schnelle Zu- bzw. Abschalten der Batteriespannung kommt es zu hochfrequenten Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken. Diese treten sowohl am realen Antrieb als auch in der Simulation auf, wie Abbildung 87 zeigt. Zudem wird deutlich, dass die PWM-modulierten Spannungen und insbesondere die hochfrequenten Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken gut durch das vorgestellte Simulationsmodell nachgebildet werden können.

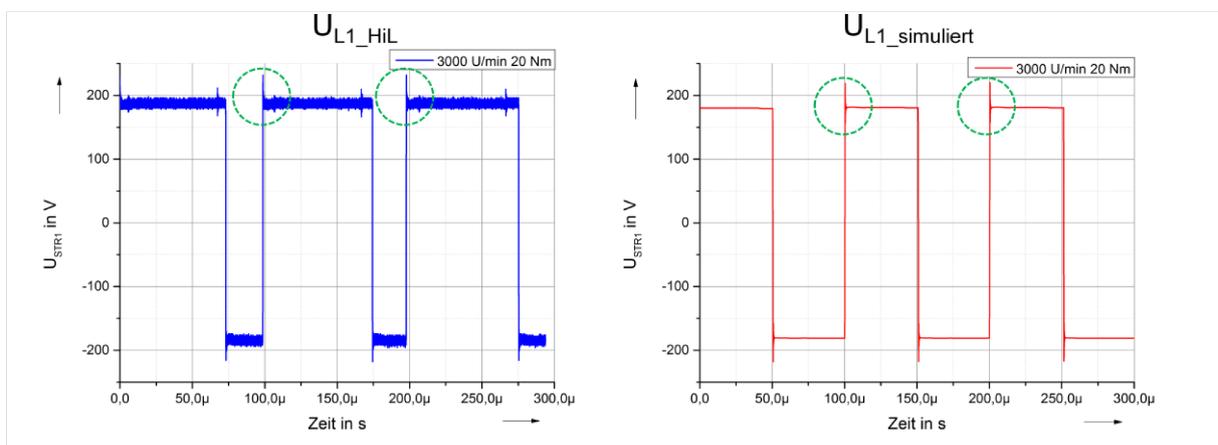


Abb. 87 Spannungen an den Ständerwicklungen mit Überspannungen in den Schaltflanken; links HiL rechts Simulationsmodell

Die gepulsten Spannungen werden durch die Induktivität der Ständerwicklung geglättet, wodurch am Antrieb ein sinusförmiger Strom mit hochfrequenten Anteilen erzeugt wird. Auch der Ständerstrom kann für verschiedene, konstante Betriebspunkte gut durch das Simulationsmodell nachgebildet werden. Zudem steigt der Strom durch die Ständerwicklungen mit steigendem Lastmoment an. Die Frequenz des Stroms ist proportional zur Drehzahl des Feldes und somit zur Drehzahl des Antriebs. Im Beispiel in Abbildung 88 und 89 wurde die Drehzahl konstant gehalten und das Lastmoment variiert. Sowohl beim realen Antrieb als auch bei den simulierten Ergebnissen ist die Abhängigkeit zwischen Drehmoment und Ständerstrom zu sehen. Der Vergleich zeigt deutlich, dass die Ständerströme und -spannungen im Zeitbereich gut mit dem vorgestellten Simulationsmodell übereinstimmen. Bei den Spannungen stimmen sowohl die Spannungshöhe als auch die Höhe der Überspannungen in den Schaltflanken gut überein. Allerdings zeigt sich bei der realen Messung eine Abhängigkeit der Überspannung von der Breite des Spannungspulses, welche vom Simulationsmodell nicht dargestellt wird. Beim Vergleich der Ständerströme stimmen sowohl die Frequenz als auch die Amplitude gut überein.

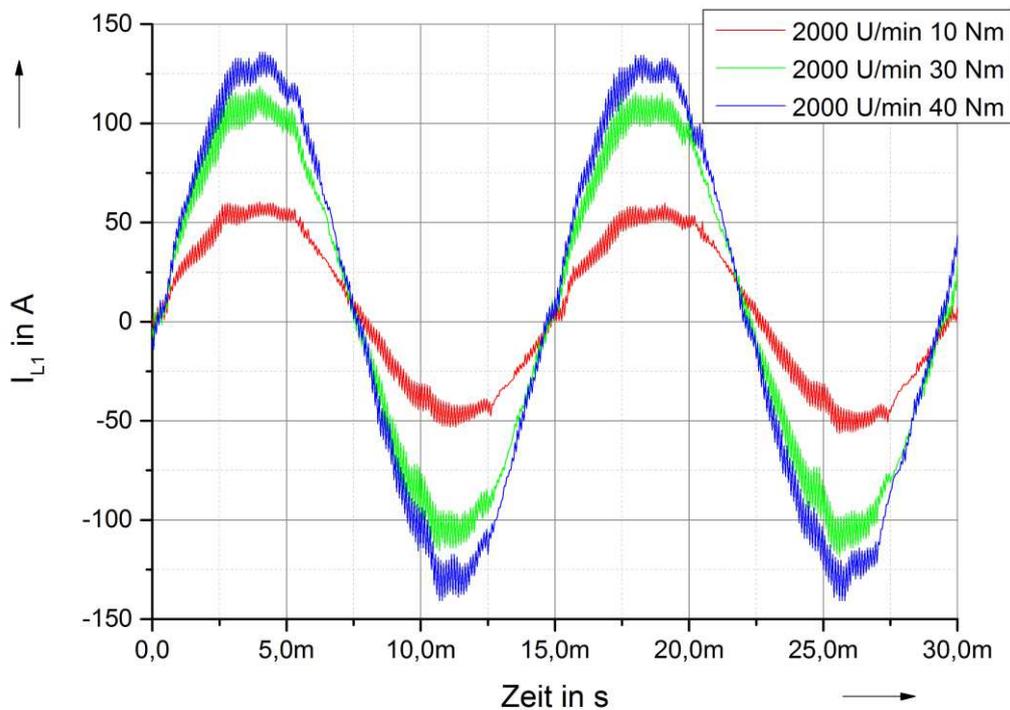


Abb. 88 Ständerströme am Power-HiL bei konstanter Drehzahl und variabler Last

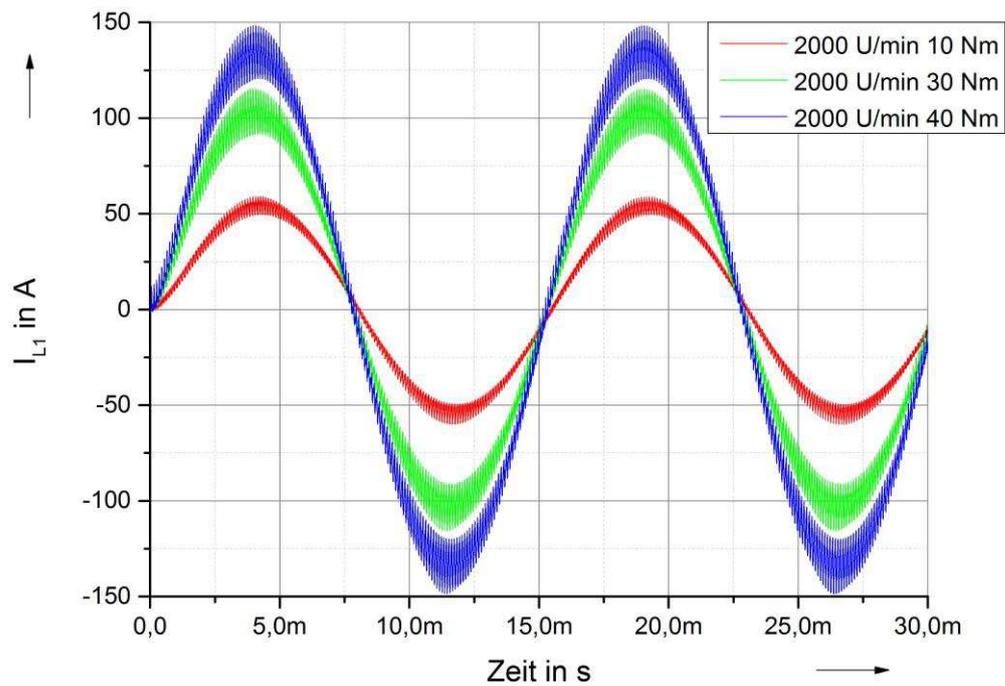


Abb. 89 Simulierte Ständerströme bei konstanter Drehzahl und variabler Last

Allerdings ist der Strom in der Simulation exakt sinusförmig, wohingegen der Strom in der Realität einen nicht ganz so sinusförmigen Verlauf aufweist. Diese durch die Regelung innerhalb des Umrichters verursachten Effekte können mit dem Simulationsmodell nicht nachgebildet werden. Das Simulationsmodell kann aber dennoch eingesetzt werden, um die im Zeitbereich auftretenden Störungen im Antriebssystem zu modellieren.

## 7 Untersuchung der im Antriebssystem auftretenden elektromagnetischen Störaussendungen

Für die simulative Untersuchung wird bei Betrachtung eines konstanten Betriebs des Antriebs das in Abschnitt 6 vorgestellte Simulationsmodell verwendet, um das grundsätzliche Verhalten der Störaussendung zu simulieren. Allerdings können mit dem Simulationsmodell nicht alle aufbaubedingten Resonanzen berücksichtigt werden und auch die Simulation der Störaussendung während dynamischer Fahrzyklen ist mit Hilfe eines rechnergestützten Simulationsmodells nur schwer zu realisieren. Zur Untersuchung der real im Antriebssystem auftretenden Störaussendungen sowohl im konstanten als auch im dynamischen Betrieb werden entsprechende Messungen an den Antriebsleitungen, den Traktionsleitungen und der Antriebswelle durchgeführt. Alle messtechnischen Untersuchungen werden sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich durchgeführt, um den Einfluss des konstanten Betriebspunktes auf die Störaussendung zu untersuchen. In einem ersten Schritt wird der Einfluss des stationären Betriebspunktes auf die an den verschiedenen Stellen auftretenden Störaussendungen simulativ wie messtechnisch untersucht. Im zweiten Schritt wird dann der Einfluss des dynamischen Fahrbetriebs auf die auftretenden Störaussendungen untersucht. Im letzten Teil wird dann der Einfluss des Schirmkonzeptes auf die auftretenden Störaussendungen untersucht.

### 7.1 Einfluss des stationären Betriebspunktes des Antriebs auf die auftretenden Störaussendungen

Im Fahrbetrieb wandeln die Leistungshalbleiter im Antriebsumrichter durch schnelle Schalthandlungen die Gleichspannung der Batterie in ein frequenzvariables Drehstromsystem zum Betrieb der Asynchronmaschine. Durch diese schnellen Schalthandlungen entstehen breitbandige Störaussendungen, die sich ohne entsprechende Gegenmaßnahmen im gesamten Bordnetz ausbreiten. Direkt an den Anschlussklemmen der Antriebsmaschine ergeben sich aufgrund des resonanten Systems aus Motorleitung und Motor hochfrequente Spannungsüberhöhungen in der Schaltflanke (siehe Abbildung 90 blaue Kurve). Aufgrund der Schalthandlungen im Umrichter kommt es zu hochfrequenten Gleichtaktstörströmen an anderen Stellen des Antriebssystems<sup>25</sup>. In Abbildung 90 ist dies am Beispiel des Wellenstroms (rote Kurve) dargestellt. Es ist klar zu sehen, dass durch das schnelle Zu- bzw. Abschalten der Batteriespannung Überspannungen von über 100 V in der Schaltflanke entstehen können und dass es dadurch zu Impulsen auf der Antriebswelle kommt. Abbildung 91 zeigt die Pulse, die durch die gepulste Spannung auf den Antriebsleitung an den unterschiedlichen Stellen des Antriebsbordnetzes auftreten. Auf der Schirmung der Antriebsleitung, auf dem ungeschirmten Teil der Traktionsleitung (innerhalb des Gehäuses) und auf der HV+ Leitung (gemessen an der HV-NNB zwischen Innenleiter und Schirmung) kommt es zu hochfrequent oszillierenden Impulsen, die aufgrund der Taktfrequenz des Umrichters alle 100  $\mu$ s auftreten. Die an der Welle auftretenden Pulse zeigen keine hochfrequente Oszillation.

---

<sup>25</sup> Diese Impulse wurden auch in einem realen Hybridfahrzeug an den Batterieleitungen in [89] gemessen.

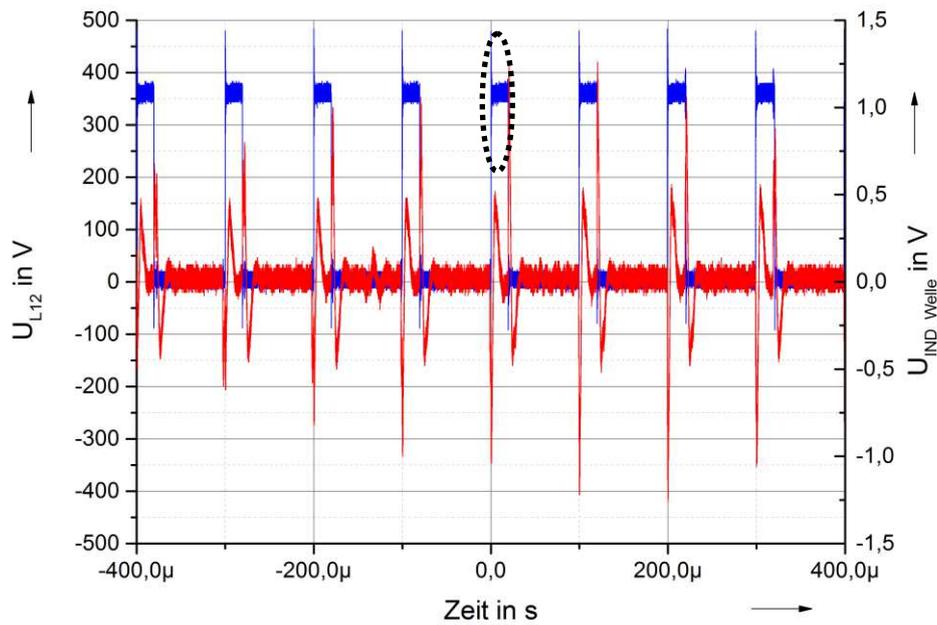


Abb. 90 Gepulste Spannung  $U_{L12}$  an den Motorklemmen (blau) mit Überschwingern in der Schaltflanke (umrandet) und durch den Wellenstrom induzierte Gleichtaktspannung an der Antriebswelle (rot)

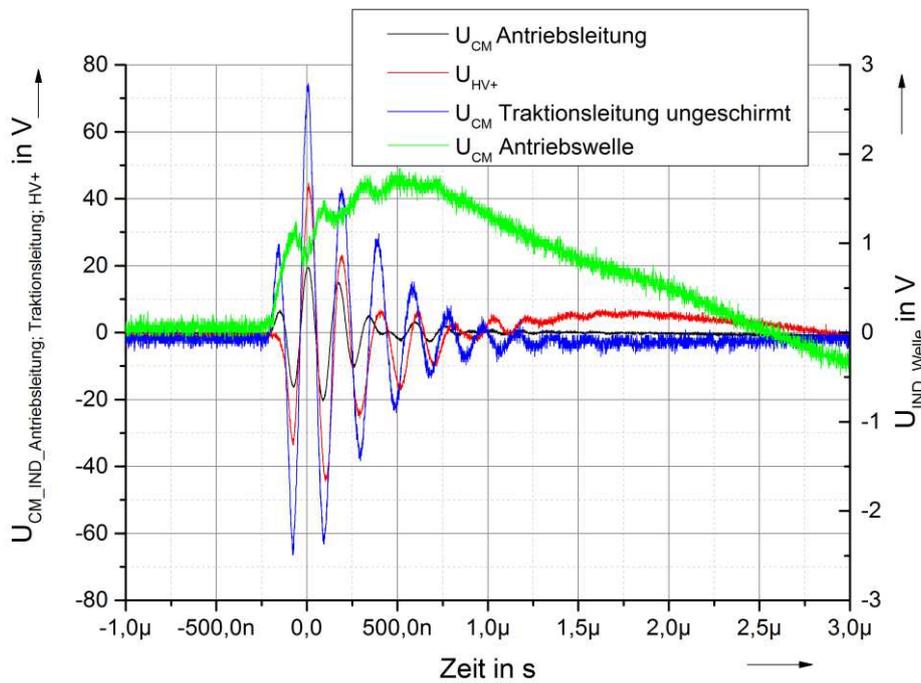


Abb. 91 Gleichtakt Störpulse an verschiedenen Stellen des Antriebsbordnetzes bei 2000 U/min und 10 Nm

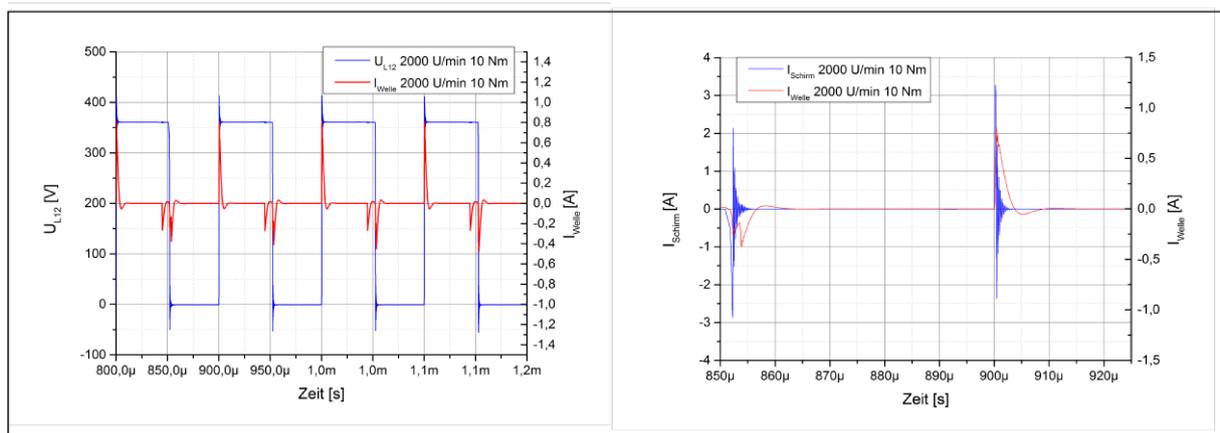


Abb. 92 simulierte Gleichtakt Störpulse an verschiedenen Stellen des Antriebsbordnetzes (Links: Spannung  $U_{L1}$  und  $I_{Welle}$ ; Rechts: 2 Pulse  $I_{Welle}$  und  $I_{Schirmung}$ )

Bei einer Schalthandlung des Umrichters kommt es zu einem einzelnen Impuls, der langsam wieder abfällt. Ein ähnliches Verhalten bezüglich der Impulse auf der Kabelschirmung und an der Antriebswelle lässt sich auch mit Hilfe des Simulationsmodells zeigen (siehe Abbildung 92). Wie auch schon in Abbildung 90 gezeigt, wird durch das Zu- und Abschalten der Batteriespannung auf der Schirmung und auf der Welle ein Stromimpuls erzeugt. Wie der rechte Teil der Abbildung 92 zeigt, kann die Impulsform durch das Simulationsmodell gut nachgebildet werden. Bei Betrachtung der Spannungspulse an den Motorklemmen wird deutlich, dass der Betriebspunkt einen Einfluss auf die Amplitude der hochfrequenten Spannungsüberhöhung in der Schaltflanke hat. Beim Betrieb des Umrichters wird bei einer Sinus-Dreieck-Modulation die Drehzahl über die Frequenz der Sinusfunktion und das Drehmoment über die Amplitudendifferenz der Sinus- und der Dreiecksfunktion realisiert. Somit treten bei einer Erhöhung des Drehmoments auch breitere Pulse auf, um den Strom durch die Antriebswicklungen zu erhöhen. Die Abbildungen 93 und 94 zeigen jeweils die Schaltflanke der Pulse mit der größten Einschaltdauer<sup>26</sup>. In Abbildung 93 ist klar zu sehen, dass die Drehzahl des Antriebs keinen Einfluss auf die Überspannungsamplitude hat, da die Variation der Frequenz der Sinusfunktion keinen Einfluss auf die Pulsbreite der Spannungspulse hat. Diese erhöht sich erst bei einer Erhöhung des Drehmoments. Hierdurch fließt ein höherer Strom durch die Antriebswicklungen welcher beim schnellen Ab- und Zuschalten zu einer größeren Stromänderung und somit zu höheren Spannungsüberhöhungen in den Schaltflanken führt. Dieses Verhalten ist in Abbildung 94 klar zu sehen. Hier ist die Schaltflanke für verschiedene Drehmomente bei konstanter Drehzahl dargestellt. Bei einer Batteriespannung von etwa 350 V kommt es im Leerlaufbetrieb zu einer Spannungsüberhöhung von 100 V. Bei einer Erhöhung des Drehmoments auf 40 Nm erhöht sich diese Spannungsüberhöhung trotz der leicht reduzierten Batteriespannung auf 135 V.

<sup>26</sup> Hierbei wurde mit dem Oszilloskop jeweils auf die größte Pulsbreite getriggert.

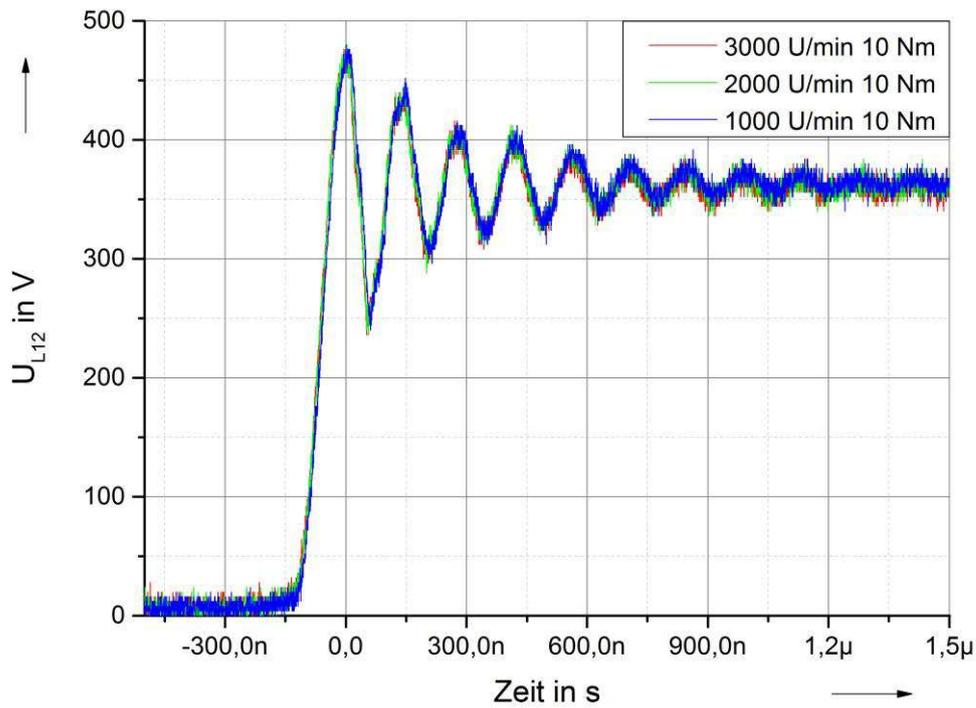


Abb. 93 Überschinger in der Schaltflanke der Spannung  $U_{L12}$  an den Antriebswicklungen bei unterschiedlichen Drehzahlen

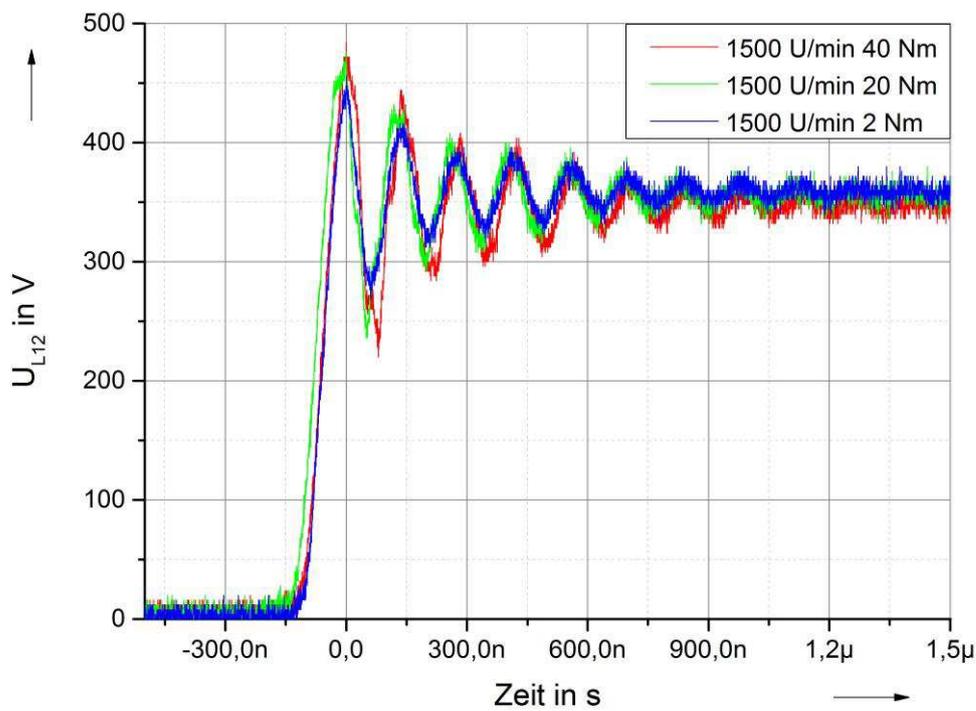


Abb. 94 Überschinger in der Schaltflanke der Spannung  $U_{L12}$  an den Antriebswicklungen bei unterschiedlichen Drehmomenten

Durch jede dieser Schalthandlungen entstehen hochfrequente Stromimpulse auch an anderen Stellen des Antriebsbordnetzes. Beispielsweise kommt es auf der Schirmung der Antriebsleitung zu hochfrequent oszillierenden Stromimpulsen<sup>27</sup>, die in Abbildung 95 für variable Drehzahlen dargestellt sind. Im Detail kommt es zu zwei Pulsen, einem im Ausschalt- und einem im Einschaltzeitpunkt der drei Phasenspannungen. Eine Variation der Drehzahl resultiert aufgrund einer linearen Erhöhung der Leistung in einer linearen Erhöhung des Abstandes der Pulse (also der Pulsbreite der Spannungspulse). Die maximale Amplitude des Einschaltimpulses zeigt keine Drehzahlabhängigkeit. Bei einer Variation des Drehmoments zeigt sich auch eine Verschiebung des Abstandes der Pulse, welche allerdings nicht mehr linear ist. Zudem erhöht sich die Amplitude des Einschaltimpulses, bedingt durch die größere Spannungsüberhöhung in Abbildung 96, in Abhängigkeit vom Drehmoment von 15 V im Leerlauf auf 22 V bei einem Drehmoment von 40 Nm. Wie in Abbildung 92 gezeigt, treten diese Pulse an allen Stellen des Antriebsbordnetzes auf. Hierbei haben die Impulse, die auf der Schirmung sowohl auf der Antriebs- als auch auf der Traktionsleitung auftreten, eine nahezu identische Impulsform. Lediglich die Amplitude variiert mit dem Messpunkt innerhalb des Antriebssystems. Im Bezug auf die Drehmoment- und die Drehzahlabhängigkeit verhalten sich diese Pulse identisch.

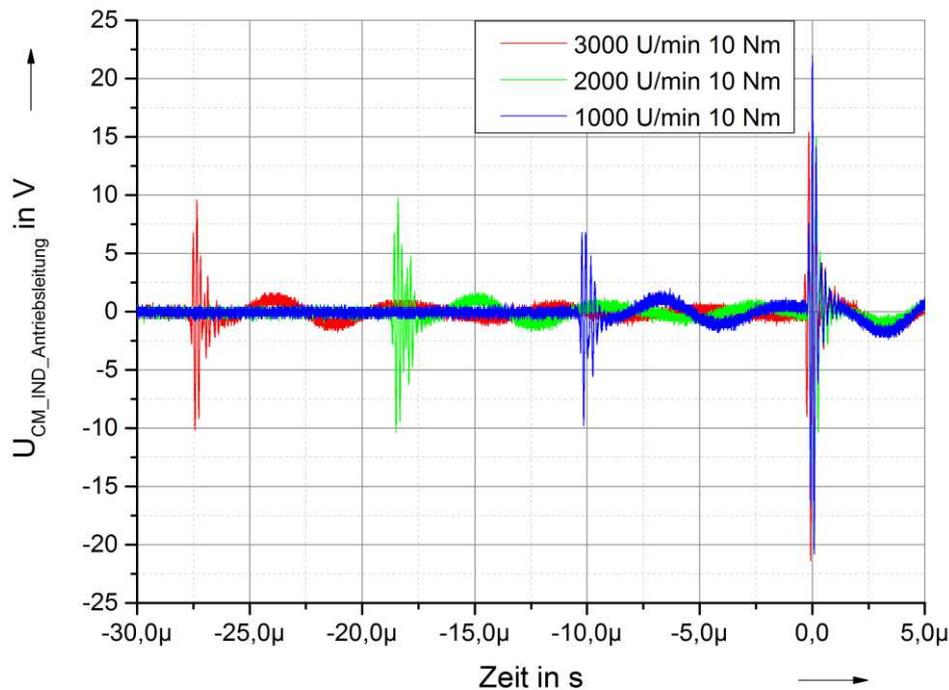


Abb. 95 Induzierte Gleichtaktstörspannung auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehzahlen

Ein ähnliches Verhalten zeigt sich bei Betrachtung der an der Antriebswelle auftretenden Stromimpulse. Wie in Abbildung 92 gezeigt, haben die Impulse eine andere Form. Es kommt hier zu einem einzelnen nicht oszillierenden Puls, der im Vergleich zu den Pulsen auf der Kabelschirmung langsam abklingt. In Abbildung 97 und Abbildung 98 ist der an der Welle auftretende Puls in Abhängigkeit von der Drehzahl und des Drehmoments dargestellt. Allgemein zeigt sich, wie auch schon bei den Impulsen auf der Schirmung, dass bei jedem Einschalt- bzw. Ausschaltvorgang ein Stromimpuls erzeugt wird.

<sup>27</sup> Hierbei werden die an der Stromzange EZ-17 induzierten Spannungspulse gezeigt.

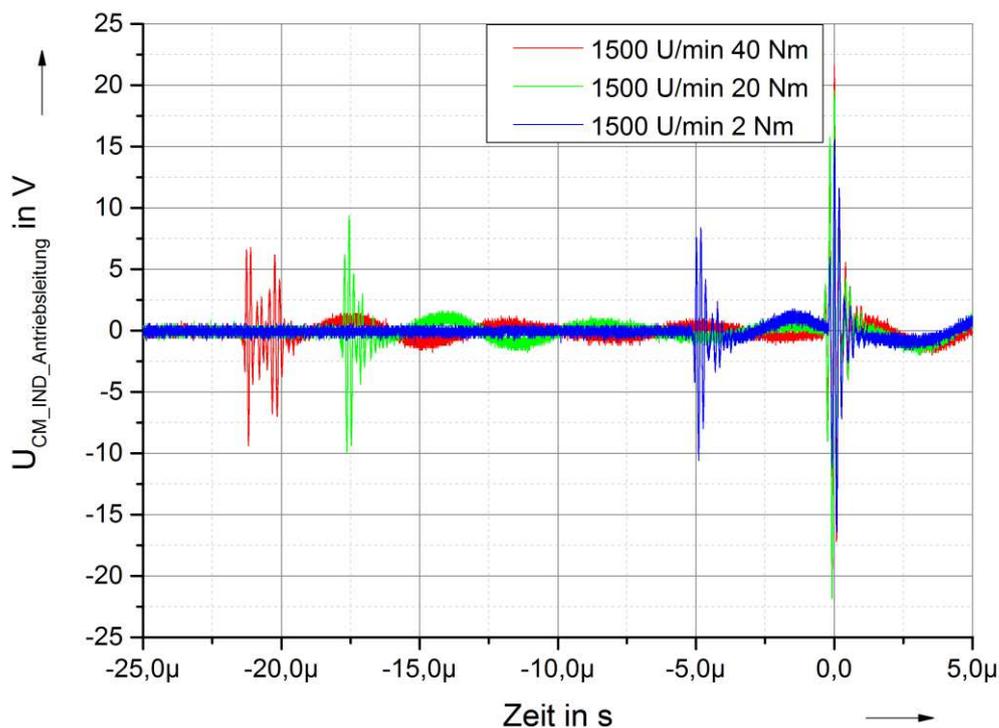


Abb. 96 Induzierte Gleichtaktstörspannung auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehmomente

Allerdings ist dieser an der Welle im Bezug auf die Impulsform für den Ein- und Ausschaltvorgang nicht identisch. Wie sowohl die gemessenen Impulse auf der Welle in Abbildung 90 als auch die simulierten Wellenströme in Abbildung 91 zeigen, wird beim Abschalten der Batteriespannung ein negativer Puls erzeugt, der einmal ins positive überschwingt und dann abklingt. Beim erneuten Wiedereinschalten der Batteriespannung kommt es dann zu einem positiven Impuls. Im Bezug auf die Drehzahlabhängigkeit zeigt sich verglichen mit den Impulsen auf der Schirmung ein ähnliches Verhalten bezüglich der linearen Erhöhung des Abstandes der beiden Impulse. Zudem zeigt sich auch hier kein wesentlicher Einfluss der Drehzahl auf die Amplitude der Impulse. Auch bei Betrachtung der Drehmomentabhängigkeit ergibt sich im Vergleich zu den Pulsen auf der Schirmung ein ähnlicher zeitlicher Abstand der Ein- und Ausschaltimpulse. Ein wesentlicher Unterschied kann allerdings bei Betrachtung der Amplitude der Impulse in Abhängigkeit vom Drehmoment beobachtet werden. Anders als bei den Impulsen auf der Schirmung reduziert sich die Amplitude der Pulse mit steigendem Drehmoment.

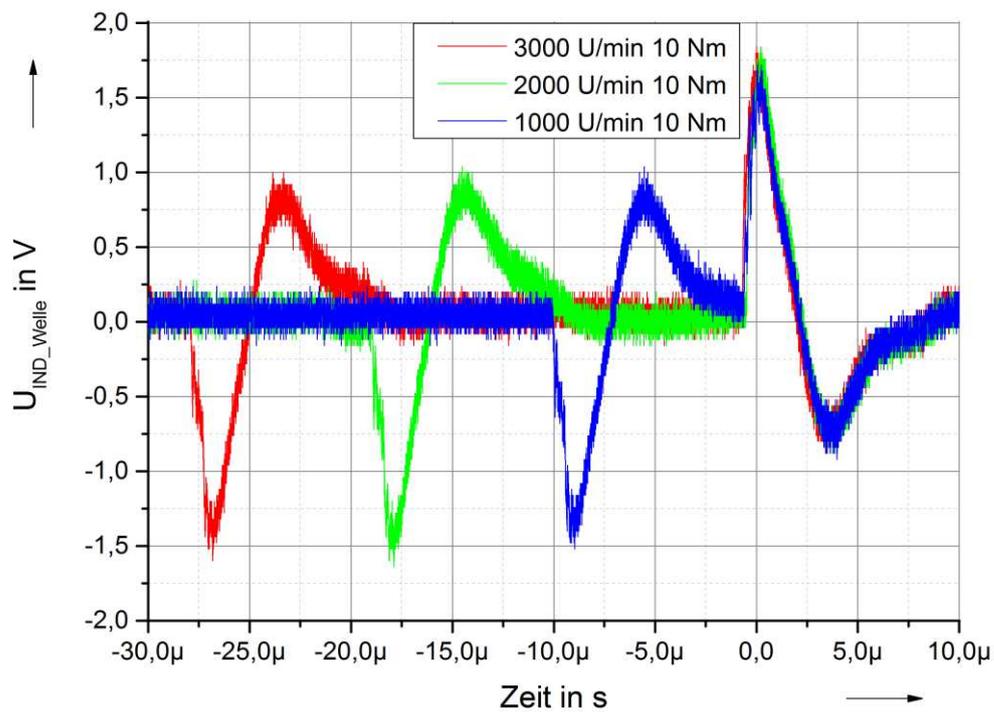


Abb. 97 Durch den Wellenstrom induzierte Spannung für verschiedene Drehzahlen

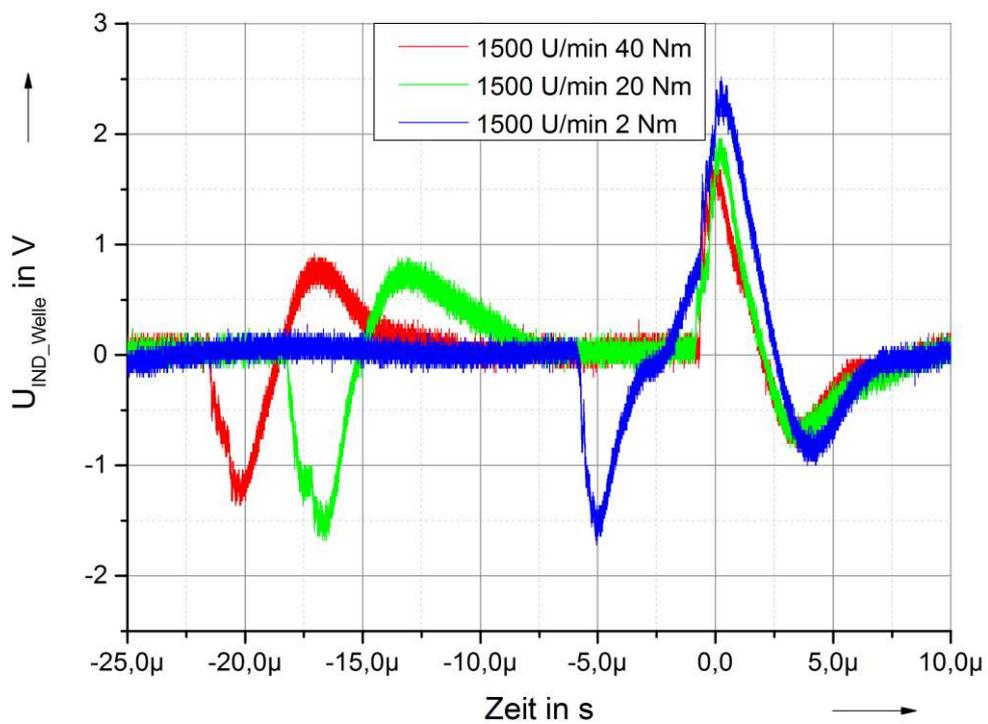


Abb. 98 Durch den Wellenstrom induzierte Spannung für verschiedene Drehmomente

Da für die Beurteilung der elektromagnetischen Störaussendung in der Regel Messungen im Frequenzbereich durchgeführt werden, wird auch am hier die Abhängigkeit der Störaussendungen vom Betriebspunkt des Antriebs im Frequenzbereich untersucht. Im Antriebsbordnetz sind die Schaltheftungen im Antriebsumrichter die wesentliche Quelle für die auftretenden Störungen. Hierbei haben die hochfrequenten Spannungsüberhöhungen in der Schaltflanke, welche in Abbildung 90 umrandet sind, im Wesentlichen bei höheren Frequenzen einen Einfluss auf die Störaussendung, wie der simulierte Vergleich der idealen mit der überschwingungsbehafteten PWM Spannung in Abbildung 99 zeigt. Hierbei wurde jeweils die im Zeitbereich simulierte Phasenspannung über eine FFT in den Frequenzbereich transformiert.

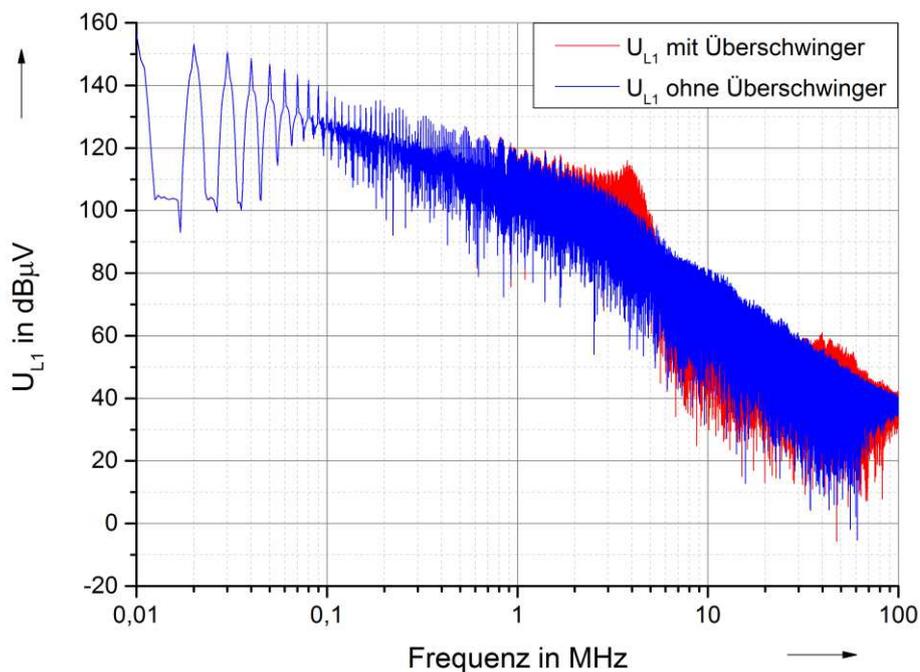


Abb. 99 Simulierte Phasenspannung  $U_{L1}$  (blau: PWM Spannung ohne resonanten Überschwinger, rot: PWM Spannung mit resonanten Überschwinger)

Um den Einfluss des Betriebspunkts des Antriebs auf die Störaussendung des Frequenzumrichters im Frequenzbereich zu untersuchen, wird die Dreiecksspannung an den Antriebswicklungen mit Hilfe eines Differentialastkopfs<sup>28</sup> und eines Messempfängers im Frequenzbereich gemessen. Wie in Abbildung 100 zu sehen, treten im Frequenzbereich Maxima bei Vielfachen der Umrichtertaktfrequenz, deren Amplitude hinzu höheren Frequenzen abnehmen. Die Sprünge bei 150 kHz und 30 MHz werden durch eine Umschaltung der Messbandbreite verursacht. Bis zu einer Frequenz von 20 MHz verhält sich die Dreiecksspannung sowohl für verschiedene Drehzahlen als auch für verschiedene Drehmomente identisch. Bei höheren Frequenzen zeigt sich allerdings eine Abhängigkeit der Störaussendungen vom Drehmoment, wie Abbildung 101 zeigt.

<sup>28</sup> Das Tastverhältnis des aktiven Differentialastkopfs von 100:1 entspricht einer zusätzlichen Dämpfung von 40dB, welche bereits im Diagramm berücksichtigt sind.

Die Drehzahl hat dahingegen nur einen sehr geringen bis keinen Einfluss auf die Störaussendung im Frequenzbereich. Dieses Verhalten bestätigt auch die bei der Betrachtung der Spannungspulse im Zeitbereich ermittelten Abhängigkeiten (siehe Abbildung 93 und Abbildung 94). Im Allgemeinen koppelt die im Frequenzbereich dargestellte Spannung auf die Schirmung des Antriebssystems, wo sie beispielsweise in Form des Gleichtaktstörstroms gemessen werden kann.

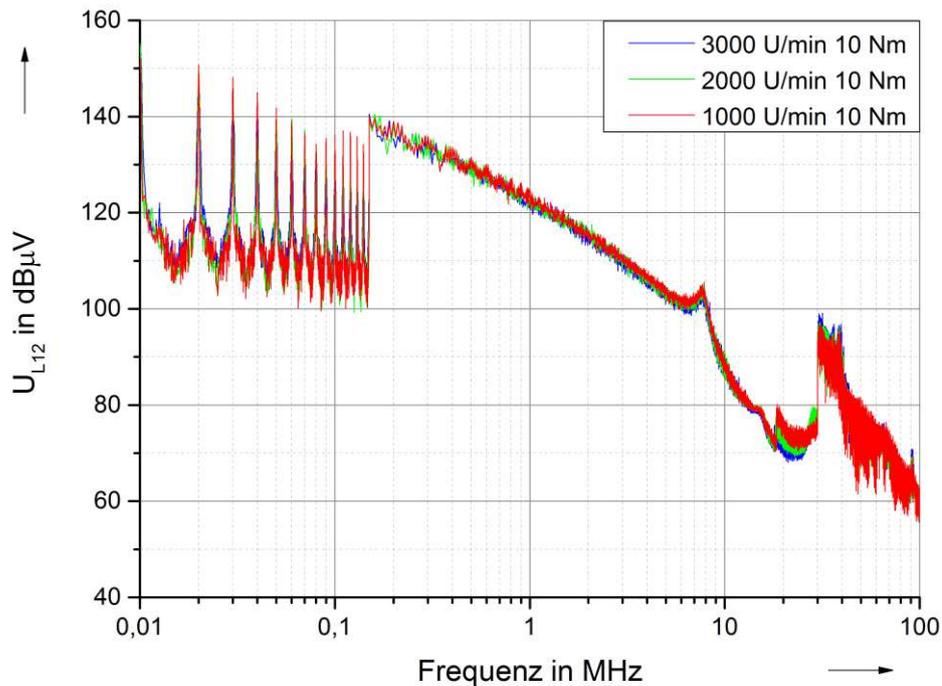


Abb. 100 Dreiecksspannung  $U_{L12}$  (Peak Detektor) an den Antriebswicklungen im Frequenzbereich für verschiedene Drehzahlen

In Abbildung 102 ist dieser Gleichtaktstörstrom für unterschiedliche konstante Drehzahlen dargestellt. Wie auch schon bei der Dreiecksspannung sind bei niedrigen Frequenzen Maxima bei Vielfachen der Taktfrequenz zu sehen. Anders als bei der Spannung steigen die Amplituden der Maxima aber bis hin zu etwa 200 kHz an. Für höhere Frequenzen fällt der Strom dann weiter ab und steigt dann zu einem Resonanzpunkt bei etwa 5 MHz wieder an. Bei Betrachtung der Abhängigkeit des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und dem konstanten Betriebspunkt des Antriebs zeigen die Ergebnisse in Abbildung 102 eine Unabhängigkeit von der Drehzahl des Antriebs. Eine Erhöhung des Drehmoments bei konstanter Drehzahl bewirkt allerdings eine Erhöhung des Schirmstroms im Frequenzbereich ab etwa 20 MHz, wie die Ergebnisse in Abbildung 103 zeigen. Dies kann mit dem erhöhten Spannungspegel der Störquelle in diesem Frequenzbereich begründet werden (siehe Abbildung 101).

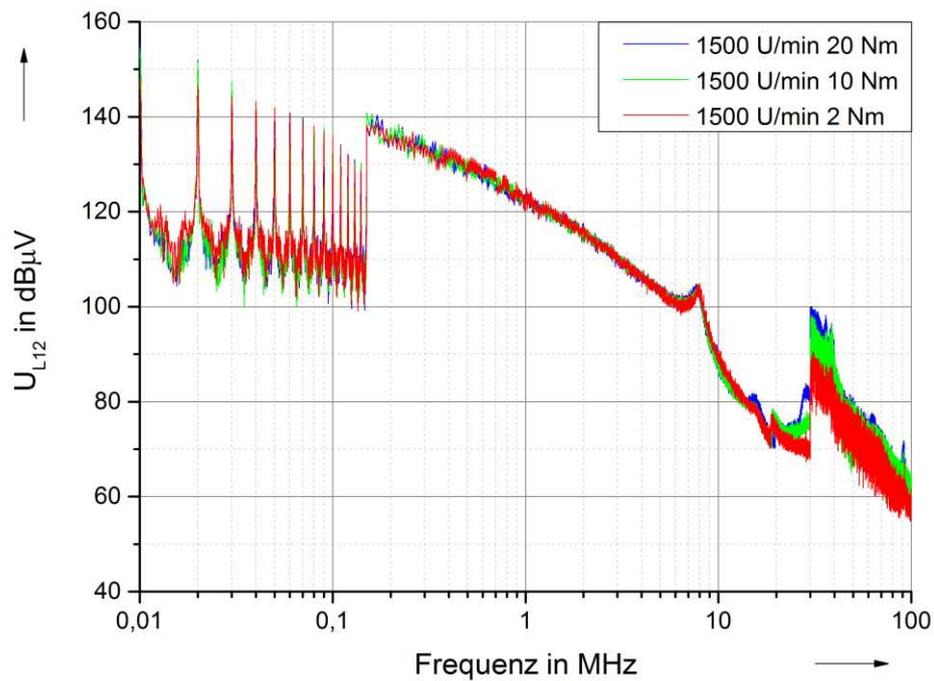


Abb. 101 Dreieckspannung  $U_{L12}$  (Peak Detektor) an den Antriebswicklungen im Frequenzbereich für verschiedene Drehmomente

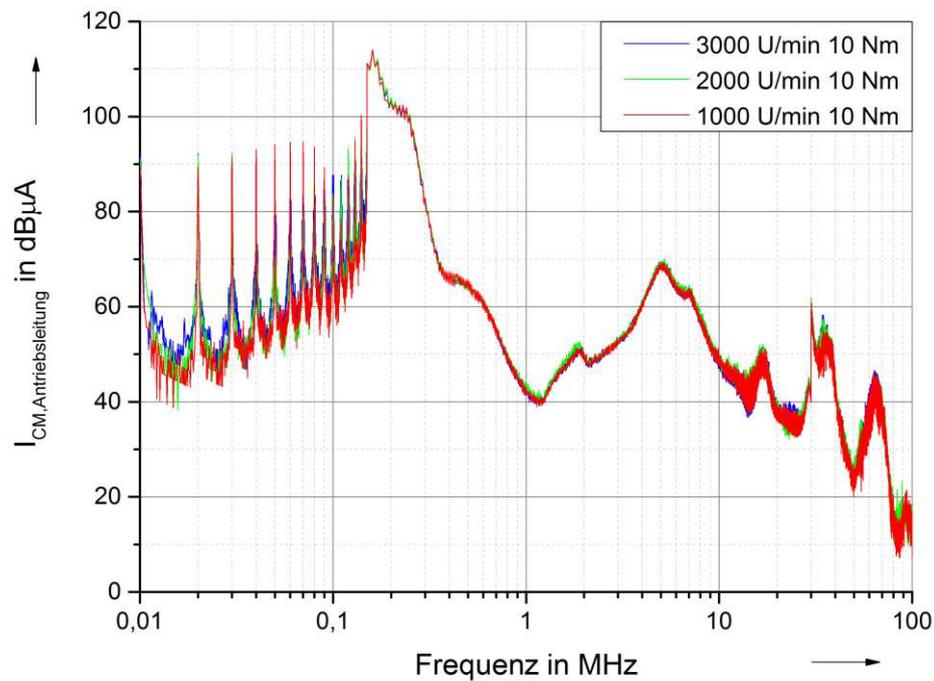


Abb. 102 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehzahlen

Diese Unterschiede bezüglich des Verlaufs der Störaussendung resultieren aus der Frequenzabhängigkeit der Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen und der Schirmung des Antriebs und der Antriebsleitung. Durch die Messung sowohl der Störquelle als auch des daraus resultierenden Stroms auf der Schirmung kann die Koppelimpedanz zwischen der PWM Dreiecksspannung an den Antriebswicklungen und der Schirmung der Antriebsleitung über Gleichung (7.1) bestimmt werden

$$Z_{K,Leitung} = U_{L12}(dB) - I_{CM,Antriebsleitung}(dB) . \quad (7.1)$$

Die Koppelimpedanz für das System ist in Abb.104 in unterschiedlichen Arbeitspunkten dargestellt. Gerade die Resonanzen des Schirmstroms in Abb.102 und Abb.103 beispielsweise bei 5 MHz zeigen sich bei der Koppelimpedanz in Form einer sehr geringen Impedanz in diesem Frequenzbereich. Allgemein ist die Koppelimpedanz unabhängig von dem Betriebspunkt des Systems, was in einem nahezu identischen Verlauf der Impedanz resultiert.

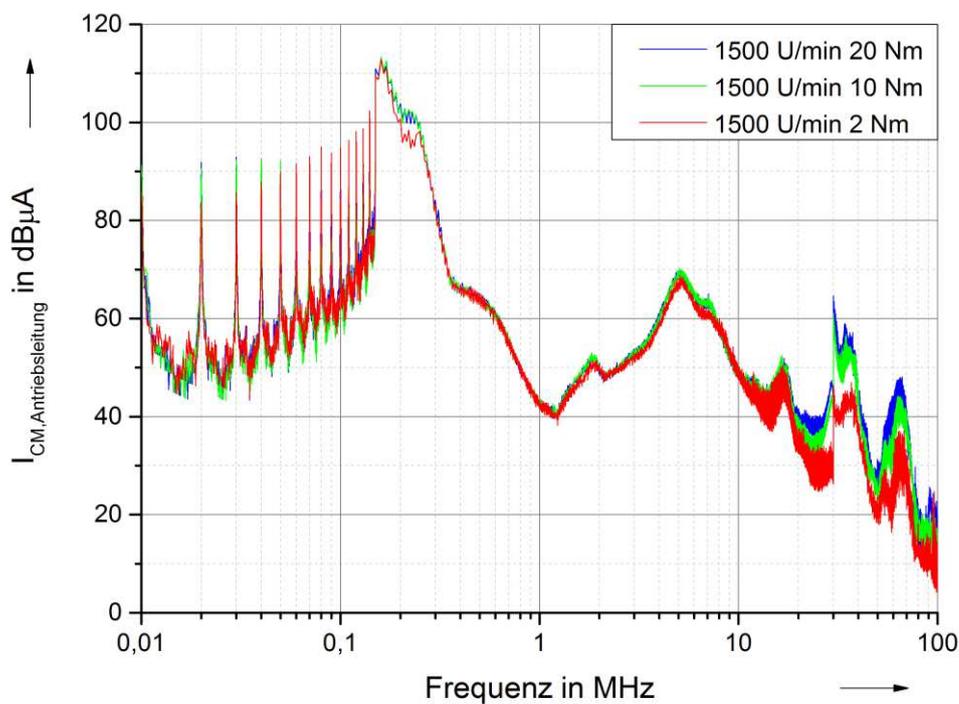


Abb. 103 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehmomente

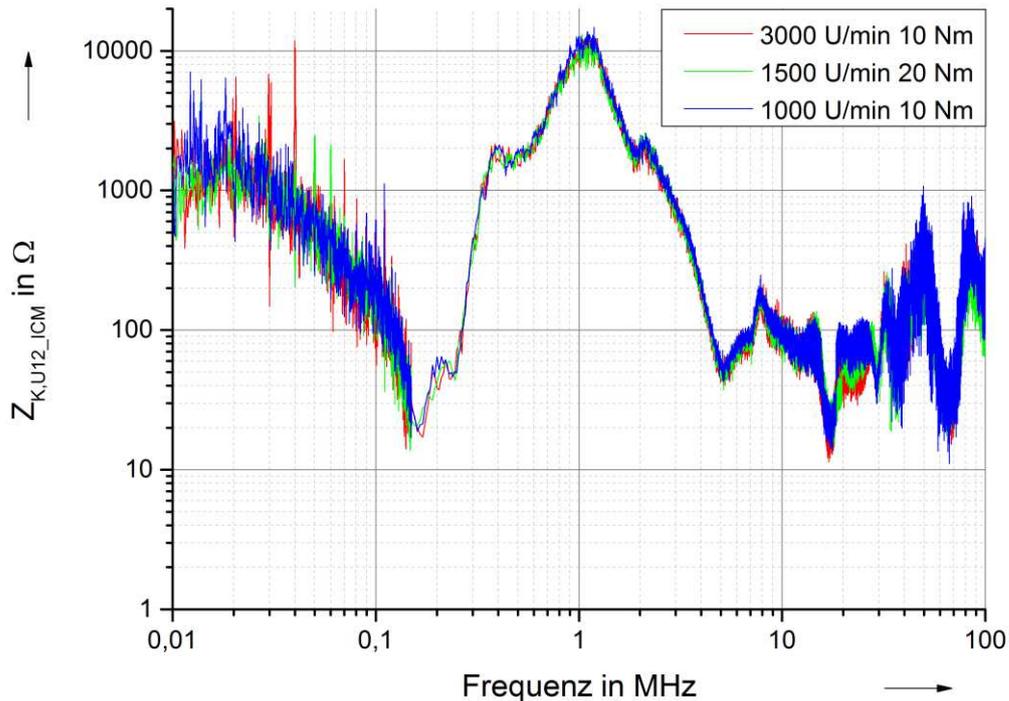


Abb. 104 Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen und der Schirmung des Antriebssystems

Im nächsten Schritt wird die an der Bordnetznachbildung gemessene unsymmetrische Störspannung im Frequenzbereich auf ihre Abhängigkeit vom Betriebspunkt des Antriebs untersucht. Abbildung 105 zeigt die Spannung zwischen dem Innenleiter und der Schirmung an der Batterieplusleitung. Auch hier sind bei niedrigen Frequenzen die Maxima bei Vielfachen der Taktfrequenz zu sehen. Die Amplitude dieser Maxima steigt bis zu einer Frequenz von etwa 250 kHz bis auf 115 dB $\mu$ V an und fällt danach stark ab. Die Höhe der auf der Gleichspannungsseite gemessenen Störungen zeigt, dass die Dämpfung des Zwischenkreiskondensators bei niedrigen Frequenzen gering ist (Störaussendungen von 80 dB bei 10 kHz). Die parasitären Induktivitäten der verwendeten Kondensatoren bewirken im Bereich zwischen 10 kHz und 100 kHz ein induktives Verhalten (Anstieg um 20 dB/Dekade). Bei höheren Frequenzen hat der Zwischenkreiskondensator keine signifikante Dämpfung mehr für die Störaussendung auf der Gleichspannungsseite des Umrichters. Zudem zeigt sich auch bei dieser Messung die aufbaubedingte Resonanzüberhöhung bei etwa 5 MHz. Bezüglich der Abhängigkeit der gemessenen Störspannung vom Betriebspunkt des Antriebs zeigt sich wie schon beim Schirmstrom bei variabler Drehzahl nur eine geringe Änderung bei niedrigen Frequenzen. Den größten Einfluss auf die Störspannung an der Traktionsleitung hat das Drehmoment des Antriebs. Dies wird in Abbildung 106 deutlich. Hier zeigt sich sowohl bei den ersten Amplitudenmaxima bei 10 kHz, 20 kHz und 30 kHz als auch bei höheren Frequenzen ab etwa 1 MHz eine Erhöhung der Störspannung mit dem Drehmoment. Gerade bei höheren Frequenzen zwischen 28 MHz und 40 MHz kommt es zwischen dem Leerlaufbetrieb und einem Lastmoment von 20 Nm zu Störspannungserhöhungen von maximal etwa 15 dB.

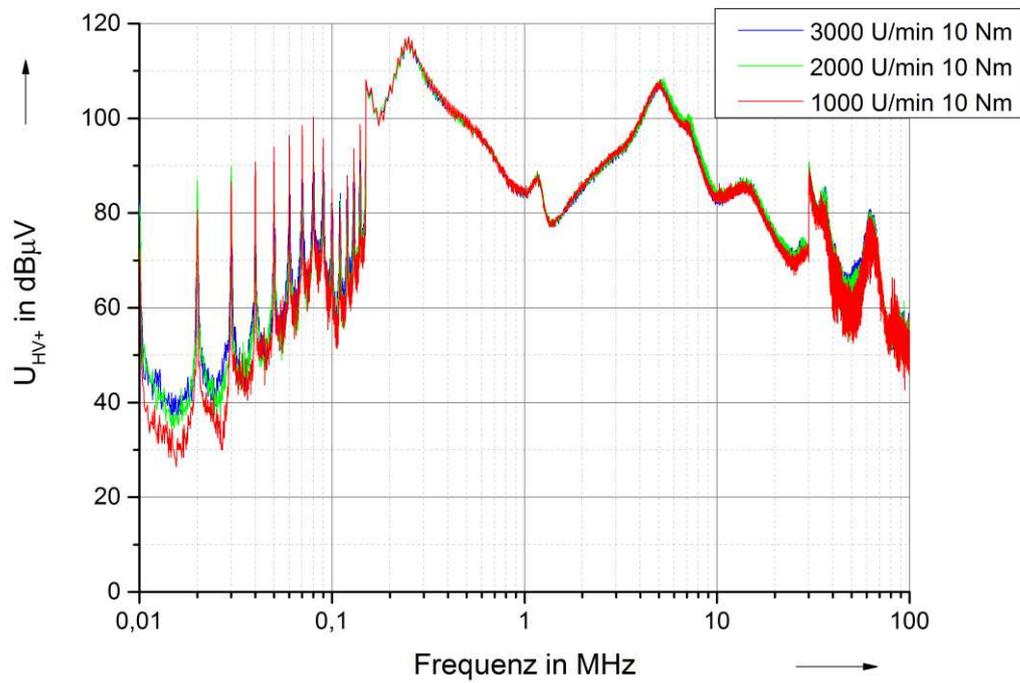


Abb. 105 Unsymmetrische Störspannung (Peak Detektor) auf der HV+ Traktionsleitung für verschiedene Drehzahlen

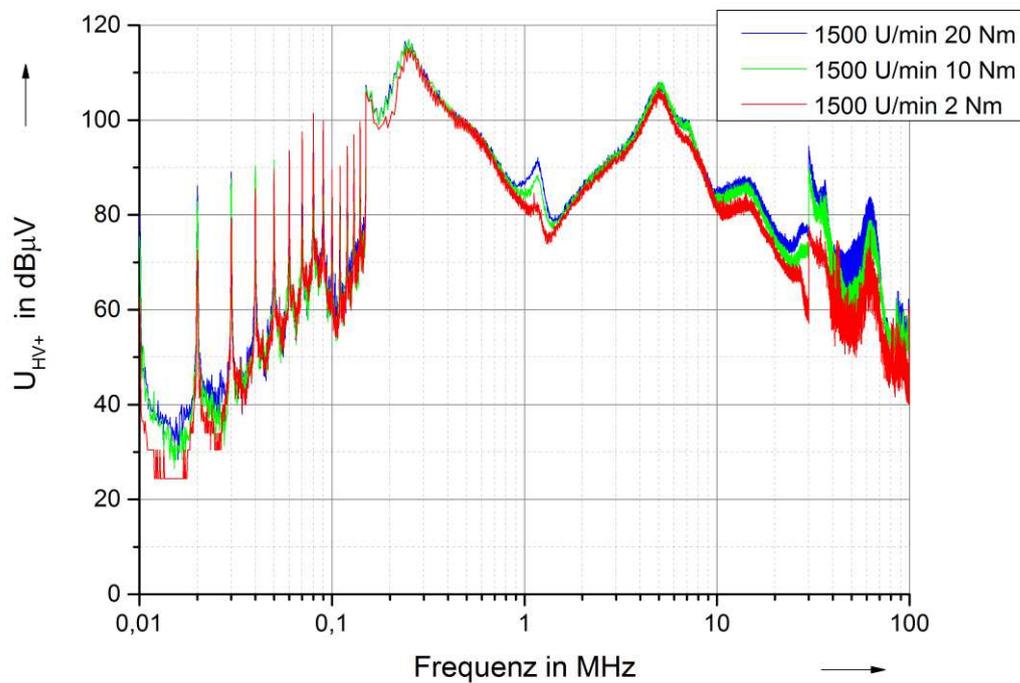


Abb. 106 Unsymmetrische Störspannung (Peak Detektor) auf der HV+ Traktionsleitung für verschiedene Drehmomente

Zuletzt wird der Störstrom an der Antriebswelle in Abhängigkeit unterschiedlicher Betriebspunkte des Antriebs untersucht. Die Messungen der Impulse im Zeitbereich zeigen eine deutliche Abhängigkeit der Amplitude der Pulse sowohl bei variablem Drehmoment als auch bei variabler Drehzahl. Aufgrund des in Abschnitt 5.2 bestimmten SNR bei der Messung des Wellenstroms wird bei dieser Untersuchung nur bis zu einer Frequenz von 20 MHz gemessen. Abbildung 107 zeigt die gemessenen Wellenströme bei variabler Drehzahl und konstantem Drehmoment. Wie auch beim untersuchten Schirmstrom und der Störspannung auf dem Batterieleitungen treten auf der Welle Amplitudenmaxima bei Vielfachen der Taktfrequenz auf. Insgesamt ist die Amplitude der Wellenströme im Vergleich zu den Gleichtaktströmen auf dem Kabelschirm deutlich geringer, was auf eine vergleichsweise hohe Kopplungsimpedanz zwischen den Ständerwicklungen und der Welle hindeutet. Die Amplitude des Wellenstroms nimmt mit steigender Frequenz kontinuierlich ab und auch die Resonanzüberhöhung bei 5 MHz tritt bei dieser Messung auf. Im Vergleich zu den Messungen an den Antriebs- bzw. den Traktionsleitungen befinden sich im Koppelpfad zwischen den Ständerwicklungen und der Welle die Antriebslager, deren Kopplungseigenschaften nicht unabhängig von der Drehzahl sind. Dies zeigen die Messergebnisse in Abbildung 107. Anders als bei den Störaussendungen an den Antriebs- und Traktionsleitungen zeigt sich bei den Wellenströmen eine deutliche Abhängigkeit von der Drehzahl des Antriebs. Bei niedrigen Frequenzen bis hin zu etwa 2 MHz erhöht sich die Amplitude der Störaussendung mit der Drehzahl. Ab etwa 2 MHz dreht sich dieses Verhalten um. Bei der Resonanz bei 5 MHz treten beispielsweise bei der geringsten Drehzahl die höchsten Wellenströme auf und es ist eine Reduktion in Abhängigkeit von der Drehzahl zu beobachten. Ab etwa 20 MHz ist dann keine Drehzahlabhängigkeit mehr zu beobachten. Wird nun der Einfluss des Drehmoments auf die Wellenströme untersucht, so zeigt sich in Abbildung 108 über den gesamten Frequenzbereich eine Abhängigkeit vom Drehmoment.

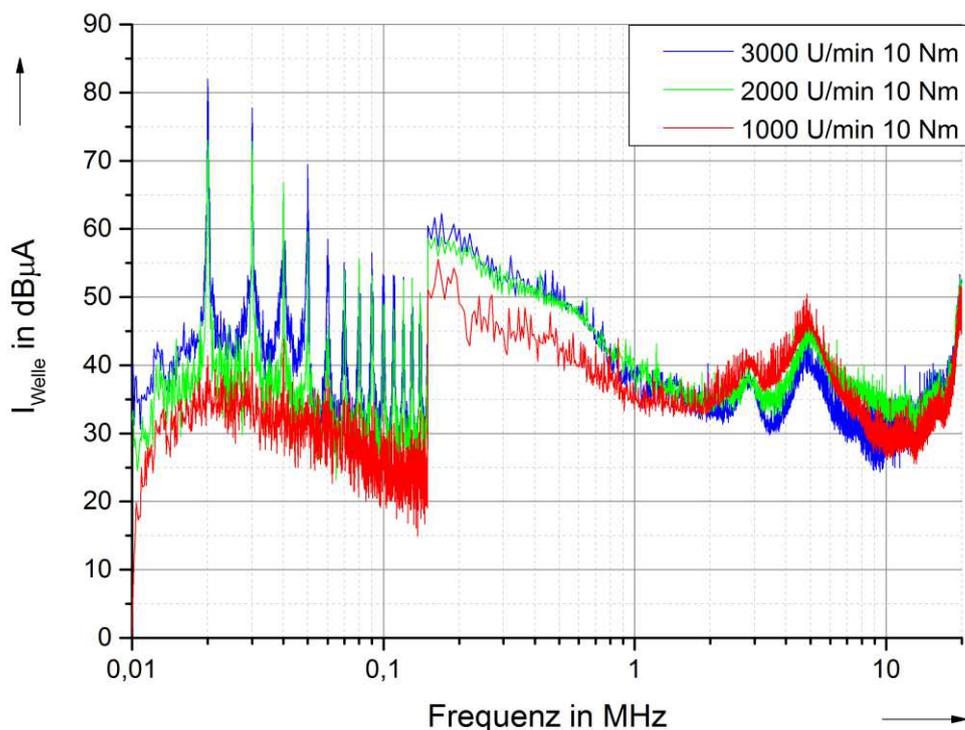


Abb. 107 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebswelle für verschiedene Drehzahlen

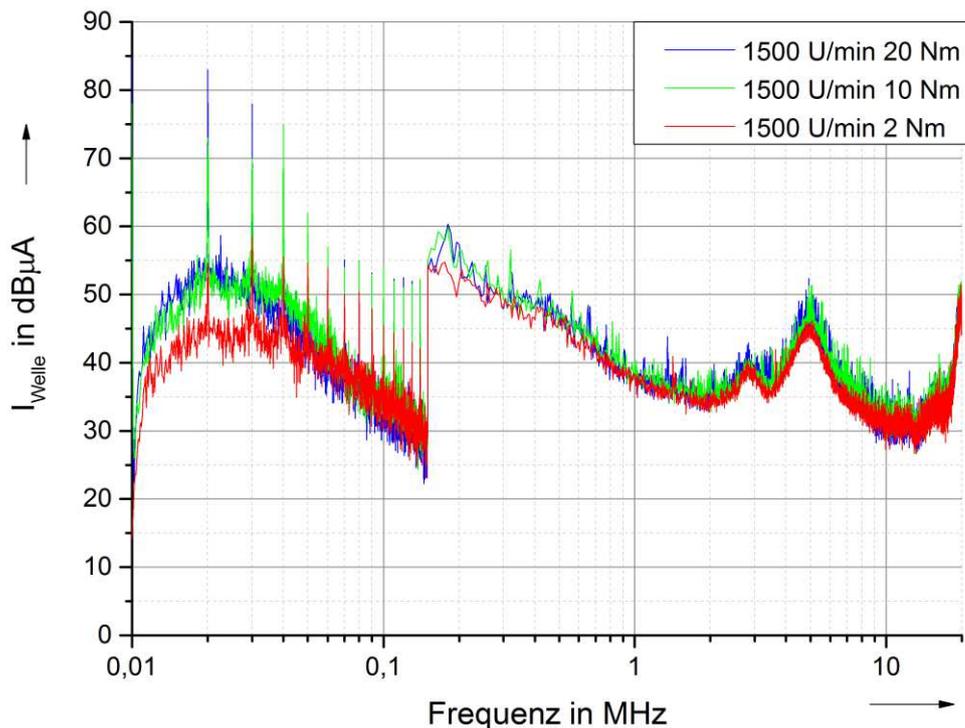


Abb. 108 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebswelle für verschiedene Drehmomente

Mit steigendem Drehmoment steigt auch die Amplitude der Wellenströme an. Der größte Unterschied (zwischen Leerlauf (2Nm) und 20Nm) von über 20 dB tritt hier bei den Amplitudenmaxima bis etwa 40 kHz auf. Analog zu der Messung des Schirmstroms kann auch hier, unter Berücksichtigung der Spannung an den Antriebswicklungen, die Koppelimpedanz zwischen der Quellenspannung und dem Strom an der Senke<sup>29</sup> anhand von Gleichung (7.2) bestimmt werden

$$Z_{K,Welle} = U_{L12}(dB) - I_{CM,Welle}(dB) \quad . \quad (7.2)$$

Diese Koppelimpedanz ist bei variabler Drehzahl in Abbildung 109 dargestellt. Hier zeigt sich das schon in Abbildung 107 festgestellte drehzahlabhängige Verhalten. Im vorderen Frequenzbereich ist die Impedanz bei geringer Drehzahl am höchsten und sinkt dann mit steigender Drehzahl ab. Auch hier kehrt sich das Verhalten ab einer Frequenz von etwa 2 MHz um. Dieses Verhalten zeigt, dass die Impedanz des Koppelpfades über die Welle Drehzahlabhängig variiert.

<sup>29</sup> In diesem Fall ist die Quelle die PWM Spannung  $U_{L12}$  an den Antriebswicklungen, welcher den Strom auf der Antriebswelle verursacht.

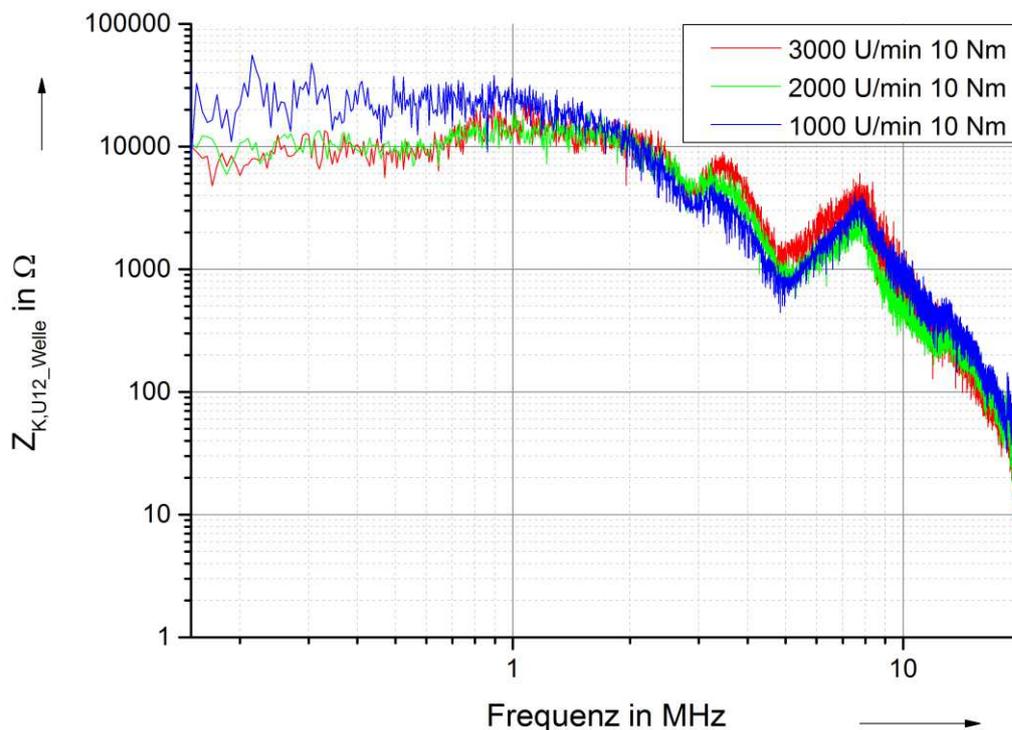


Abb. 109 Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen Antriebswelle für verschiedene Drehzahlen

## 7.2 Untersuchungen der zeitabhängigen Störaussendungen im dynamischen Betrieb zur Identifizierung von kritischen Zuständen

Nach der Betrachtung der Störaussendungen im konstanten Betrieb, wird nun die Störaussendung des Antriebs in dynamischen Fahrscenarien untersucht. Hierzu wird das in Abschnitt 5.1 vorgestellte Messsystem verwendet. Da man mit diesem Messsystem nur 2 MHz (Begrenzung des SDR) breite Frequenzabschnitte über der Zeit erfassen kann, muss in einem ersten Schritt festgelegt werden, welche Frequenzen im Detail betrachtet werden sollen. Da die Messung und im Speziellen die betrachteten Fahrzyklen reproduzierbar sind, können natürlich auch die Störaussendungen an beliebigen anderen Frequenzen gemessen werden. Abbildung 110 zeigt exemplarisch die an der Schirmung und an der Welle gemessenen Störströme mit den Stromgrenzwerten nach CISPR/D/425/CDV<sup>30</sup>. Es zeigt sich, dass es bei dem verwendeten Antriebssystem in einigen Frequenzbereichen zu deutlichen Grenzwertüberschreitungen kommt. Im Bereich zwischen 150 kHz und 300 kHz überschreitet der gemessene Schirmstrom deutlich die Grenzwerte. Auch bei einer Messung an der Welle kann der Klasse 5 Grenzwert nicht eingehalten werden. Im zweiten markierten Bereich liegen sowohl der Schirmstrom als auch der Wellenstrom innerhalb der Grenzwerte.

<sup>30</sup> Hierbei sind die Grenzwerte in fünf Klassen unterteilt, wobei Klasse 5 die höchsten und Klasse 1 die geringsten Anforderungen an die zu testende Komponente darstellt.

Auch im markierten Bereich der aufbaubedingten Resonanz bei 5 MHz und im Bereich ab 25 MHz kommt es zu deutlichen Grenzwertüberschreitungen. Abbildung 111 zeigt die an der Bordnetznachbildung gemessene Störspannung mit den entsprechenden Spannungsgrenzwerten nach CISPR/D/425/CDV.

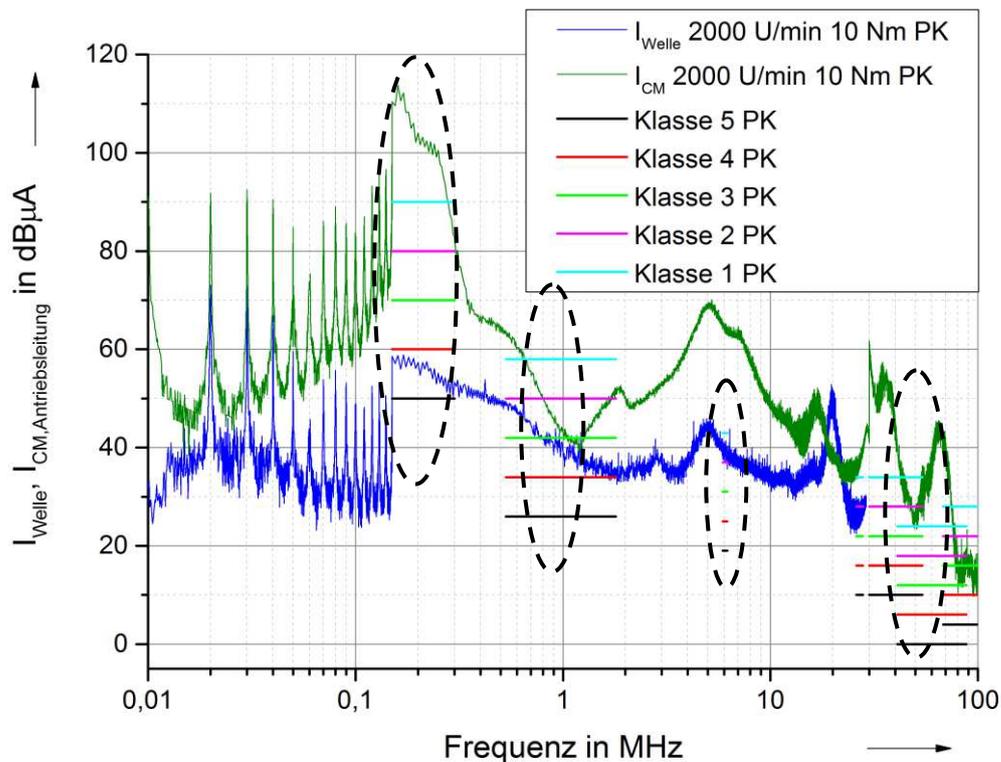


Abb. 110 Störstrom an der Welle und auf der Schirmung der Antriebsleitung bei 2000 U/min und 10 Nm mit den aktuellen Grenzwerten nach CISPR/D/425/CDV

Auch hier kommt es in einigen Frequenzbereichen zu deutlichen Grenzwertüberschreitungen. Hier tritt die deutlichste Grenzwertüberschreitung bei der Resonanz bei etwa 5 MHz auf. Der Klasse 1 Grenzwert wird hier um etwa 30 dB überschritten. Im Bereich zwischen 150 kHz und 300 kHz sind die Grenzwertüberschreitungen nicht so hoch, wie bei der Messung des Schirmstroms. Im Bereich ab etwa 25 MHz liegt der gemessene Wert meist zwischen den Klasse 2 und Klasse 3 Grenzwerten. In beiden Abbildungen sind Frequenzbereiche markiert. Innerhalb dieser Bereiche werden einzelne Frequenzen genauer in Abhängigkeit von dynamischen Fahrten des Antriebs untersucht. Zur Untersuchung der Schirmströme auf der Antriebsleitung und der unsymmetrischen Störspannung auf der Traktionsleitung werden die Störstrom- bzw. Störspannungsamplituden bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz genauer untersucht. Bei der Untersuchung der Wellenströme werden die Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 5,9 MHz im dynamischen Betrieb gemessen. Somit wird an allen Messpunkten der Einfluss des dynamischen Betriebs auf die Störaussendung bei niedrigen und hohen Frequenzen erfasst.

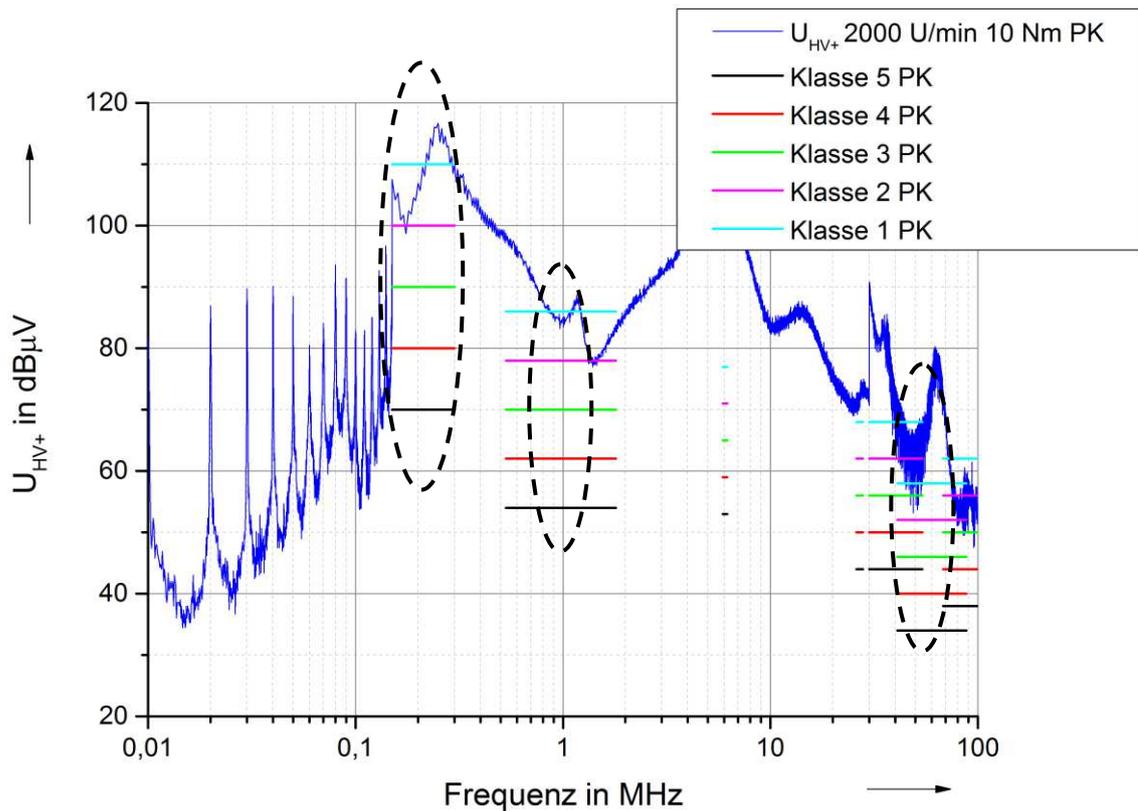


Abb. 111 Unsymmetrische Störspannung  $U_{HV+}$  an der  $50\Omega 5\mu\text{H}$ -Netznachbildung bei 2000 U/min und 10 Nm mit den aktuellen Grenzwerten nach CISPR/D/425/CDV

Für die Messungen werden in dieser Arbeit insgesamt zwei relativ kurze Fahrzyklen betrachtet. Zum einen wird ein kurzer Abschnitt des amerikanischen SMTP-US06-Fahrzyklus [90] und zum anderen ein Fahrzyklus, der eine Fahrzeugbeschleunigung mit Maximalmoment auf Endgeschwindigkeit gefolgt von einem elektrischen Abbremsvorgang mit voller Rekuperationsleistung bis zum Stillstand des Fahrzeugs beinhaltet, betrachtet. Bei beiden Fahrzyklen wird die maximale Rekuperation auf 100% gesetzt, um auch beim negativen Drehmoment möglichst hohe Störaussendungen zu untersuchen. Ziel hierbei ist es für die untersuchten Frequenzen bezüglich der Störaussendungsamplitude Worst-Case Szenarien zu identifizieren. Die Drehzahl- und Drehmomentprofile der beiden Fahrzyklen sind in Abbildung 112 dargestellt.

Beim Abschnitt des Fahrzyklus US06 wird das Fahrzeug über einen Zeitraum von etwa 80 s auf 95 % der Maximalgeschwindigkeit beschleunigt und wieder abgebremst. Hierbei kommt es zum hohen positiven wie negativen Drehmomenten, die zudem schnell variieren. Eine noch extremere Variante ist der zweite Fahrzyklus. Hier wird das Fahrzeug innerhalb von etwa 30 s bis zur Maximalgeschwindigkeit beschleunigt und wieder abgebremst. Zudem tritt bei diesem Fahrzyklus über einen längeren Zeitraum das maximale positive wie negative Drehmoment auf.

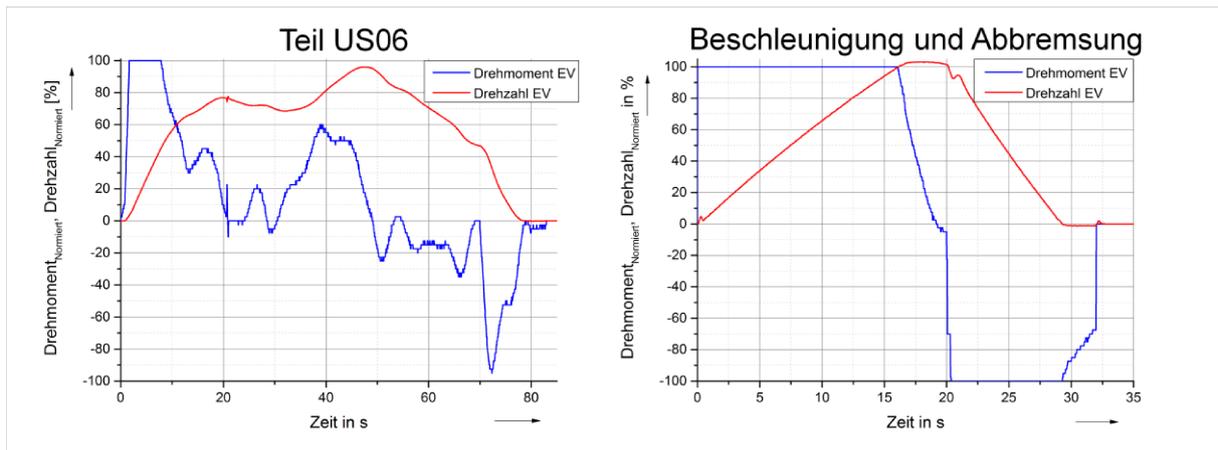


Abb. 112 Drehzahl- und Drehmomentprofil der betrachteten Fahrzyklen; links: Abschnitt des SMPT US06 Fahrzyklus; rechts: Beschleunigung und Abbremsvorgang eines Elektrofahrzeugs

Bei Verwendung des Zeitbereichs-EMI-Messsystems können die Störaussendungen in Form eines Wasserfalldiagramms gleichzeitig im Zeit- und Frequenzbereich visualisiert werden. In Abbildung 113 ist dies am Beispiel des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus dargestellt. Gerade im niedrigen Frequenzbereich sind deutlich die Amplitudenmaxima bei Vielfachen der Umrichtertaktfrequenz in Form von senkrecht verlaufenden Linien zu erkennen. Diese variieren bezüglich ihres Farbtons (entspricht der Amplitude) über der Frequenz aber auch über der Zeit. Es ist gut zu sehen, dass die einzelnen Linien während des Fahrzyklus eine deutlich sichtbare Variation in der Linienbreite und Helligkeit aufweisen. Bei der Beschleunigung des Fahrzeugs werden die Linien mit steigender Drehzahl breiter. Nach Erreichen der Maximaldrehzahl werden sie dann für einen kurzen Zeitraum wieder schmaler, um dann während des Abbremsvorgangs wieder breiter zu werden. Diese Darstellung ist zwar sehr anschaulich, verdeutlicht aber nicht so eindeutig die Abhängigkeit der Amplitude vom dynamischen Betrieb des Antriebs bei einer betrachteten Frequenz. Für diese Betrachtung werden die oben definierten Frequenzen an den unterschiedlichen Messpunkten mit einer zeitlichen Abtastrate von 20 ms gemessen.

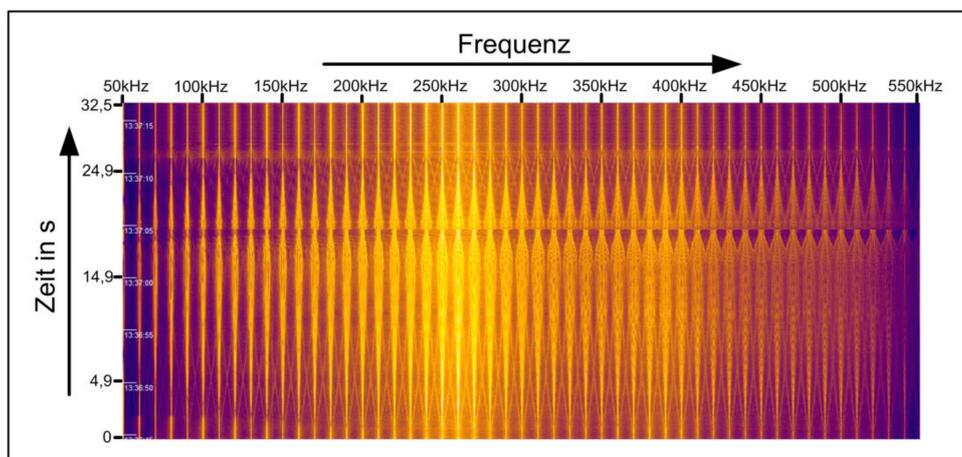


Abb. 113 Störaussendungen auf der Schirmung der Antriebsleitung im Frequenzbereich zwischen 50kHz und 550kHz für den Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus [89]

Abbildung 114 zeigt den Verlauf der Dreiecksspannung  $U_{L12}$  während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus für die Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz. Zudem sind das Drehzahl- und das Drehmomentprofil in der Abbildung zu sehen, um einen direkten Zusammenhang zwischen dem Betriebspunkt des Antrieb und der Amplitude der Störaussendung sichtbar zu machen. Bei den niedrigen Frequenzen treten die höchsten Amplituden zu Beginn des Beschleunigungsvorgangs und zum Ende des Abbremsvorgangs auf. Zu diesen Zeitpunkten wird das maximale Drehmoment bei geringen Drehzahlen abgerufen. Zudem ist sowohl bei 180 kHz als auch bei 900 kHz eine leichte Abhängigkeit von der Drehzahl zu erkennen. Mit steigender Drehzahl sinkt bei den betrachteten Frequenzen die Amplitude der Motorklemmenspannung bei konstant maximalem Drehmoment. Dieses Verhalten ist unabhängig vom Vorzeichen des Drehmoments da auch während des Abbremsvorgangs die Spannung hin zu niedrigen Drehzahlen wieder ansteigt. Zuletzt bewirkt auch die schnelle Änderung des Drehmoments nach dem Beschleunigungsvorgang eine Erhöhung der Motorklemmenspannung. Auch bei höheren Frequenzen (50 MHz) ist die Spannungsamplitude bei hohem Drehmoment und geringer Drehzahl am höchsten. Im Vergleich zu den niedrigen Frequenzen sinkt die Spannungsamplitude bei der Änderung des Drehmoments ab. Zum Zeitpunkt in dem das Drehmoment null ist, ist auch die Amplitude der Quellenspannung am geringsten. Im Folgenden zeigen die Ergebnisse in Abbildung 115 die Amplitude des Gleichtaktstörstroms auf der Schirmung der Antriebsleitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus. Allgemein fällt die Amplitude mit steigender Frequenz deutlich stärker ab als bei der Spannung an den Antriebsklemmen. Bei den niedrigen Frequenzen zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie bei der Dreiecksspannung. Die höchsten Störstrompegel treten bei hohem Drehmoment und geringer Drehzahl auf und auch die schnelle Änderung des Drehmoments bei etwa 20 s führt zu einer Erhöhung des Strompegels. Zudem ist auch hier eine leichte Drehzahlabhängigkeit zu erkennen. Vom Start des Fahrzyklus fällt die Amplitude bis zur Endgeschwindigkeit um etwa 10 dB. Bei der Messung des Störstroms bei 50 MHz zeigt sich nun aber eine reine Drehmomentabhängigkeit. Zum Start des Fahrzyklus erhöht sich der Strompegel und fällt zum Zeitpunkt der Drehmomentänderung ab, um dann während des Abbremsvorgangs wieder auf den gleichen Pegel anzusteigen. Der Betrieb des Antriebs bei hohem Drehmoment und geringer Drehzahl hat keinen Einfluss auf die Amplitude des Störstroms.

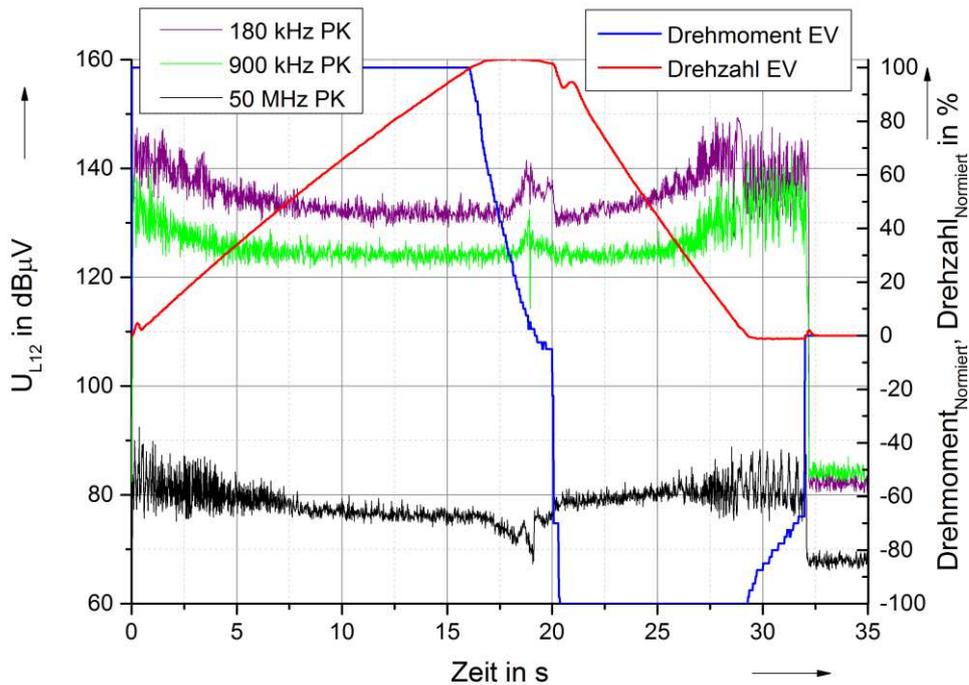


Abb. 114 Amplitude der Dreiecksspannung  $U_{L12}$  an den Antriebswicklungen während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz

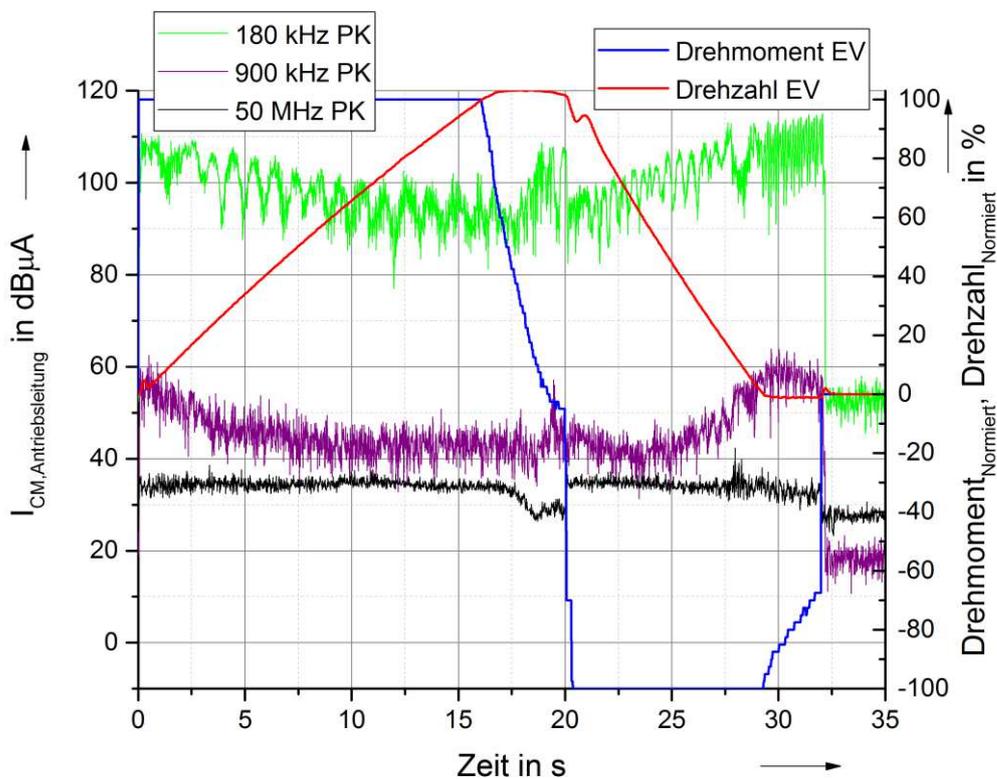


Abb. 115 Amplitude des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz

Ein ähnliches Bild zeigt sich auch auf der Traktionsleitung des Umrichters in Abbildung 116, wobei hier die Spannungspegel mit steigender Frequenz nicht so stark abfallen. Der Verlauf des Spannungspegels zeigt bei niedrigen Frequenzen einen Abfall des Spannungspegels mit steigender Drehzahl. Die höchsten treten am Ende des Fahrzyklus auf. Hier ist die Drehzahl bereits null. Der Umrichter pulst aber noch für einen kurzen Zeitraum auf die Antriebswicklungen. Bei der Messung bei 50 MHz zeigt sich nun allerdings neben der Abhängigkeit vom Drehmoment eine leichte Abhängigkeit von der Drehzahl des Antriebs. Speziell bei niedrigen Drehzahlen kommt es bei konstantem Drehmoment zu höheren Störspannungen am Anfang und am Ende des Fahrzyklus. Bezüglich der Drehmomentabhängigkeit ist wieder zu sehen, dass bei der Änderung des Drehmoments am Ende des Beschleunigungsvorgangs der Störspannungspegel um etwa 20 dB einbricht.

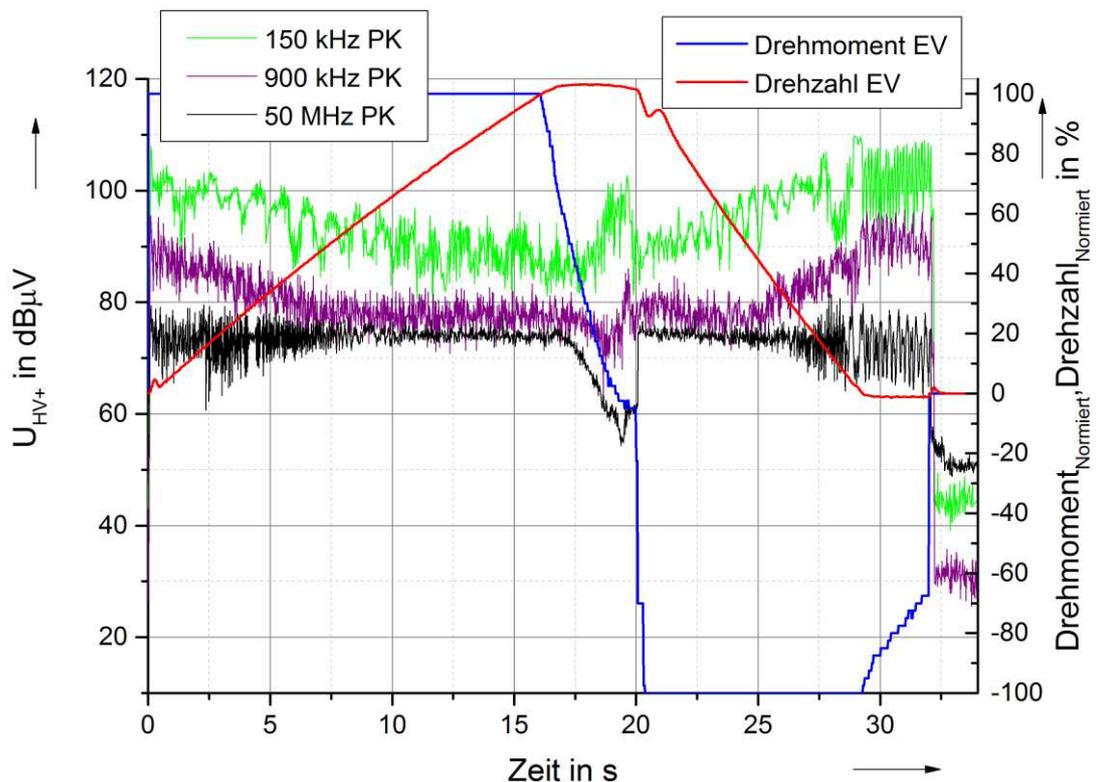


Abb. 116 Amplitude der unsymmetrischen Störspannung auf der HV+ Batterieleitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz

Zuletzt wird noch das Verhalten des Störstroms an der Antriebswelle im dynamischen Betrieb bei unterschiedlichen Frequenzen untersucht. Die Ergebnisse für den Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus sind in Abbildung 117 dargestellt. Verglichen mit dem Störstrom auf der Antriebsleitung zeigt sich an der Welle ein deutlich abweichendes Verhalten. Speziell bei den niedrigen Frequenzen ist ein Anstieg des Wellenstroms mit der Drehzahl zu sehen. Dieses Verhalten konnte auch schon bei den Messungen im Konstantbetrieb beobachtet werden. Die Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen und der Welle zeigt ein drehzahlabhängiges Verhalten. Im Ersatzschaltbild des Simulationsmodells wird der Kopplungspfad über die Welle über eine Kapazität gegen Erde modelliert. Das in Abbildung 117 dargestellte Verhalten würde einer Vergrößerung der Kapazität mit steigender Drehzahl entsprechen. Zudem ist zu sehen, dass dieser drehzahlabhängige Anstieg ab einer Drehzahl von etwa 1800 U/min nicht mehr in Erscheinung tritt. Bei 180 kHz tritt der höchste Pegel des Wellestroms während der Drehmomentänderung auf.

Beim Abbremsvorgang reduziert sich die Amplitude des Wellenstroms dann wieder mit sinkender Drehzahl. Anders als beim Schirmstrom und bei der Dreiecksspannung treten am Ende des Fahrzyklus die geringsten Wellenströme auf. Bei einer Frequenz von 5,9 MHz treten die höchsten Strompegel am Anfang des Fahrzyklus bei geringer Drehzahl und maximalem Drehmoment auf. Ab einer Drehzahl von etwa 1200 U/min fällt der Wellenstrom dann wieder ab und bleibt bis zum Ende des Abbremsvorgangs nahezu konstant. Die schnelle Änderung des Drehmoments bei etwa 20 s hat nahezu keinen Einfluss auf die Amplitude des Wellenstroms. Dieses Verhalten zeigt, dass die Kopplungseigenschaften des Lagers sowohl von der Messfrequenz als auch von der Drehzahl abhängen.

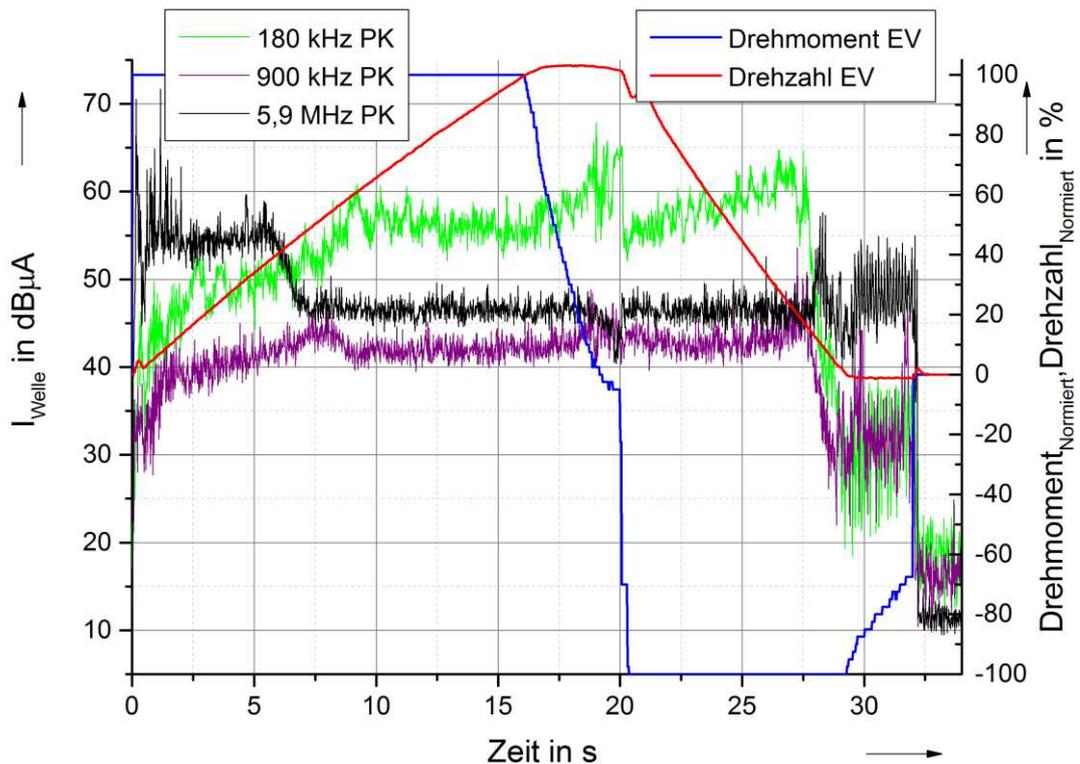


Abb. 117 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 5,9 MHz

Um das Verhalten der Störaussendung an den unterschiedlichen Stellen des Antriebsbordnetzes besser vergleichen zu können sind im Folgenden die gemessenen Störströme und Störspannungen bei fester Frequenz am Beispiel des SMTP-US06-Fahrzyklus dargestellt. Abbildung 118 zeigt die gemessenen Störaussendungen bei 180 kHz. Es wird deutlich, dass sich die Störaussendungen an den Antriebs und Traktionsleitungen in etwa gleich verhalten. Hier zeigt sich, wie beim Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus, dass die höchsten Pegel zu Beginn und am Ende des Fahrzyklus also bei geringen Drehzahlen und hohem Drehmoment auftreten. Zudem ist während des Fahrzyklus zu sehen, dass bei höheren Drehzahlen, immer wenn das Drehmoment auf null sinkt, der Pegel der gemessenen Störaussendung ansteigt. An der Welle ist auch hier ein Anstieg der Störaussendung mit der Drehzahl zu Beginn des Fahrzyklus zu sehen. Am Ende des Fahrzyklus sinkt diese mit fallender Drehzahl beim Bremsvorgang wieder ab. Am Ende des Abbremsvorgangs an dem die Drehzahl und das Drehmoment null sind, wird der niedrigste Wert des Wellenstroms von 0 dBµA erreicht.

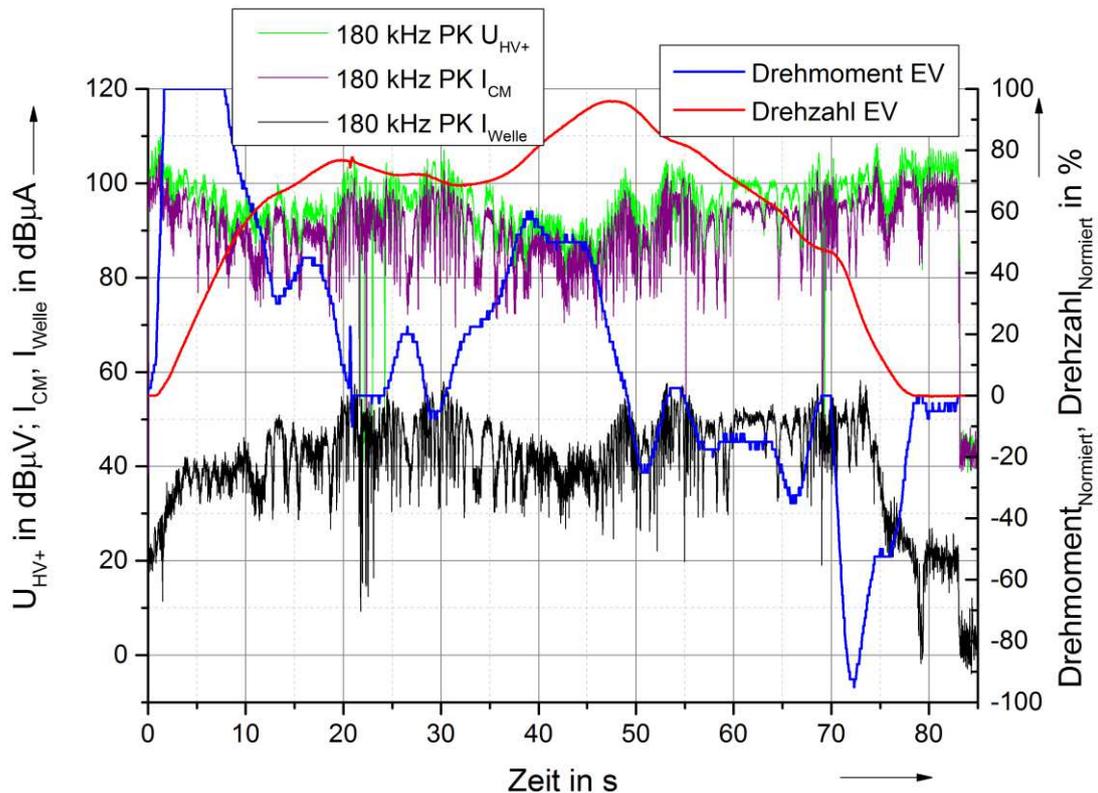


Abb. 118 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle, des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+ Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 180 kHz

Während des Fahrzyklus zeigt sich im Vergleich zum Schirmstrom ein ähnliches Verhalten. Bei hoher Drehzahl tritt bei geringem Drehmoment der höchste Wellenstrom auf. Abbildung 119 zeigt die Störaussendungen an den verschiedenen Stellen im Antriebsbordnetz für den US06 Fahrzyklus bei 900kHz. Bis auf die Unterschiede in der Amplitude unterscheidet sich der Verlauf der an den Antriebs- und Traktionsleitungen gemessenen Störaussendungen nicht. Die höchsten Pegel treten bei geringer Drehzahl und hohem Drehmoment auf. Bei höheren Drehzahlen erhöht sich der Pegel an den Stellen, an denen das Drehmoment nahe null ist. Im Vergleich hierzu zeigt sich bei der Messung des Wellenstroms ein Anstieg der Störaussendung mit steigender Drehzahl am Anfang bzw. ein Abfall bei sinkender Drehzahl am Ende des Fahrzyklus. Zudem zeigt sich auch hier ein Anstieg des Wellenstroms bei geringen Drehmomenten und höheren Drehzahlen. An der Welle treten genau zu diesen Zeitpunkten die höchsten Wellenströme auf.

Zuletzt wird noch das Verhalten der Störaussendung an den Antriebs- und Traktionsleitungen bei 50 MHz miteinander verglichen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 120 zu sehen. Hier zeigt sich prinzipiell wieder ein ähnlicher Verlauf über den Fahrzyklus. Zudem ist sowohl beim Störstrom auf der Antriebsleitung als auch bei der Störspannung auf der HV+\_Leitung keine Drehzahlabhängigkeit mehr zu beobachten. Der Pegel der gemessenen Störaussendung hängt rein vom Drehmoment ab. Hierbei hat auch das Vorzeichen des Drehmoments keinen Einfluss auf die Störaussendung, wie der der Bremsvorgang bei 70 s zeigt.

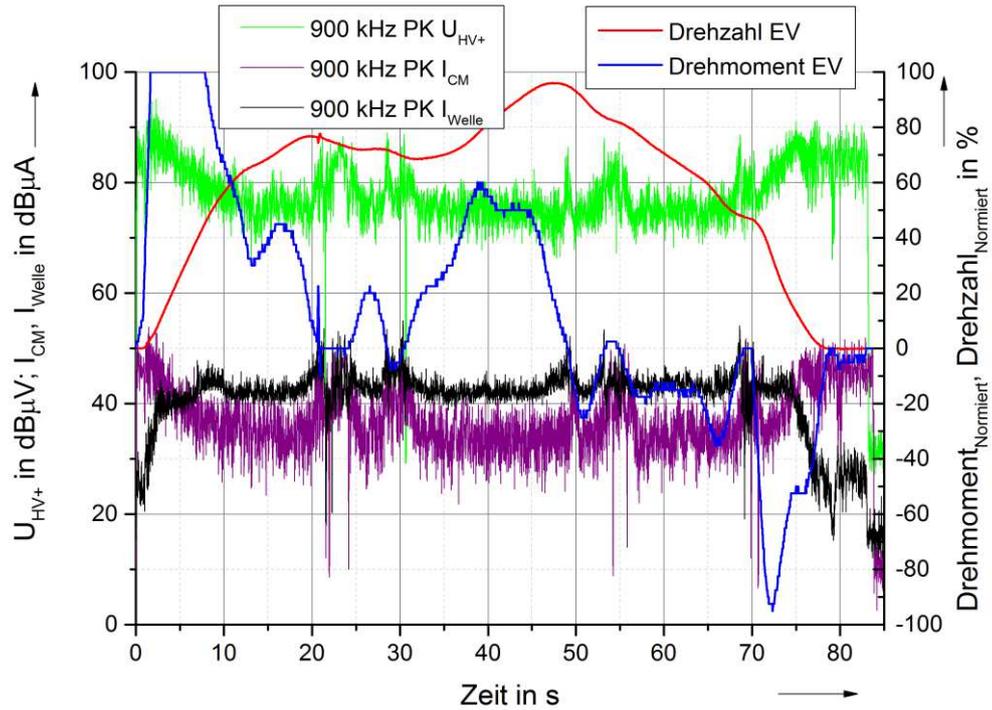


Abb. 119 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle, des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+\_Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 900 kHz

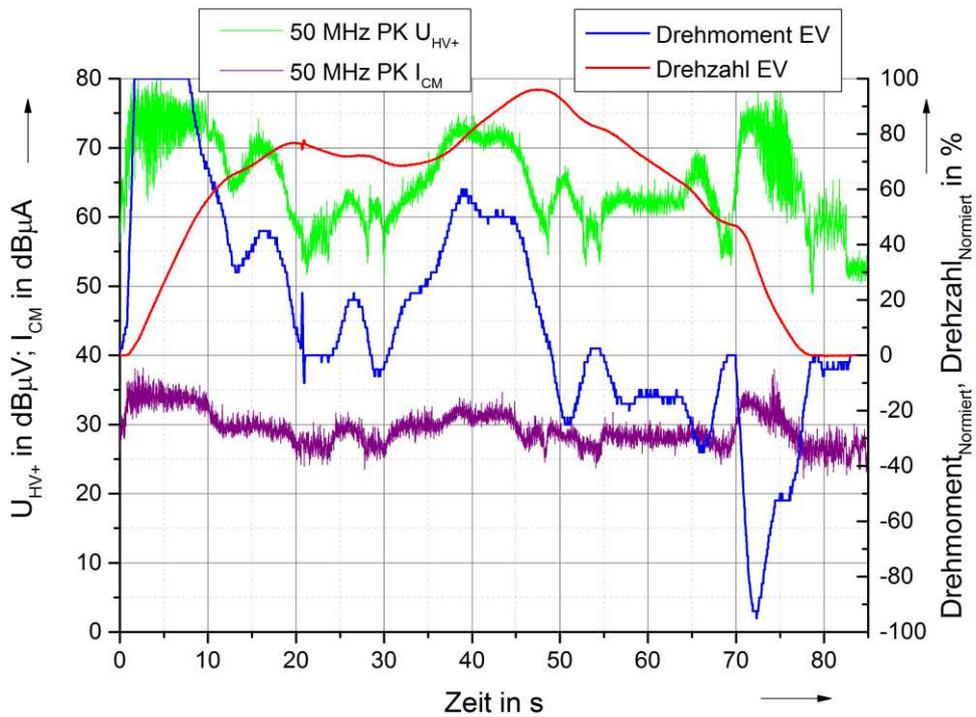


Abb. 120 Amplitude des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+\_Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 50 MHz

In einem letzten Schritt wird die Störaussendung im dynamischen Betrieb mit der Störaussendung im konstanten Betrieb verglichen. Abbildung 121 zeigt die Ergebnisse für die Messung des Wellenstroms bei 180 kHz und 900 kHz für den Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus und den konstanten Betrieb des Antriebs bei 2000 U/min und 30 Nm. Beim Betrieb des Antriebs in einem konstanten Arbeitspunkt ergeben sich relativ konstante Wellenströme von etwa 57 dB $\mu$ A bei 180 kHz und 41 dB $\mu$ A bei 900 kHz. Wird der Antrieb im Vergleich dazu dynamisch (hier Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus) betrieben, kommt es bei einer Frequenz von 180 kHz bei der schnellen Änderung des Drehmoments am Ende des Beschleunigungsvorgangs zu Wellenströmen von etwa 65 dB $\mu$ A. Auch bei einer Frequenz von 900 kHz zeigen sich stellenweise leicht höhere Pegel als im konstanten Betrieb.

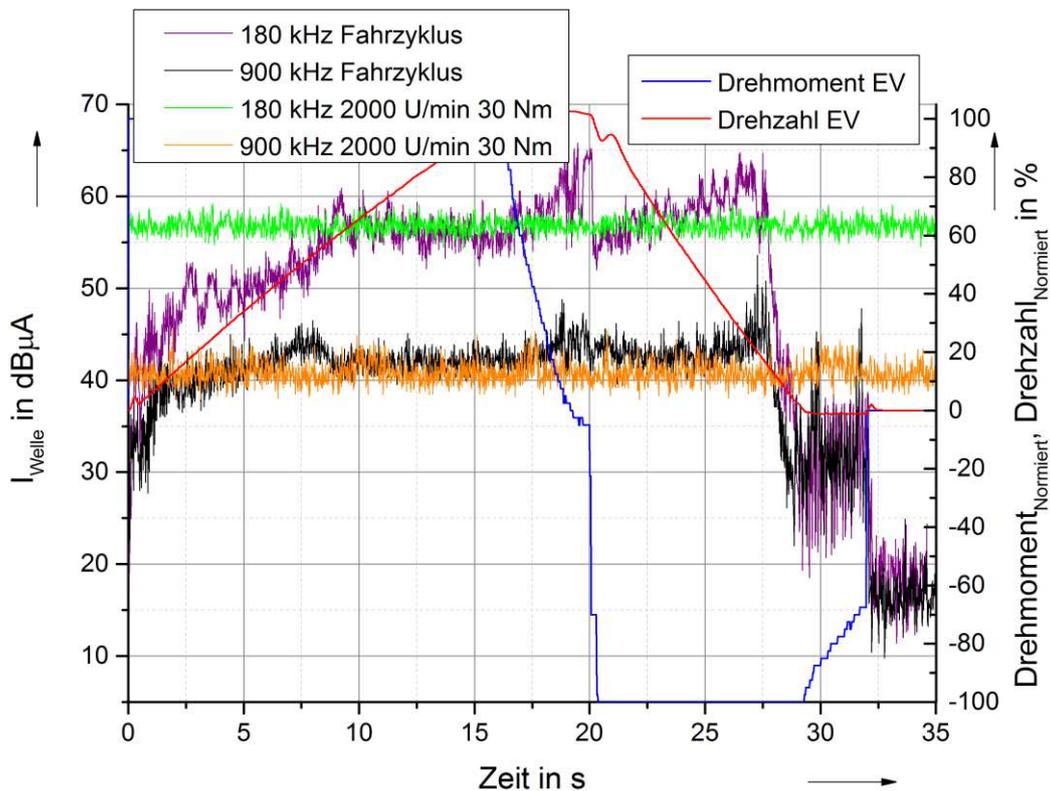


Abb. 121 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle während des Beschleunigungs-Abbrems Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz und 900 kHz

Abbildung 122 zeigt den Vergleich zwischen dem konstanten und dem dynamischen Betrieb am Beispiel des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz. Auch hier zeigt sich bei konstantem Betrieb ein konstanter Gleichtaktschirmstrom. Bei niedrigen Frequenzen kommt es im Vergleich dazu gerade am Anfang und am Ende des Fahrzyklus zu deutlich höheren Schirmströmen. Diese liegen teilweise um mehr als 10 dB über denen, die im konstanten Betrieb gemessen werden. Bei einer Frequenz von 50 MHz hingegen zeigt sich, dass durch den dynamischen Betrieb keine höheren Schirmströme auftreten als im konstanten Betrieb des Antriebs. Ein ähnliches Verhalten zeigt sich auch bei der Betrachtung der Ergebnisse für die unsymmetrische Spannung an der HV+ Leitung in Abbildung 123. Auch hier wird bei konstantem Betrieb eine konstante Störspannung gemessen. Bei den niedrigen Frequenzen kommt es im dynamischen Betrieb zu höheren Störspannungen gerade am Anfang und am Ende des Fahrzyklus. Bei 50 MHz führt auch hier der dynamische Betrieb nicht zu höheren Störspannungen.

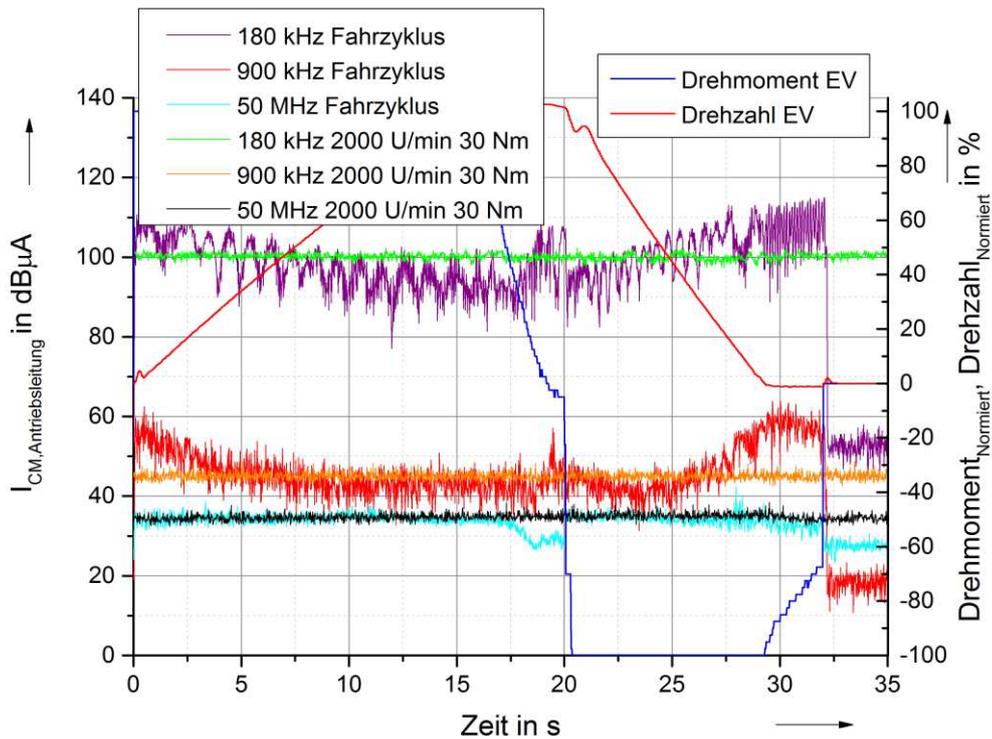


Abb. 122 Amplitude des Gleichtaktstörstroms auf der Schirmung der Antriebsleitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz

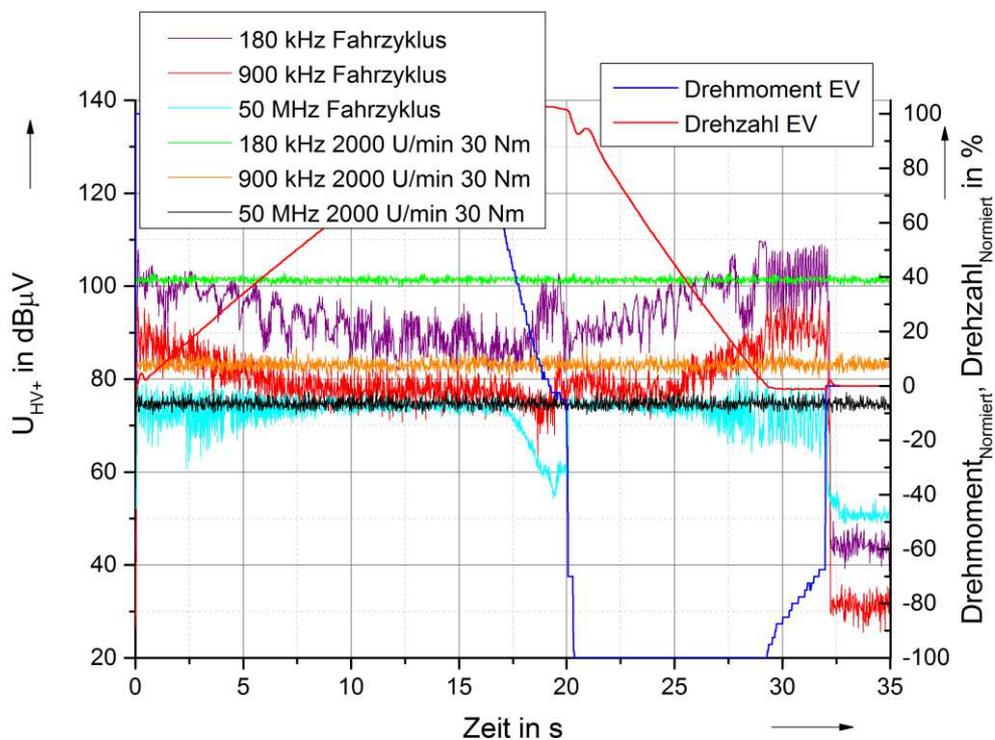


Abb. 123 Amplitude der Störspannung an der HV+ Leitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz

Allgemein zeigt sich hier, dass der dynamische Betrieb des Antriebsstrangs einen deutlichen Einfluss auf die auftretenden Störaussendungen hat. Die Amplitude der Störquelle, also der Dreiecksspannung an den Antriebswicklungen, zeigt die höchsten Pegel bei geringen Drehzahlen und hohem Drehmoment. Aus dieser Spannung resultieren dann beispielsweise Gleichtaktschirmströme auf der Antriebsleitung und unsymmetrische Störspannungen auf den Batterieleitungen. Bezüglich des Verlaufs der Störaussendungen während des dynamischen Betriebs zeigt sich ein verglichen mit der Dreiecksspannung ähnliches Verhalten, da hier der Kopplungspfad unabhängig vom Betriebspunkt des Antriebs ist. Bei der Messung des Wellenstroms im dynamischen Betrieb zeigt sich ein grundsätzlich anderes Verhalten. Hier steigt bei beiden betrachteten Fahrzyklen der Wellenstrom mit steigender Drehzahl an. Allgemein treten hier die höchsten Wellenströme bei hohen Drehzahlen und geringem Drehmoment auf. Dieses Verhalten zeigt, dass die Impedanz des Koppelpfades zwischen Antriebswicklung und Welle nicht unabhängig von Betriebspunkt des Antriebs ist. Die Kopplungseigenschaften der Lager verändern sich in Abhängigkeit von der Drehzahl. Dabei ist die Impedanz des Koppelpfades bei geringen Drehzahlen hochohmig und sinkt hinzu höheren Drehzahlen ab. Allgemein zeigen die im konstanten Betrieb gemessenen Wellenströme mit den Stromgrenzwerten nach CISPR 25 (siehe Abbildung 110), dass auch diese in einigen Frequenzbereichen durchaus oberhalb der maximal zulässigen Grenzen liegen. Somit können diese Ströme einen signifikanten Einfluss auf die Störaussendung des Antriebsstrangs haben. Aktuell werden Störaussendungsmessungen an Antriebsstrangkomponenten bei konstanten Betriebspunkten durchgeführt. Ein Vergleich der im konstanten und im dynamischen Betrieb gemessenen Störaussendungen zeigt, dass gerade bei niedrigen Frequenzen im dynamischen Betrieb stellenweise deutlich höhere Störaussendungen gemessen werden als bei der Messung im konstanten Betrieb (siehe Abbildung 121-123). Bei höheren Frequenzen (50 MHz) hingegen hat der dynamische Betrieb keinen signifikanten Einfluss mehr auf die Störaussendungen. In diesem Bereich sind die Störaussendungen rein vom Drehmoment abhängig. Um den Unterschied zwischen dem dynamischen und dem konstanten Betrieb bei den betrachteten Frequenzen zu verifizieren, werden abschließend die Störaussendungen, die bei der dynamischen Beschleunigung (Erhöhung der Drehzahl bei konstantem Maximalmoment) auftreten mit den Störaussendungen, die bei konstanten Betriebspunkten auftreten verglichen. Bei den Frequenzen 180 kHz und 900 kHz konnte im dynamischen Betrieb eine Reduktion der Störspannung bzw. des Störstroms mit steigender Drehzahl (siehe z.B. Abbildung 122) beobachtet werden. Zur Verifikation dieses Verhaltens werden vergleichende Messungen im konstanten Betrieb durchgeführt, wobei das Drehmoment konstant bleibt und die Drehzahl erhöht wird. Die Ergebnisse in Abbildung 124 zeigen, dass sich im konstanten Betrieb eine ähnliche Reduktion der Störaussendung mit steigender Drehzahl auftritt. Des Weiteren tritt bei 50 MHz im dynamischen Betrieb eine reine Drehmomentabhängigkeit (siehe z.B. Abbildung 120) auf. Zur Verifikation dieses Verhaltens werden bei 50 MHz Messungen bei einer konstanten Drehzahl von 2000 U/min und einem Variablen Drehmoment durchgeführt. Die im dynamischen Betrieb auftretende Abhängigkeit der Störaussendungsamplitude und dem Drehmoment zeigt sich auch für konstante Betriebspunkte (siehe Abbildung 124 unten). Im Prinzip können die Störspannungsamplituden im konstanten Betrieb generiert werden. Lediglich die Störaussendungserhöhungen (bei 180 kHz und 900 kHz) bei den Lastwechseln im dynamischen Betrieb werden bei einer Messung im konstanten Betrieb nicht berücksichtigt.

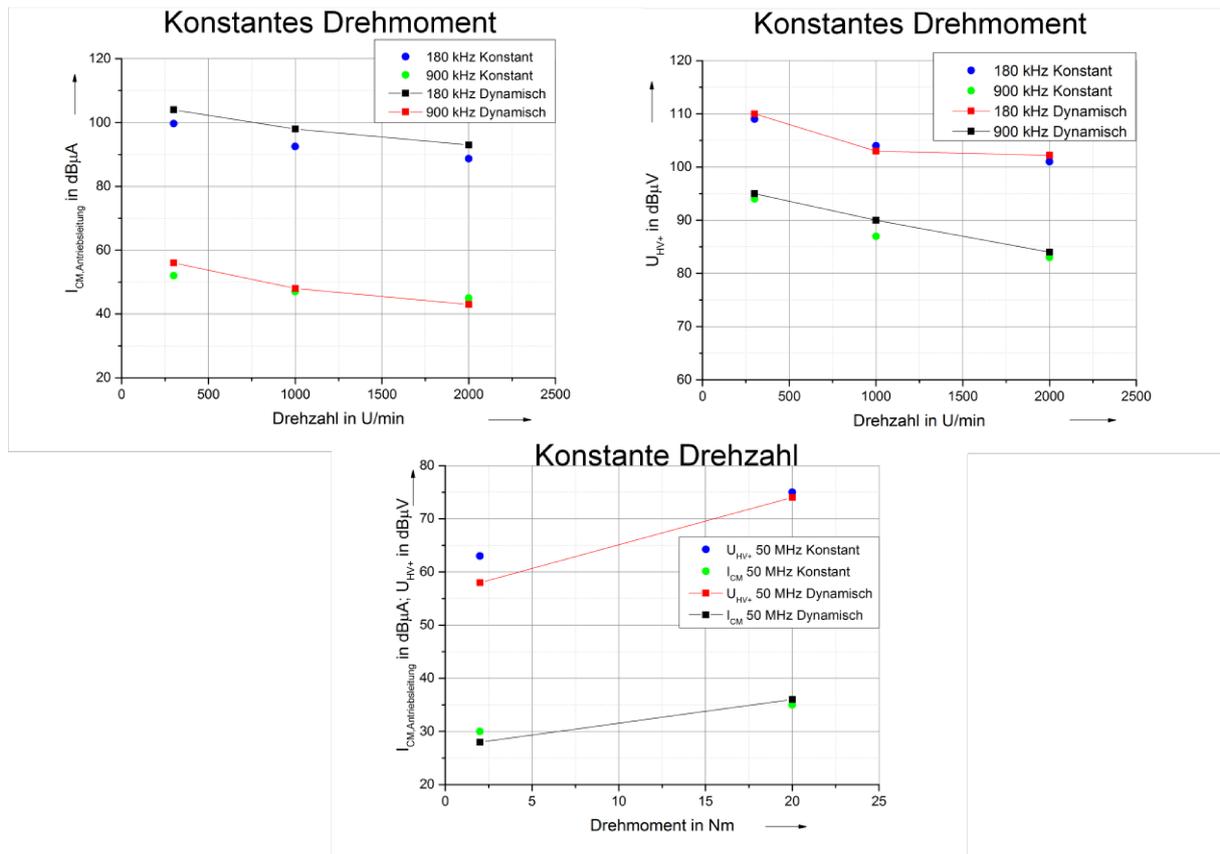


Abb. 124 Vergleich der Störaussendung im dynamischen Betrieb mit der Störaussendung im konstanten Betrieb: oben variable Drehzahl bei 180kHz und 900kHz; unten variables Drehmoment bei 50MHz

### 7.3 Einfluss des Schirmkonzeptes auf die auftretenden Störaussendungen

In diesem letzten Abschnitt wird kurz auf den Einfluss des Schirmkonzeptes auf die im Antriebsbordnetz auftretenden Störaussendungen untersucht. Da bei dem verwendeten Antriebssystem sowohl die Anschlussklemmen des Umrichters als auch des Motors zugänglich sind, ist es möglich, unterschiedliche Antriebsleitungen für vergleichende Messungen zu verwenden. Wie die Arbeit [8] gezeigt hat, haben die Antriebsleitungen mit Summenschirmung bei gleicher Länge eine geringere Leiter-Erd-Kapazität. Dies bedingt eine Reduktion des Gleichtaktstörstroms, da die Störungen schlechter kapazitiv auf die Schirmung überkoppeln können. Bezüglich der induktiven Kopplung wird durch das Drehstromsystem an den Antriebsleitungen ein entgegengesetztes Drehstromsystem in der Schirmung induziert. Aufgrund des geringeren Querschnitts der Schirmung ist dieser Kompensationsstrom aber nicht in der Lage das Feld nach außen hin vollständig zu kompensieren. Zudem werden die einzeln geschirmten Leitungen in Fahrzeugen aufgrund der höheren Flexibilität in Flachverlegung verlegt. Nachteil dieser Verlegungsart ist der Verlust der Symmetrie des Kabelsystems, was sich wiederum negativ auf die außerhalb des Kabels messbaren Störaussendungen auswirkt. Das in Abschnitt 4 vorgestellte Simulationsmodell wird nun verwendet, um den Einfluss des Schirmkonzeptes auf die Störaussendungen im Zeitbereich zu untersuchen.

Bei der Berechnung der Kabelkapazität gegen die Schirmung ergibt sich bei der Einzelschirmung eine deutlich höhere Kapazität<sup>31</sup> als bei der Summenschirmung. Durch diese erhöhte Kabelkapazität kommt es in der Simulation zu höheren Spannungsüberhöhungen in der Schaltflanke bei der Phasenspannung in Abbildung 125 links. Zudem kommt es zu einem erhöhten Strom auf der Schirmung, wie die Ergebnisse in Abbildung 125 rechts zeigen. Diese Ergebnisse sollten auch bei realen Messungen am Antriebsstrang auftreten. Um dies zu untersuchen, werden am Versuchsstand vergleichende Messungen mit der Originalleitung (Summenschirmung) und Antriebsleitungen mit Einzelschirmung<sup>32</sup> durchgeführt. Hierbei wird besonders auf eine flächige Kontaktierung der einzelnen Kabelschirme mit dem Gehäuse des Umrichters und des Antriebs geachtet, um Einflüsse hierdurch zu minimieren. Gemessen wird, jeweils bei konstantem Betriebspunkt, der Gleichtaktstörstrom auf der Antriebsleitung, der Gleichtaktstörstrom auf der Antriebswelle und die unsymmetrische Störspannung auf der HV+ Leitung. In Abbildung 126 ist der Gleichtaktstörstrom auf der Antriebsleitung für die beiden Schirmkonzepte dargestellt. Schon ab einer Frequenz von 800 kHz zeigt sich ein deutlicher Unterschied bezüglich der gemessenen Störaussendung. Bei einer Frequenz von 1,2 MHz ist die Störaussendung bei der Summenschirmung um 10 dB unter der bei Verwendung der einzeln geschirmten Antriebsleitung. Auch im Frequenzbereich mit relativ geringen Grenzwerten zwischen 80 MHz und 100 MHz treten bei Verwendung der Summenschirmung signifikant reduzierte Störströme auf.

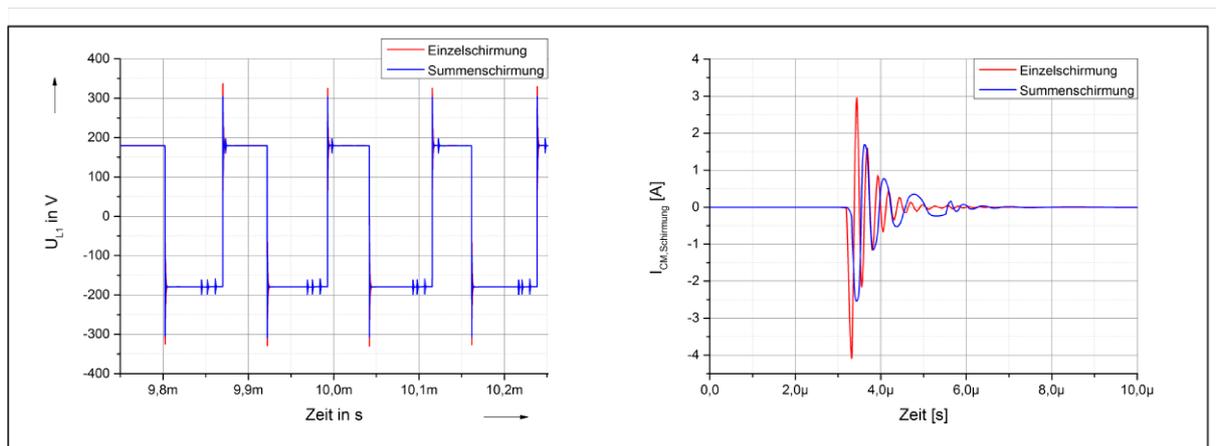


Abb. 125 Simulierte PWM-Spannung an den Antriebswicklungen (links) und daraus resultierende Pulse auf der Kabelschirmung (rechts) für Leitungen mit Summenschirm und Leitungen mit Einzelschirmung

Um dem Einfluss des Schirmkonzepts für die Antriebsleitungen auf die Störaussendung an der Traktionsleitung zu bestimmen wird die unsymmetrische Störspannung an der HV-Bordnetznachbildung für beide Schirmkonzepte gemessen (siehe Abbildung 127). Im Vergleich zum Gleichtaktstörstrom auf der Antriebsleitung hat das Schirmkonzept auf der Batterie Seite des Umrichters nur einen sehr geringen Einfluss auf die auftretenden Störaussendungen. Ab einer Frequenz von 1,5 MHz treten bei Verwendung der Summenschirmung geringfügig geringere Störaussendungen auf. Ab einer Frequenz von 5 MHz ist der Verlauf der Störspannung dann wieder nahezu identisch. Zuletzt wird noch der Einfluss des Schirmkonzeptes auf den an der Welle gemessenen Gleichtaktstörstrom untersucht (siehe Abbildung 128).

<sup>31</sup> Bei gleicher Kabellänge etwa Faktor 5

<sup>32</sup> Hierbei wurden 16 mm<sup>2</sup> Leitungen verwendet, wie sie auch in Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommen

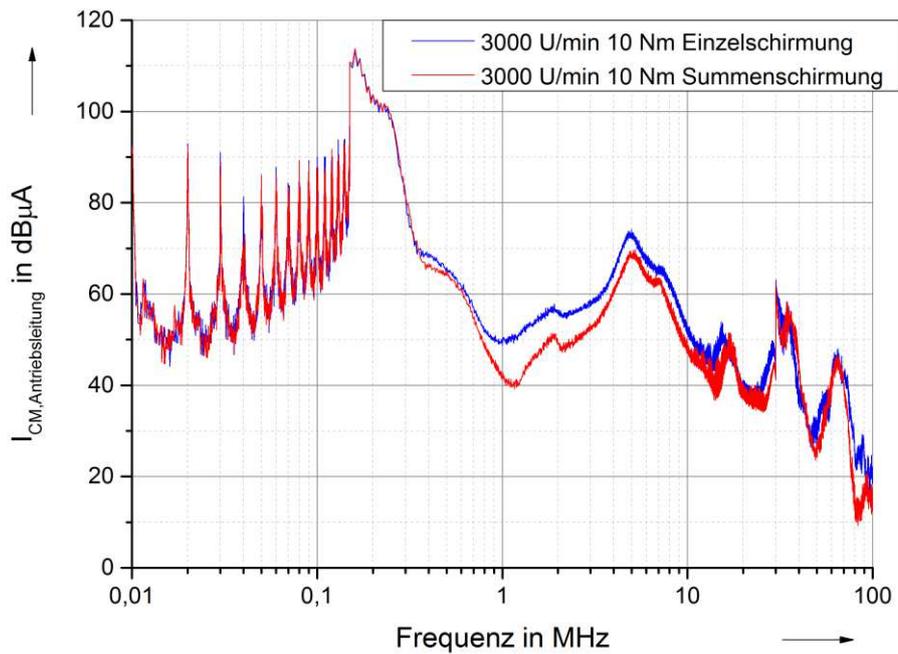


Abb. 126 Vergleich des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung

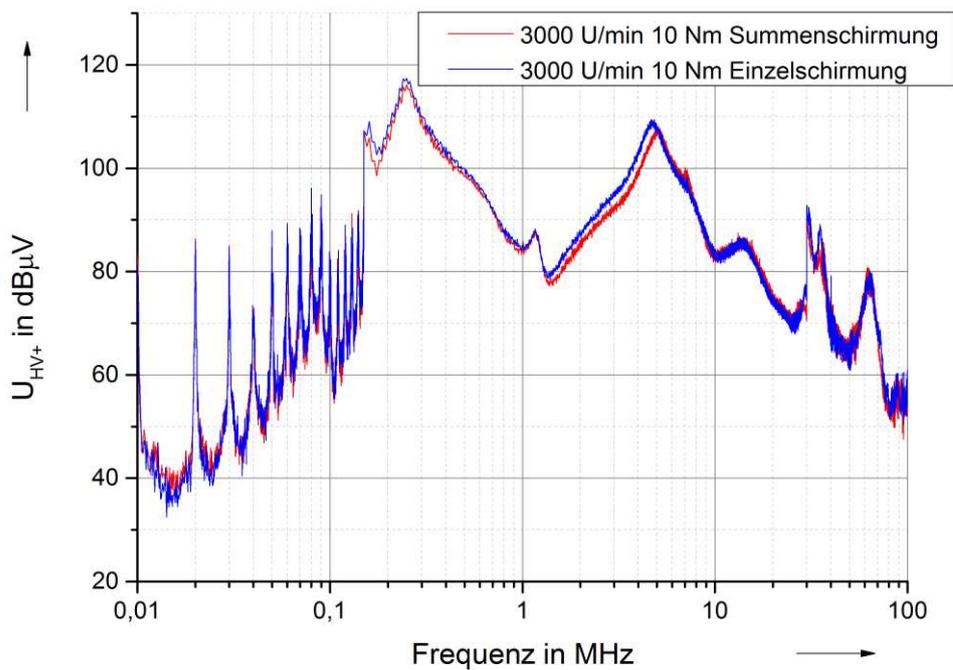


Abb. 127 Vergleich der Unsymmetrischen Störspannung auf der HV+Leitung für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung

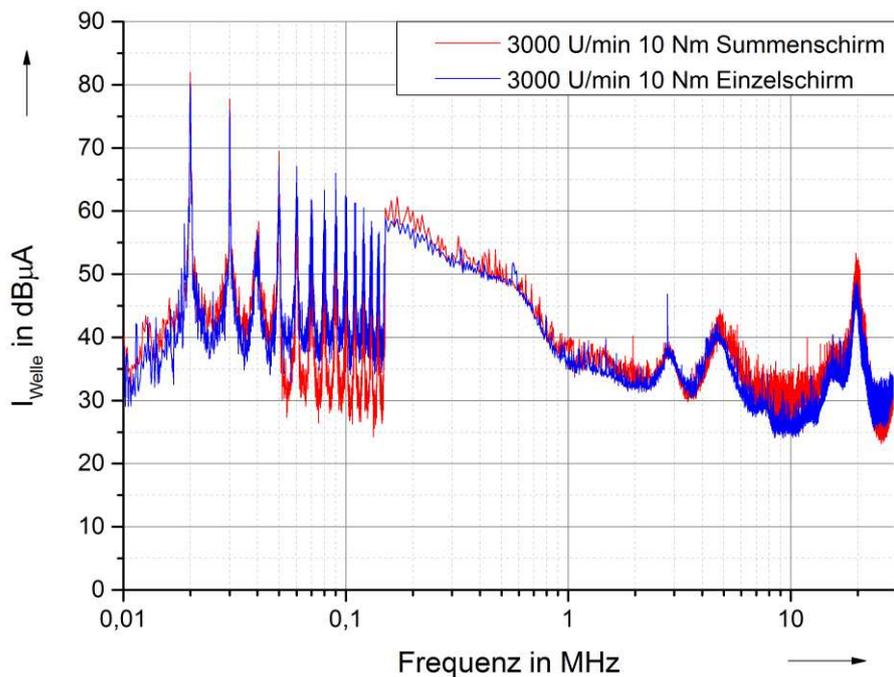


Abb. 128 Vergleich der Gleichtaktstörstroms auf der Antriebswelle für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung

Auch hier zeigt sich im Vergleich zum Gleichtaktstrom auf der Antriebsleitung ein deutlich geringerer Einfluss des Schirmkonzeptes auf den Störstrom. Im Bereich zwischen 40 kHz und 150 kHz tritt bei der Einzelschirmung sogar eine geringer Wellenstrom als bei der Summenschirmung. Bei höheren Frequenzen liegt der Wellenstrom bei der Einzelschirmung aber wieder leicht über dem Wellenstrom bei der Summenschirmung.

Die Wahl des Schirmkonzeptes hat einen Einfluss auf die auftretenden Störaussendungen im Antriebsbordnetz. Durch die unterschiedlichen Kopplungseigenschaften der zwischen den Leitungen und der Schirmung kommt es zu unterschiedlichen Schirmströmen. Beim Vergleich der Summenschirmung und der Einzelschirmung treten bei den untersuchten Leitungen geringere Schirmströme bei der Summenschirmung auf. Dieser Effekt kann zum einen im Zeitbereich anhand der Simulationsergebnisse und zum anderen im Frequenzbereich anhand der gemessenen Störaussendung an den verschiedenen Stellen des Antriebsbordnetzes gezeigt werden. Die Verwendung einer Leitung mit Summenschirm hat den größten Effekt auf den Schirmstrom auf der Antriebsleitung. An den anderen Stellen des Antriebsbordnetzes ist der Einfluss eher gering.

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Power-HiL-Prüfstand eines elektrischen Antriebsstrangs entwickelt, mit dem diverse Eigenschaften von Elektrofahrzeugen untersucht werden können. Mit dem Prüfstand werden im Wesentlichen Untersuchungen zur Energieeffizienz und zur EMV des elektrischen Antriebssystems durchgeführt.

Bezüglich der Untersuchung der Energieeffizienz von Elektrofahrzeugen, wird der elektrische Antriebsstrang zur Vereinfachung als Energieversorgungssystem mit Quellen und Senken betrachtet. Um mit den verwendeten Komponenten (Motor, Umrichter, Batterie, Ladegerät, HV-Nebenverbraucher) beliebige Fahrzeuge mit beliebigen Antriebssystemen simulieren zu können, wird der verwendete Antrieb unter Verwendung des  $\Pi$ -Theorems skaliert. Da der Power-HiL nicht das gesamte Fahrzeug sondern nur den Antrieb beinhaltet, werden vor der Skalierung alle am Fahrzeug wirkenden Kräfte in Lastmomente an der Antriebswelle umgerechnet. Durch eine entsprechende Anpassung der Ansteuerungssoftware können Drehmoment-Drehzahlkennlinien und Wirkungsgradkennfelder unterschiedlicher Antriebssysteme modelliert werden. Für einen Vergleich des entwickelten Power-HiL mit dem Verhalten von realen Elektrofahrzeugen werden Daten aus einem im Rahmen des Projekts colognE-Mobil erstellten Simulationsmodells herangezogen. Hierbei ergibt sich für den exemplarisch betrachteten Fahrzyklus bezüglich des Energieverbrauchs eine Abweichung von unter 1 %. Die in dieser Arbeit vorgestellte Skalierung des Antriebsstrangs eines Elektrofahrzeugs ist vom verwendeten Prüfstand unabhängig und kann somit auf andere Prüfstände adaptiert werden.

Mit dem Power-HiL wird im Rahmen dieser Arbeit der Einfluss von unterschiedlichen Antriebssystemen auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen anhand eines innerstädtischen Fahrscenarios und anhand einer Überlandfahrt untersucht. Dabei zeigt sich selbst bei relativ ähnlichen Antriebssystemen ein Einfluss auf den Energieverbrauch bzw. die Reichweite der Fahrzeuge. Hierbei spielt natürlich der Wirkungsgrad des verwendeten Antriebssystems eine wesentliche Rolle. Wird die original eingesetzte Asynchronmaschine durch eine permanent erregte Synchronmaschine ersetzt, so zeigt sich bei den Untersuchungen für die Überlandfahrt eine Reichweitenerhöhung von 3 km und bei der Stadtfahrt um 5 km (bedingt durch den höheren Rekuperationswirkungsgrad der PSM).

Da ein wesentlicher Vorteil von elektrisch angetriebenen Fahrzeugen die Rückspeisung von Teilen der mechanischen Energie während des Bremsvorgangs ist, wird auch der Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen in dieser Arbeit untersucht. Hierbei ist es möglich durch eine Anpassung der Ansteuerungssoftware beliebige elektrische Bremskennlinien zu realisieren. Der Anteil der mechanischen Reibbremse wird über die Lastmaschine generiert. Mit einer Erhöhung des Rekuperationsanteils während des Bremsvorgangs ergibt sich für beide Fahrzeuge eine Reichweitenerhöhung zwischen 30 km und 40 km<sup>33</sup>.

Zudem wird der Power-HiL dazu verwendet, den Einfluss von energieintensiven Nebenverbrauchern, wie HV-Heizungen auf die Reichweite von Elektrofahrzeugen zu untersuchen. Hierzu wird der Energieverbrauch von zwei aktuellen Heizsystemen<sup>34</sup> während einer 30 minütigen Stadtfahrt untersucht.

---

<sup>33</sup> In realen Fahrzeugen ist die maximale elektrische Bremsleistung so zu wählen, dass die Fahrstabilität des Fahrzeugs nicht beeinträchtigt wird.

<sup>34</sup> Hierbei wurde der Energieverbrauch bei einer Außentemperatur von 0° C angenommen.

Bei beiden Heizsystemen reduziert sich die Reichweite der Fahrzeuge drastisch um etwa 38 %. Eine Möglichkeit den Energieverbrauch der HV-Heizung zu senken, könnte über eine Voraufheizung des Innenraums während des Ladevorgangs erfolgen. Somit müsste nur noch die Energie zur Erhaltung der Temperatur der Antriebsbatterie entnommen werden. Eine entsprechende Simulation hierzu zeigt eine verringerte Reichweitenreduktion um 25 % bei vorgeheiztem Fahrzeug. Der Power-HiL beinhaltet zudem noch eine steuerbare Energiequelle zur Ladung der Batterie auch während des Fahrbetriebs. Hiermit lassen sich theoretisch unterschiedliche Range-Extender Module (Verbrennungsmotor-Generator-Modul, Brennstoffzelle) modellieren.

Der zweite Hauptteil dieser Dissertation beschäftigt sich mit grundlegenden Untersuchungen zur EMV des elektrischen Antriebsstrangs in Elektrofahrzeugen. Durch die Integration dieser Antriebssysteme in bestehende Fahrzeugarchitekturen ergeben sich im Bereich der EMV enorme Herausforderungen, welche sich z.B. in der aktuellen Anpassung vieler Fahrzeugnormen widerspiegeln. Im Detail wird der entwickelte Prüfstand dazu verwendet, die im Antriebsbordnetz auftretenden Störaussendungen grundlegend zu untersuchen. Hierbei wird besonders der Fokus auf das Verhalten der Störaussendungen in Abhängigkeit vom konstanten wie dynamischen Betriebspunkt des Antriebs bzw. auf die Ausbreitung der Störungen im Antriebssystem gelegt. Hierzu wird der Power-HiL um eine Karosserienachbildung, entsprechende Eingangsfiltermaßnahmen<sup>35</sup> und einen Messwertaufnehmer zur Erfassung der Wellenströme erweitert. Zur Abschirmung der Störaussendung wird das Antriebssystem vollständig geschirmt und isoliert von der Fahrzeugkarosserie aufgebaut. Die Antriebswelle stellt hier neben der Ladeleitung eine Schwachstelle dieses Schirmkonzeptes dar. Die Störungen, die über die Antriebswelle in andere Teile des Fahrzeugs auskoppeln können, werden in den aktuellen Standards nicht berücksichtigt. Die im Rahmen dieser Dissertation durchgeführten Untersuchungen geben erstmalig einen grundsätzlichen Überblick über die an der Antriebswelle auftretenden Wellenströme.

Zur grundlegenden Beschreibung der auftretenden Störungen wurde in der Arbeit ein vereinfachtes Netzwerk-Simulationsmodell auf Basis von diskreten Bauelementen vorgestellt, welches in der Lage ist das grundlegende Verhalten der auftretenden Störungen zu beschreiben. Für eine Simulation des realen Antriebssystems mit allen aufbaubedingten Resonanzen reicht das vorgestellte Modell allerdings nicht aus. Zudem ist die Simulation der Störaussendung im dynamischen Betrieb mit einem rein computergestützten Simulationsmodell nur schwer zu realisieren. Dieser Einfluss wird somit messtechnisch am Power-HiL untersucht.

In einem ersten Schritt werden die Störaussendungen im konstanten Betrieb des Antriebs im Zeit- wie im Frequenzbereich untersucht. Im Zeitbereich zeigt sich, simulativ wie messtechnisch, dass durch die Schaltheftungen des Umrichters an den unterschiedlichen Stellen im Bordnetz hochfrequente Spannungs- bzw. Stromimpulse generiert werden.

Im Frequenzbereich ergibt sich bei der leitungsgeführten Messung auf der Antriebsleitung und der Traktionsleitung<sup>36</sup> eine reine Drehmomentabhängigkeit der Störaussendung. Dies würde für die Messung von Antriebsstrangkomponenten bedeuten, dass ein konstanter Betrieb bei möglichst hohem Drehmoment den Worst-Case darstellt. Auf der Antriebswelle hingegen zeigt sich eine deutliche Abhängigkeit der Störaussendung von der Drehzahl des Antriebs. Diese Abhängigkeit kann auf die drehzahlabhängigen Kopplungseigenschaften der Motorlager zurückgeführt werden.

---

<sup>35</sup> Diese Umbauten wurden durchgeführt, um ein hinreichend großes Signal-Rausch-Verhältnis für die Messungen zu erreichen.

<sup>36</sup> Auf der Antriebsleitung wurde der Gleichtaktstörstrom mit einer Stromzange erfasst. Auf der Traktionsleitung wurde die unsymmetrische Störspannung an einer HV-Netznachbildung (50Ω/25μH) gemessen.

Diese an der Welle gemessenen Ströme liegen bei einigen Frequenzen über den aktuell in der Normung angesetzten Grenzwerten für die Strommessung und haben somit einen Einfluss auf die EMV-Eigenschaften des Antriebssystems.

Da der konstante Betrieb des Antriebs in der Regel nicht eine typische Fahrt eines Elektrofahrzeugs widerspiegelt, wird im Rahmen dieser Dissertation erstmals untersucht, welchen Einfluss der dynamische Betrieb auf die Störaussendungen im Antriebssystem hat. Hierzu wird ein Messsystem vorgestellt, welches in der Lage ist, die Störungen gleichzeitig im Zeit- und Frequenzbereich zu messen. Hierbei zeigt sich anhand von zwei kurzen Fahrzyklen, dass gerade die auftretenden Störungen im kHz-Bereich nicht rein drehmomentabhängig sind. Hier zeigt sich an den Antriebs- und Traktionsleitungen eine Reduktion der Störpegel mit steigender Drehzahl (bei konstantem Maximalmoment). Die höchsten Störaussendungen treten hier bei hohem Drehmoment und möglichst geringer Drehzahl auf. Bei höheren Frequenzen (hier 50 MHz) zeigt sich eine reine Drehmomentabhängigkeit des gemessenen Störpegels. Bei der Welle hingegen zeigt sich ein entgegengesetztes Verhalten. Hier zeigt sich ein Anstieg der Störaussendung mit steigender Drehzahl. Ein Vergleich der Störaussendung im konstanten Betrieb mit der Störaussendung im dynamischen Fahrbetrieb zeigt, dass im dynamischen Betrieb zeitweise deutlich höhere Störungen auftreten können als im dynamischen Betrieb. Allerdings kann sowohl das drehzahlabhängige Verhalten bei 180kHz und 900 kHz als auch das drehmomentabhängige Verhalten der Störaussendung bei 50MHz über Messungen in konstanten Betriebspunkten gezeigt werden. Bei Messungen im konstanten Betrieb wird lediglich der Einfluss schneller Lastwechsel auf die Störaussendung nicht berücksichtigt.

Zuletzt wird der Einfluss des Schirmkonzeptes der Antriebsleitung auf die Störaussendungen simulativ wie messtechnisch untersucht. Im Detail werden Antriebsleitungen mit einer gemeinsamen Summenschirmung mit Antriebsleitungen mit Einzelschirmung miteinander verglichen. Im Simulationsmodell ergibt sich durch die deutlich geringere Kapazität zwischen Leiter und Schirmung bei der Summenschirmung ein geringerer Schirmstrom auf der Antriebsleitung. Dieses Verhalten zeigt sich im Rahmen der messtechnischen Untersuchungen im Frequenzbereich. Allerdings hat das verwendete Schirmkonzept im wesentlichen Einfluss auf den Gleichtaktstörstrom auf der Antriebsleitung.

In Zukunft kann der Prüfstand dazu verwendet werden, um den Einfluss unterschiedlicher Antriebssysteme auf die Wellenströme genauer zu untersuchen. Mit dem bestehenden Antrieb können weitere Untersuchungen zu den Wellenströmen gerade bei niedrigen Drehzahlen durchgeführt werden, um die Eigenschaften des Koppelpfades zwischen Antriebswicklung und Welle detaillierter zu beschreiben. Zudem wurde in der Arbeit die Dreiecksspannung an den Antriebsklemmen direkt im Frequenzbereich gemessen. Mit dieser Spannung und dem daraus resultierenden Strom auf der Schirmung kann die Koppelimpedanz des Systems bestimmt werden. Die Eigenschaften dieser Koppelimpedanz zwischen der Antriebswicklung und der Welle und zwischen der Antriebswicklung und dem Kabelschirmung auf Antriebs- und Traktionsleitung könnte in Zukunft noch detaillierter untersucht werden.

## 9 Literaturverzeichnis

- [1] **Fortschrittsbericht 2014 – Bilanz der Marktvorbereitung** – Nationale Plattform Elektromobilität, S.19 Dez, 2014  
Link: <http://www.din.de/blob/67180/c6df394edbef17083c6c845e50c82275/npe-f-bericht14-data.pdf> (Stand: 27.1.2016)
- [2] **Technische Daten BMW i3** - BMW AG, 2015  
Link: <http://www.bmw.de/de/neufahrzeuge/bmw-i/i3/2015/techdata.html>  
(Stand 27.1.2016)
- [3] **Advisor 2.0: A Second-Generation Advanced Vehicle Simulator for Systems Analysis** - K. Wipke, M. Cuddy, D. Bharathan, S.Burch, V. Johson, A. Markel, S. Sprik, National renewable Energy Laboratory, Mar, 1999  
Link: <http://www.nrel.gov/docs/fy99osti/25928.pdf>  
(Stand: 27.1.2016)
- [4] **Prüfung von Komponenten des elektromotorischen Antriebsstrangs** - Fraunhofer IFAM  
Link:  
[http://www.ifam.fraunhofer.de/content/dam/ifam/de/documents/Formgebung\\_Funktionswerkstoffe/Elektrische\\_Antriebe/elektromotorischer\\_antriebsstrang\\_fraunhofer\\_ifam.pdf](http://www.ifam.fraunhofer.de/content/dam/ifam/de/documents/Formgebung_Funktionswerkstoffe/Elektrische_Antriebe/elektromotorischer_antriebsstrang_fraunhofer_ifam.pdf)  
(Stand: 27.1.2016)
- [5] **Absicherung elektrischer Antriebskomponenten in (H)EVs** - Fachartikel All-electronics.de Dr.-Ing. Roger Uhlenbrock , Dr.-Ing. Michael Schugt , Michael Tybel, Jun, 2013  
Link: <http://www.all-electronics.de/texte/anzeigen/50881/Absicherung-elektrischer-Antriebskomponenten-in-HEVs>  
(Stand:27.1.2016)
- [6] **Energie effizient wandeln Wechselrichter unabhängig und umfassend prüfen** - Scienlab Electronic Systems GmbH  
Link: <http://www.scienlab.de/sites/default/files/scienlab-applikationsbroschuere-wechselrichter-testen.pdf> (Stand:27.1.2016)
- [7] **Lithium-Batterie Testlabor Unabhängig testen –Qualität steigern** - Fraunhofer UM SICHT, Mar, 2013  
Link: <http://www.umsicht.fraunhofer.de/content/dam/umsicht/de/dokumente/energie/lithium-batterielabor.pdf>  
(Stand:27.1.2016)
- [8] **Investigation on the influence of the shielding concept on the disturbances from the propulsion system of an electric vehicle** - Sebastian Jeschke, Marc Maarleveld, Holger Hirsch (Univ. Duisburg-Essen) EMC Europe 2013 Conference Proceedings, S.461-466, Sept, 2013  
Link: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6653347>  
(Stand:27.1.2016)

- [9] **Untersuchungen zum Potential von kombinierten Schirmlösungen zur Reduzierung der Störaussendung in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen** - Sebastian Jeschke, Marc Maarleveld, Holger Hirsch (Univ.Duisburg-Essen) EMV 2014 Conference Proceedings, S.291-298, VDE Verlag Mar, 2014, ISBN: 978-3-8007-3577-8
- [10] **IEC/CISPR/D/425/CDV Vehicles, Boats and Internal Combustion Engines- Radio Disturbance Characteristics- Limit and Method of Measurement for the Protection of On-Board Receivers** - Standard, IEC Draft CISPR/D/425/CDV
- [11] **IEC/CISPR/D/427/CD Vehicles, Boats and Internal Combustion Engines- Radio Disturbance Characteristics- Limit and Method of Measurement for the Protection of Off-Board Receivers** - Standard, IEC Draft CISPR/D/427/CD
- [12] **Der erste Porsche war ein Elektroauto** - Boris Schmidt, Beitrag FAZ-Online, Jan 2014  
Link: <http://www.faz.net/aktuell/technik-motor/auto-verkehr/sensationeller-fund-der-erste-porsche-war-ein-elektroauto-12770729-p2.html>  
 (Stand:27.1.2016)
- [13] **Detroit Electric** - (Wikipedia-User)  
Link: [http://de.wikipedia.org/wiki/Detroit\\_Electric](http://de.wikipedia.org/wiki/Detroit_Electric) (Stand:27.1.2016)
- [14] **Technische Daten Lexus RX-450h**, Toyota Deutschland GmbH (Lexus Division), 2015  
Link: [http://www.lexus.de/car-models/rx/rx-450h/index.tmex?WT.mc\\_id=RX\\_Brand&WT.adsite=Google&WT.srch=1#/Footer](http://www.lexus.de/car-models/rx/rx-450h/index.tmex?WT.mc_id=RX_Brand&WT.adsite=Google&WT.srch=1#/Footer)  
 (Stand:27.1.2016)
- [15] **Technische Daten Renault ZOE** - Renault Deutschland AG, Sept 2014  
Link: [http://www.renault-preislisten.de/fileadmin/user\\_upload/Broschuere\\_Zoe.pdf](http://www.renault-preislisten.de/fileadmin/user_upload/Broschuere_Zoe.pdf)  
 (Stand:27.1.2016)
- [16] **Neue Ansätze zur Energieeffizienten Klimatisierung von Elektrofahrzeugen** - J. Ackermann, C.Brinkkötter, M.Priesel, Fachartikel ATZ 115. Jahrgang S.480-485, Jun 2013
- [17] **Bosch Autoelektrik und Autoelektronik** - Konrad Reif ,6.Auflage, S.441, Vieweg-Teubner Verlag, 2011, ISBN: 978-3-8348-1274-2
- [18] **ECO Drive Audi A1 E-Tron Wankelmutig** - M. von Maydell, Juli 2012  
Link: [http://www.audi.de/content/dam/nemo/models/a1/a1/my-2013/pdf/testberichte/2012\\_07\\_ams1512\\_120.pdf](http://www.audi.de/content/dam/nemo/models/a1/a1/my-2013/pdf/testberichte/2012_07_ams1512_120.pdf)  
 (Stand:27.1.2016)
- [19] **Drei Range-Extender-Konzepte** - B.Otterbach, Fachartikel Automobil Industrie, Juli 2011  
Link: <http://www.automobil-industrie.vogel.de/antrieb/articles/322853/> (Stand:27.1.2016)
- [20] **Bremsenhandbuch**- B.Breuer. K.H. Bill, ATZ/MTZ Fachbuch, 4.Auflage, S.448-460, Springer Verlag, 2012, ISBN: 978-3-8348-1796-9
- [21] **Measurement of Braking Energy Recuperation in Electric Vehicles** - P.Spichartz, C. Sourkounis IEEE EPE 2013 Conference Proceedings, Sept, 2013  
Link: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6634339> (Stand:27.1.2016)

- [22] **Ottomotor mit Direkteinspritzung: Verfahren, Systeme, Entwicklung, Potenzial -** R.v.Basshuysen, ATZ/MTZ Fachbuch, 3.Auflage, S.190-191, Springer Verlag, 2013, ISBN: 978-3-658-01407-0
- [23] **Chancen und Herausforderungen der Elektromobilität -** U.Eberle, 4. VDI-Fachkongress Elektromobilität Konferenzbeitrag, 2012,  
Link: [http://www.researchgate.net/profile/Ulrich\\_Eberle/publication/233987400\\_VDI\\_Fachkongress\\_Elektromobilität\\_2012\\_Chancen\\_und\\_Herausforderungen\\_der\\_Elektromobilität/links/0fcfd50d\\_c8b8384f64000000.pdf](http://www.researchgate.net/profile/Ulrich_Eberle/publication/233987400_VDI_Fachkongress_Elektromobilität_2012_Chancen_und_Herausforderungen_der_Elektromobilität/links/0fcfd50d_c8b8384f64000000.pdf)  
(Stand:27.1.2016)
- [24] **800V for electric vehicles - Voltage level suitable for calibration -** A.Engstle, M.Dieml, A.Angermaier, W.Schelter, Fachartikel ATZ 115. Jahrgang, S.38-43, Sept, 2013
- [25] **Grundkurs Leistungselektronik -** J.Specovius, 3.Auflage, S.301-303, Vieweg Teubner Verlag, Mai 2009, ISBN: 978-3-8348-0557-7
- [26] **Grundlagen der elektrischen Energietechnik -** Prof. Dr. -Ing. H.Brakelmann, Univ.Duisburg-Essen, Vorlesungsskript, 5.Auflage, S.75-76 ,Okt 2008  
Link: [http://www.ets.uni-due.de/download/students/11\\_Bachelor\\_Grundlagen\\_der\\_elektrischen\\_Energietechnik/1\\_Vorlesung/VorlesungGEET.pdf](http://www.ets.uni-due.de/download/students/11_Bachelor_Grundlagen_der_elektrischen_Energietechnik/1_Vorlesung/VorlesungGEET.pdf) (Stand:27.1.2016)
- [27] **EMV von Elektro- und Hybridfahrzeugen -** C. Hillmer, M. Mayer, U. Reinhardt, EMV in der Kfz-Technik - 5. GMM-Fachtagung, Konferenzbeitrag, VDE Verlag, Okt 2009
- [28] **Ermittlung typischer Störspannungen in Antriebssystemen für Elektro- und Hybridfahrzeugen -** S. Jeschke, M. Obholz, M. Maarleveld, H. Hirsch, J. Bärenfänger, 7.Dortmunder Autotag Konferenzbeitrag, 2012
- [29] **Herausforderungen durch die Einführung von elektrischen Antriebssystemen in Fahrzeugen,** S.Jeschke, Beitrag VDI-Wissensforum, Mar 2013
- [30] **Calculating IGBT Driver Output for Optimum Performance -** M.Hermwille, Power Electronics.com, Aug 2008  
Link: <http://powerelectronics.com/engineering-essentials/calculating-igbt-driver-output-optimum-performance> (Stand:27.1.16)
- [31] **EMV Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen -** J.Franz, 4.Auflage, S.252-264, Vieweg Teubner Verlag, Aug 2010, ISBN: 978-3-8348-0893-6
- [32] **Erstellung eines Versuchsaufbaus und Untersuchung von elektro-magnetischen Schirmen für Maschinenwellen -** R.Vollmer, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juni 2013
- [33] **Nanokristalline Magnetwerkstoffe in der EMV -** M.Ferch, Beitrag OTTI Seminar EMV von Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen, Mai 2015
- [34] **Nie wieder geschirmte Leitungen -** C.Juergens, C.Paulwitz, Sept 2007  
Link: <http://de.tdk.eu/tdk-de/190976/tech-library/artikel/applications---cases/applications---cases/nie-wieder-geschirmte-leitungen/190972> (Stand:27.1.16)

- [35] **AC24LS Motor (& Optional AT1200 Gearbox) with DMOC445 Controller** - Datenblatt, Azure Dynamics, Okt 2010  
Link: [http://www.mp3car.com/attachments/worklogs/57459d1261144928-ex-7-electric-rx-7-conversion-ac24ls\\_dmoc445productsheet.pdf](http://www.mp3car.com/attachments/worklogs/57459d1261144928-ex-7-electric-rx-7-conversion-ac24ls_dmoc445productsheet.pdf) (Stand: 27.1.16)
- [36] **AZD Power Electronics for Hybrid Vehicles** - Präsentation, Azure Dynamics, Juni 2011  
Link: [http://www.nist.gov/pml/high\\_megawatt/upload/APP-Lacobelli-MicrosoftPowerPoint-IACO-795Read-Only.pdf](http://www.nist.gov/pml/high_megawatt/upload/APP-Lacobelli-MicrosoftPowerPoint-IACO-795Read-Only.pdf) (Stand:27.1.16)
- [37] **USER'S MANUAL for Azure Balance HEV Battery System** , M.Evans, Bedienungsanleitung HEV Batterie, Okt 2009
- [38] **Kraftfahrtechnisches Taschenbuch** - Robert Bosch GmbH, 26.Auflage, S. 430 - 433, Vieweg Verlag, Jan 2007 ISBN: 978-3-8348-0138-8
- [39] **Battery Charger NLG5** - Brusa Elektronik AG, Datenblatt  
Link: <http://media3.ev-tv.me/BrusaManual2012.pdf> (Stand:27.1.2016)
- [40] **Hardware-In-The-Loop (HIL) Simulation of a Series Hybrid Powertrain** - E.Fru, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2013
- [41] **Entwicklung eines Simulationsmodells zur Modellierung unterschiedlicher Range Extender Module und Betriebs- sowie Auslegungsstrategien** - J.Mohr, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juli 2014
- [42] **Entwicklung eines digitalen, fernsteuerbaren Reglers zur Modellierung von HV-Nebenverbrauchern in Elektrofahrzeugen** - B.Kunz, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juli 2014
- [43] **Anwendung der Ähnlichkeitstheorie zur experimentellen Eigenschaftsabsicherung eines Bahnplanungsverfahrens für Fahrzeugführungssysteme** - J.Hilgert, Dissertation, Universität Duisburg-Essen, Sept 2005
- [44] **The Illinois Roadway Simulator: A Mechatronic Testbed for Vehicle Dynamics and Control** - S.Brennan, A.Alleyne, IEEE Transactions on Mechatronics, Vol.5, No.4, S.349 - 359, Dez 2000  
Link: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=891046> (Stand:27.1.16)
- [45] **Scaling of Hybrid Electric Vehicle Powertrain Components for Hardware-in-the-Loop Simulation** - M.Petersheim, S.Brennan, IEEE CCA 2008, Konferenz Beitrag, S.720 - 726, Sept 2008  
Link: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4629602> (Stand:27.1.16)
- [46] **On physically similar systems: illustration of the use of dimensional equations** - E.Buckingham, Physical Review, vol.4, series 2, S.345-376, 1914
- [47] **Grundlagen Physikalischer Prozesse** - B.Thaller, Vorlesungsskript, Universität Graz, S.31-35, Jan 2014  
Link: <http://www.uni-graz.at/imawww/thaller/lehre/mpt/skriptum.pdf> (Stand:27.1.16)

- [48] **Applied Dimensional Analysis and Modeling** - T.Szirtes, McGraw-Hill, S.231-238 1998  
ISBN: 0-07-062811-4
- [49] **Drive Motor 1PV5135-4WS24** - Siemens AG, Datenblatt, Mar 2011  
Link: <https://www.industry.usa.siemens.com/drives/us/en/electric-drives/hybrid-drives/Documents/elfa-components-data-sheets.pdf> (Stand: 27.1.16)
- [50] **Analysing the Impact of Different Electric Traction Drives on the Vehicle's Energy Consumption using HiL Simulation** - S.Jeschke, H.Hirsch, IEEE VPPC 2014, Konferenzbeitrag, Okt 2014
- [51] **Battery State Estimation Using Mixed Kalman/Hinfinity, Adaptive Luenberger and Sliding Mode Observer** - C.Unterrieder, P.Priewasser, S. Marsili, M. Huemer, IEEE VPPC 2013, Konferenzbeitrag, S.71-76, Okt 2013
- [52] **A Comparison Study of the Model Based SOC Estimation Methods for Lithium-Ion Batteries** - J.Xu, C.Binggang, C.Junyi, Z. Zhongyue, IEEE VPPC 2013, Konferenzbeitrag, S.1-5, Okt 2013
- [53] **The State and Parameter Estimation of an Li-Ion Battery Using a New OCV-SOC Concept** - S.Lee, J.Kim, J.Lee, B. Cho, IEEE PESC 2007, Konferenzbeitrag, S.2799-2803, Juni 2007
- [54] **Elektrotraktion: Elektrische Antriebe in Fahrzeugen** - K.Hofer, 1.Auflage, VDE-Verlag, 2006, ISBN: 978-3-8007-2860-2
- [55] **Dynamik der Kraftfahrzeuge** - M.Mitschke, H.Wallentowitz, 4te Auflage, Springer-Verlag, S.67-75, Mai 2003 ISBN: 3-540-42011-8
- [56] **Ford Focus Specifications** - Ford Motor Company, Technische Spezifikation, Feb 2014  
Link: <http://www.ford.com/cars/focus/specifications/view-all/> (Stand:27.1.16)
- [57] **2013 FORD FOCUS ELECTRIC TECHNICAL SPECIFICATIONS** - Ford Motor Company, Technische Spezifikation, 2013 Link:  
[https://media.ford.com/content/fordmedia/fna/us/en/asset.download.document.pdf.html/content/dam/fordmedia/North%20America/US/2014\\_Specs/2014\\_FocusElectric\\_Specs.pdf](https://media.ford.com/content/fordmedia/fna/us/en/asset.download.document.pdf.html/content/dam/fordmedia/North%20America/US/2014_Specs/2014_FocusElectric_Specs.pdf)  
(Stand: 27.1.2016)
- [58] **HSM1 - Hybrid Synchron Motor** - Brusa Elektronik AG, Datenblatt HSM 6.17.12, Link:  
[www.brusa.eu/fileadmin/Diverses/Download/Datenblaetter/BRUSA\\_DB\\_DE\\_HSM1.pdf](http://www.brusa.eu/fileadmin/Diverses/Download/Datenblaetter/BRUSA_DB_DE_HSM1.pdf)  
(Stand:27.1.2016)
- [59] **Dynamometer Drive Schedules** - United States Environmental Protection Agency, Link:  
<http://www.epa.gov/nvfel/methods/la92shortdds.gif> (Stand: 27.1.2016)
- [60] **Einfluss verschiedener Nebenverbraucher auf Elektrofahrzeuge** - B.Hesse, G.Hiesgen, M.Koppers, D.Schramm, Beitrag in: Zukünftige Entwicklungen in der Mobilität, Verlag Springer Gabler, S.91-104, 2012, ISBN: 978-3-8349-7117-3

- [61] **Investigations on the impact of different electric vehicle traction systems in urban usage scenarios** - S.Jeschke, H.Hirsch, M.Koppers, D.Schramm, IEEE VPPC 2013, Konferenzbeitrag, S.185-190, Okt 2013
- [62] **Untersuchungen zum Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf den Energieverbrauch von Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb** - S.Jeschke, H.Hirsch, AmE 2014, Konferenzbeitrag, VDE-Verlag, Feb 2014
- [63] **Batterieelektrische Fahrzeuge in der Praxis - Kosten, Reichweite, Umwelt, Komfort** - W.Tober Österreichischer Verein für Kraftfahrzeugtechnik, 2te Auflage, 2012  
Link: [www.övk.at/aktuelles/2012/bev\\_data2.pdf](http://www.övk.at/aktuelles/2012/bev_data2.pdf) (Stand: 27.1.2016)
- [64] **Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization** - S. Peterson, J. Apt, J.Whitacre, Journal of Power Sources 195, S. 2385–2392, 2010
- [65] **A Guide to Understanding Battery Specifications** - MIT Electric Vehicle team, Dez 2008,  
Link: [http://web.mit.edu/evt/summary\\_battery\\_specifications.pdf](http://web.mit.edu/evt/summary_battery_specifications.pdf) (Stand: 27.1.2016)
- [66] **Ladeinfrastruktur für Elektrofahrzeuge DC-Ladestation Terra 53 – konform mit vielen Standards** - ABB AG, Produkthinweis, 2010 Link:  
[https://www02.abb.com/global/atabb/atabb104.nsf/0/74c33c5b0d0cdc26c1257b36006601ef/\\$file/4EVC204301-LFDE\\_Terra53+Ladestation.pdf](https://www02.abb.com/global/atabb/atabb104.nsf/0/74c33c5b0d0cdc26c1257b36006601ef/$file/4EVC204301-LFDE_Terra53+Ladestation.pdf) (Stand:27.1.2016)
- [67] **DC Schnell-Ladestandard** - CHAdeMO Association, Broschüre, 2010  
Link: [http://www.chademo.com/pdf/CHAdeMOleaflet\\_eCarTec2010.pdf](http://www.chademo.com/pdf/CHAdeMOleaflet_eCarTec2010.pdf) (Stand: 27.1.16)
- [68] **VW weiht CCS Schnellladesäule in Wolfsburg ein** - Going Electric, 2010,  
Link: <http://www.goingelectric.de/2013/06/20/news/volkswagen-ccs-combined-charging-schnellladung-wolfsburg/> (Stand 27.1.16)
- [69] **Technische Daten Tesla Model S** - Tesla Motors Deutschland, 2013,  
Link: [http://www.teslamotors.com/de\\_DE/models](http://www.teslamotors.com/de_DE/models) (Stand: 27.1.2016)
- [70] **Air-Conditioning system For Electric Vehicles (i-MiEV)** - K.Umezu, H.Noyama, SAE Automotive Refrigerant & System Efficiency Symposium 2010, Konferenzbeitrag, 2010  
Link: <http://www.sae.org/events/aars/presentations/2010/W2.pdf> (Stand:27.4.15)
- [71] **Chevrolet Volt Temperature vs. Auxiliary Power Usage** - Fleetcarma, Fahrzeugdaten, Jan 2014, Link: <http://news.fleetcarma.com/wp-content/uploads/2014/01/Chevrolet-Volt-Auxiliary-Power-Load-and-Temp.png> (Stand: 27.1.2016)
- [72] **Nissan LEAF Temperature vs. Auxiliary Power Usage** - Fleetcarma, Fahrzeugdaten, Jan 2014, Link: <http://news.fleetcarma.com/wp-content/uploads/2014/01/nissan-leaf-Auxiliary-Power-Load-and-Temp.png> (Stand: 27.1.2016)
- [73] **Hochvoltheizungen für Elektrofahrzeuge** - C.Hainzmaier, 2014,  
Link: [http://www.auto-news.de/auto/news/bildergalerie\\_Webasto-Hochvoltheizung-Wohlige-Waerme-im-Elektroauto\\_id\\_33194&picindex=5](http://www.auto-news.de/auto/news/bildergalerie_Webasto-Hochvoltheizung-Wohlige-Waerme-im-Elektroauto_id_33194&picindex=5) (Stand: 27.1.16)

- [74] **Elektromagnetische Verträglichkeit** - F.Gustrau, H.Kellerbauer, 1.Auflage, S.222-225, Karl-Hanser Verlag, 2015 ISBN: 978-3-446-44301-3
- [75] **Stromwandler EZ-17** - Rohde&Schwarz GmbH & Co. KG, Datenblatt, Mai 2006,  
Link: [http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/EZ-17\\_en.pdf](http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/EZ-17_en.pdf) (Stand: 27.1.16)
- [76] **The HF-Current Probe: Theory and Application** - K.Wyatt, Interfernce Technology, Apr 2012 Link: [http://www.interferencetechnology.com/wp-content/uploads/2012/04/Wyatt\\_NA\\_DD12.pdf](http://www.interferencetechnology.com/wp-content/uploads/2012/04/Wyatt_NA_DD12.pdf) (Stand: 27.1.16)
- [77] **Untersuchung der Störaussendung des Traktionssystems eines Elektrofahrzeugs im dynamischen Fahrbetrieb** - S.Tsiapenko, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Jan 2015
- [78] **PERSEUS RECEIVER USER MANUAL** - Microtelecom s.r.l, Bedienungsanleitung, 2008  
Link: <http://microtelecom.it/perseus/perseususermanual-en13.pdf> (Stand: 27.1.16)
- [79] **Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors with Applications to More Complicated Geometries** - C.Hoer, C. Love, National Bureau of Standards-C, Engineering and Instrumentation, Vol. 69C, No.2, 1965
- [80] **Hochfrequenztechnik 1 Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen** - O.Zinke, H.Brunswick 6.Auflage, Springer Verlag, 1999 ISBN: 3-540-66405-X
- [81] **Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente** - S.Weber, Dissertation, Technische Universität Berlin, S27-35, Mai 2010
- [82] **Elektromagnetische Felder** - H.Henke, 3.Auflage, Springer Verlag, S.216, 2007 ISBN: 978-3-540-71004-2
- [83] **Electromagnetic Compatibility Engineering** - H.W. Ott, Wiley, S.58-59, 2009 ISBN: 978-0-470-18930-6
- [84] **Theoretische Elektrotechnik** - K.Küpfmüller, W.Mathis, A.Reibiger, 16.Auflage, S.222-223, Springer Verlag, Juli 2004, ISBN: 3-540-20792-9
- [85] **Grundlagen der Elektrotechnik** - I.Wolf, 6.Auflage, Verlagsbuchhandlung Nellissen-Wolf GmbH, S.292, Feb 1997 ISBN: 3-922697-27-5
- [86] **Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations** - M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John, IEEE APEC 2006, Konferenzbeitrag, S.1181-1186, Mar 2006
- [87] **Elektrische Maschinen** - E.Spring, 2.Auflage, S.279, Springer Verlag, Juni 2005, ISBN: 3-540-28241-6

- [88] **Development of a simulation model for B6 IGBT drive inverter for EMC simulations in time and frequency domain** - Z.Liu, Masterarbeit, Universität Duisburg-Essen, Juli 2014
- [89] **Investigation on the propagation of disturbing pulses in traction batteries of electric and hybrid vehicles** - M.Maarleveld, K.Kreisch, H.Kellerbauer, K.Friedrich, IEEE EMC Europe 2014, Konferenzbeitrag, S.391-395, Sept 2014
- [90] **Dynamometer Drive Schedules** - United States Environmental Protection Agency, Link: <http://www.epa.gov/nvfel/methods/us06dds.gif> (Stand: 27.1.2016)
- [91] **Investigations on the EMI of an Electric Vehicle Traction System in Dynamic Operation** - S.Jeschke, H.Hirsch, IEEE EMC Europe 2014, Konferenzbeitrag, S.420-425, Sept 2014

## 10 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1 V-Modell in der Fahrzeugentwicklung (Quelle [5] modifiziert)	8
Abb. 2 Schematische Darstellung des Bordnetzes eines Elektrofahrzeugs	11
Abb. 3 Schematische Darstellung des Energieflusses in einem Elektrofahrzeug mit Range Extender (rot: Verbrauchte Energie; grün: erzeugte Energie)	12
Abb. 4 Schematischer Aufbau des Antriebssystems eines Elektrofahrzeugs	14
Abb. 5 Typischer Systemwirkungsgrad eines Elektroantriebs in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment	14
Abb. 6 Typisches kombiniertes Bremssystem in einem Elektrofahrzeug	15
Abb. 7 Aufteilung von generatorischem und mechanischem Bremsmoment für eine Vollbremsung [20]	16
Abb. 8 Trapezförmiger Puls im Zeit- und im Frequenzbereich	18
Abb. 9 Simulierte PWM-Spannung und Phasenstrom am Ausgang eines Antriebsumrichters	19
Abb. 10 Transformation eines Dirac Kamms in den Frequenzbereich	19
Abb. 11 Kopplungspfade im HV-Bordnetz von Elektro- und Hybridfahrzeugen	21
Abb. 12 Simulierte Phasenströme eines Elektroautoantriebs	21
Abb. 13 ESB der Antriebsleitung links Kopplungen rechts	22
Abb. 14 Koppelpfade im Antrieb eines Elektrofahrzeugs [29]	23
Abb. 15 Ersatzschaltbild (ESB) eines IGBT mit parasitären Kapazitäten [30]	24
Abb. 16 Aufbau EMV-Filter für umrichter gesteuerte Antriebe [34]	26
Abb. 17 Testaufbau für Emissionsmessung an einem Fahrzeug im Fahrbetrieb nach CISPR12 [11]	28
Abb. 18 Testaufbau für eine Emissionsmessung an einem Elektrofahrzeug im Ladebetrieb nach CISPR 12 (AC Laden ohne Kommunikation) Artificial Mains Network (AMN)[11]	28
Abb. 19 Prinzipieller Testaufbau für die leitungsgebundene Störemissionsmessung eines Umrichter Motor Systems nach CISPR 25 (Ohne Abmessungen) [10]	29
Abb. 20 Power-HiL Aufbau des Hochvoltbordnetzes eines Elektrofahrzeugs	32
Abb. 21 Schematische Darstellung des realisierten Versuchsaufbaus	33
Abb. 22 Qualitativer Verlauf des Reibungs-, Steigungs- und des Windwiderstandsmoment an der Antriebswelle	34
Abb. 23 Verlauf der Fahrzeugbeschleunigung in Abhängigkeit vom Trägheitsmoment	35
Abb. 24 Schematische Darstellung des Aufbaus zur Simulation von Range-Extender-Modulen	36
Abb. 25 Aufbau zur Modellierung von elektrischen Nebenverbraucher im Elektrofahrzeug [42]	37
Abb. 26 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des elektrischen Antriebs und des gesamten Aufbaus (mit den Einschränkungen durch die Lastmaschine)	41
Abb. 27 Systemwirkungsgrad eines aktuellen Elektrofahrzeugantriebs	44
Abb. 28 Systemwirkungsgrad des zu simulierenden Antriebsstrangs	48
Abb. 29 $M(t)$ -Profil (schwarz), $n(t)$ (rot) und $M(t)$ (blau) für das Beschleunigungs- Abbremszenario (normierte Größen)	49
Abb. 30 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Fahrzeugantriebs im positiven Drehmomentbereich skaliert auf den HiL-Aufbau	50

Abb. 31 Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des Fahrzeugantriebs im negativen Drehmomentbereich skaliert auf den HiL Aufbau	51
Abb. 32 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau $n(t)$ für das Beschleunigungs-Abbremszenario	52
Abb. 33 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau $M(t)$ für das Beschleunigungs-Abbremszenario	52
Abb. 34 Vergleich zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau $P_{EL}(t)$ für das Beschleunigungs-Abbremszenario	53
Abb. 35 Vergleich des Energieverbrauchs zwischen Elektrofahrzeug und skaliertem HiL-Aufbau für das Beschleunigungs- Abbremszenario	53
Abb. 36 Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien der für die Untersuchung betrachteten Antriebe	56
Abb. 37 Wirkungsgradkennfelder der für die Untersuchung betrachteten Antriebe	56
Abb. 38 für den Antriebsvergleich betrachtete Fahrzyklen; links LA92 Short, rechts ColognE-Mobil Fahrzyklus	57
Abb. 39 Vergleich der Drehmomente der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short	57
Abb. 40 Vergleich der Drehzahlen der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short	58
Abb. 41 Vergleich der Antriebsdrehzahl für den in Abbildung 68 umrandeten Beschleunigungsvorgang innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich	59
Abb. 42 Vergleich der elektrischen Leistung der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short	60
Abb. 43 Vergleich der elektrischen Leistung für den in Abbildung 70 umrandeten Bremsvorgang innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich	60
Abb. 44 Vergleich des errechneten SoC der Antriebsbatterie der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus LA92 Short	61
Abb. 45 Vergleich der Drehzahlen der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus colognE-Mobil	62
Abb. 46 Vergleich der elektrischen Leistung der drei unterschiedlichen Antriebe für den Fahrzyklus colognE-Mobil	62
Abb. 47 Bremsmomente bei unterschiedlichen Begrenzungen der Rekuperationsleistung für das Fahrzeug EV1	64
Abb. 48 Bremsmomente bei unterschiedlichen Begrenzungen des elektrischen Bremsmoments für das Fahrzeug EV2	65
Abb. 49 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Rekuperationsleistungen beim EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short	66
Abb. 50 Vergleich des Bremsmoments bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen für den in Abbildung 49 umrandeten Bereich innerhalb des Zyklus LA92 Short zum besseren Vergleich	66
Abb. 51 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short	67
Abb. 52 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus LA92 Short	68

Abb. 53 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Rekuperationsleistungen beim EV1 für den Fahrzyklus colognE-Mobil	69
Abb. 54 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Rekuperationsleistungen EV1 für den Fahrzyklus colognE-Mobil	70
Abb. 55 Vergleich der Drehmomente für unterschiedliche Bremsmomentbegrenzungen beim EV2 für den Fahrzyklus colognE-Mobil	71
Abb. 56 Vergleich der elektrischen Leistung bei unterschiedlichen Bremsmomentbegrenzungen beim EV2 für den Fahrzyklus colognE-Mobil	72
Abb. 57 Leistungsaufnahme der Nebenverbraucher in Abhängigkeit von der Außentemperatur am Beispiel des Nissan LEAF [71] und des Chevrolet VOLT. [72]	74
Abb. 58 Elektrische Leistungsaufnahme einer HV-Schichtheizung zur Erwärmung des Fahrzeug-innenraums auf 25° C bei einer Außentemperatur von 0° C	74
Abb. 59 Elektrische Leistungsaufnahme der Kombination aus einer Flächenheizung (verdoppelt für die Aufheizung von Fahrer und Beifahrerseite) und einer Wärmepumpe zur Aufheizung des Fahrzeuginnenraums auf 25°C bei einer Außentemperatur von 0°C [16]	75
Abb. 60 Vergleich der elektrischen Leistungsaufnahme bei der beiden HV-Heizsysteme am EV1 und am HiL Aufbau	76
Abb. 61 Vergleich des Gesamtenergieverbrauchs für den erweiterten colognE-Mobil Fahrzyklus bei verschiedenen HV-Nebenverbrauchern	76
Abb. 62 Leitungsgebundene Störungen im Antriebssystem von Elektro- und Hybridfahrzeugen	78
Abb. 63 Messaufbau zur Messung der Störaussendungen im Antriebsbordnetz von Elektrofahrzeugen	79
Abb. 64 Messwertaufnehmer zur Erfassung der Wellenströme (links: Bestimmung des Wandlungsmaßes [76]; rechts Messwertaufnehmer an der Antriebswelle)	80
Abb. 65 Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Messung der Störaussendung des elektrischen Antriebs im Zeit- und Frequenzbereich für Frequenzen größer 30 MHz	81
Abb. 66 Vergleich des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs	82
Abb. 67 Vergleich der Störspannung (Peak-Messung) auf der HV+Leitung zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs	82
Abb. 68 Vergleich des Störstroms auf der Antriebswelle zwischen dem Betrieb der Lastmaschine und dem Betrieb des gesamten Antriebs	83
Abb. 69 Signal-Rausch Abstand für die Messung der Gleichtaktströme an der Antriebswelle	84
Abb. 70 Ersatzschaltbild zur Modellierung der Antriebsleitungen mit Summenschirmung	86
Abb. 71 Magnetisches Feld eines stromdurchflossenen Leiters und Referenzfläche zur Bestimmung der Eigeninduktivität	87
Abb. 72 Magnetischer Fluss eines stromdurchflossenen Hohlleiters (links ohne Innenleiter; rechts mit Innenleiter) zur Bestimmung der Gegeninduktivität zwischen Innenleiter und Schirm [8]	88
Abb. 73 Aufbau der Antriebsleitung mit Summenschirm mit Linien- und Spiegelladungen zur Bestimmung der Kapazitätsbeläge	89
Abb. 74 Ersatzschaltbild zur Modellierung der Antriebsleitungen mit Einzelschirmung	90

Abb. 75 Ersatzschaltbild zur Modellierung einer Statorwicklung der Asynchronmaschine	91
Abb. 76 Ersatzschaltbilder für die Gleichtakt- (links) und die Gegentaktimpedanz (rechts) der Asynchronmaschine	92
Abb. 77 Gleichtakt- und Gegentaktimpedanz der im Versuchstand verwendeten Asynchronmaschine	93
Abb. 78 Gleichtaktersatzschaltbild zur Bestimmung von $R_{\text{GND}2}$ (gültig im Punkt 2 in Abbildung 77)	95
Abb. 79 Einphasiges Ersatzschaltbild einer ASM mit lastabhängigem Widerstand [87]	96
Abb. 80 Ständerstrom in Abhängigkeit vom Lastmoment am HiL-Antriebsstrang	96
Abb. 81 Lastwiderstand in Abhängigkeit vom Lastmoment und der Drehzahl am HiL-Antriebsstrang	97
Abb. 82 Ersatzschaltbild mit Kapazität zur Simulation der Wellenströme	98
Abb. 83 Schematische Darstellung des Simulationsmodells des gesamten Antriebsstrangs	99
Abb. 84 Sinus- und Dreieckspannungen zur Generierung eines PWM Drehstromsystems	100
Abb. 85 Ersatzschaltbild des verwendeten spannungsgesteuerten Schalters zur Modellierung eines IGBTs	101
Abb. 86 Einschaltzeit des Schaltermodells in Abhängigkeit von der parasitären Kapazität $C_{\text{GND}}$	101
Abb. 87 Spannungen an den Ständerwicklungen mit Überspannungen in den Schaltflanken; links HiL rechts Simulationsmodell	102
Abb. 88 Ständerströme am Power-HiL bei konstanter Drehzahl und variabler Last	103
Abb. 89 Simulierte Ständerströme bei konstanter Drehzahl und variabler Last	104
Abb. 90 Gepulste Spannung $U_{\text{L}12}$ an den Motorklemmen (blau) mit Überschwingern in der Schaltflanke (umrandet) und durch den Wellenstrom induzierte Gleichtaktspannung an der Antriebswelle (rot)	106
Abb. 91 Gleichtakt Störpulse an verschiedenen Stellen des Antriebsbordnetzes bei 2000 U/min und 10 Nm	106
Abb. 92 simulierte Gleichtakt Störpulse an verschiedenen Stellen des Antriebsbordnetzes (Links: Spannung $U_{\text{L}1}$ und $I_{\text{Welle}}$ ; Rechts: 2 Pulse $I_{\text{Welle}}$ und $I_{\text{Schirmung}}$ )	107
Abb. 93 Überschwinger in der Schaltflanke der Spannung $U_{\text{L}12}$ an den Antriebswicklungen bei unterschiedlichen Drehzahlen	108
Abb. 94 Überschwinger in der Schaltflanke der Spannung $U_{\text{L}12}$ an den Antriebswicklungen bei unterschiedlichen Drehmomenten	108
Abb. 95 Induzierte Gleichtaktstörspannung auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehzahlen	109
Abb. 96 Induzierte Gleichtaktstörspannung auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehmomente	110
Abb. 97 Durch den Wellenstrom induzierte Spannung für verschiedene Drehzahlen	111
Abb. 98 Durch den Wellenstrom induzierte Spannung für verschiedene Drehmomente	111
Abb. 99 Simulierte Phasenspannung $U_{\text{L}1}$ (blau: PWM Spannung ohne resonanten Überschwinger, rot: PWM Spannung mit resonanten Überschwingern)	112
Abb. 100 Dreieckspannung $U_{\text{L}12}$ (Peak Detektor) an den Antriebswicklungen im Frequenzbereich für verschiedene Drehzahlen	113
Abb. 101 Dreieckspannung $U_{\text{L}12}$ (Peak Detektor) an den Antriebswicklungen im Frequenzbereich für verschiedene Drehmomente	114
Abb. 102 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehzahlen	114
Abb. 103 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebsleitung für verschiedene Drehmomente	115
Abb. 104 Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen und der Schirmung des Antriebssystems	116

Abb. 105 Unsymmetrische Störspannung (Peak Detektor) auf der HV+ Traktionsleitung für verschiedene Drehzahlen	117
Abb. 106 Unsymmetrische Störspannung (Peak Detektor) auf der HV+ Traktionsleitung für verschiedene Drehmomente	117
Abb. 107 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebswelle für verschiedene Drehzahlen	118
Abb. 108 Gleichtaktstörstrom (Peak Detektor) auf der Antriebswelle für verschiedene Drehmomente	119
Abb. 109 Koppelimpedanz zwischen den Antriebswicklungen Antriebswelle für verschiedene Drehzahlen	120
Abb. 110 Störstrom an der Welle und auf der Schirmung der Antriebsleitung bei 2000 U/min und 10 Nm mit den aktuellen Grenzwerten nach CISPR/D/425/CDV	121
Abb. 111 Unsymmetrische Störspannung $U_{HV+}$ an der 50Ω5μH-Netznachbildung bei 2000 U/min und 10 Nm mit den aktuellen Grenzwerten nach CISPR/D/425/CDV	122
Abb. 112 Drehzahl- und Drehmomentprofil der betrachteten Fahrzyklen; links: Abschnitt des SMPT US06 Fahrzyklus; rechts: Beschleunigung und Abbremsvorgang eines Elektrofahrzeugs	123
Abb. 113 Störaussendungen auf der Schirmung der Antriebsleitung im Frequenzbereich zwischen 50kHz und 550kHz für den Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus [89]	123
Abb. 114 Amplitude der Dreiecksspannung $U_{L12}$ an den Antriebswicklungen während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz	125
Abb. 115 Amplitude des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz	125
Abb. 116 Amplitude der unsymmetrischen Störspannung auf der HV+ Batterieleitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz	126
Abb. 117 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus bei den Frequenzen 180 kHz, 900 kHz und 5,9 MHz	127
Abb. 118 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle, des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+ Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 180 kHz	128
Abb. 119 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle, des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+_Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 900 kHz	129
Abb. 120 Amplitude des Schirmstroms auf der Antriebsleitung und der Störspannung auf der HV+_Leitung während des SMTP-US06-Fahrzyklus bei 50 MHz	129
Abb. 121 Amplitude des Gleichtaktstörstroms an der Antriebswelle während des Beschleunigungs- Abbrems Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz und 900 kHz	130
Abb. 122 Amplitude des Gleichtaktstörstroms auf der Schirmung der Antriebsleitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz	131
Abb. 123 Amplitude der Störspannung an der HV+ Leitung während des Beschleunigungs-Abbrems-Fahrzyklus verglichen mit der Amplitude bei konstantem Betrieb bei 180 kHz, 900 kHz und 50 MHz	131
Abb. 124 Vergleich der Störaussendung im dynamischen Betrieb mit der Störaussendung im konstanten Betrieb: oben variable Drehzahl bei 180kHz und 900kHz; unten variables Drehmoment bei 50MHz	133
Abb. 125 Simulierte PWM-Spannung an den Antriebswicklungen (links) und daraus resultierende Pulse auf der Kabelschirmung (rechts) für Leitungen mit Summenschirm und Leitungen mit Einzelschirmung	134

Abb. 126 Vergleich des Gleichtaktstörstroms auf der Antriebsleitung für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung	135
Abb. 127 Vergleich der Unsymmetrischen Störspannung auf der HV+Leitung für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung	135
Abb. 128 Vergleich der Gleichtaktstörstroms auf der Antriebswelle für Antriebsleitungen mit Einzelschirmung und Antriebsleitungen mit Summenschirmung	136

## 11 Tabellenverzeichnis

Tab. 1 Auflistung einiger 12V-Verbraucher im Fahrzeug [17].....	13
Tab. 2 Leistungsdaten des verwendeten Antriebs [35] .....	31
Tab. 3 Leistungsdaten der Antriebsbatterie [37] .....	31
Tab. 4 Leistungsdaten des Ladegeräts [39] .....	36
Tab. 5 Dimensionsmatrix zur Darstellung eines physikalischen Systems .....	39
Tab. 6 physikalische Größen zur Skalierung des elektrischen Antriebstrangs .....	41
Tab. 7 Matrixdarstellung zur Bestimmung der $\Pi$ -Gruppen [47].....	42
Tab. 8 Matrix zur Bestimmung der $\Pi$ -Gruppen für den Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs .....	42
Tab. 9 Matrix zur Bestimmung der $\Pi$ -Gruppen für die Längsdynamik bzw. die Lastmomente an der Antriebswelle eines Fahrzeugs.....	46
Tab. 10 Fahrzeugparameter des zu simulierenden Elektrofahrzeugs .....	47
Tab. 11 Fahrzeugparameter des zu simulierenden Fahrzeugs .....	54
Tab. 12 Leistungsdaten der untersuchten elektrischen Antriebssysteme .....	55
Tab. 13 Energieverbrauch, Fahrstrecke, spezifischer Energieverbrauch und Reichweite mit 28kWh Batterie für die verschiedenen Antriebe, Fahrzyklus LA92 Short.....	61
Tab. 14 Energieverbrauch, Fahrstrecke, spezifischer Energieverbrauch und Reichweite mit 28 kWh Batterie für die verschiedenen Antriebe, Fahrzyklus colognE-Mobil .....	63
Tab. 15 Energieverbrauch und spezifischer Energieverbrauch für die verschiedenen Rekuperationsleistungen beim EV1; Fahrzyklus LA92 Short.....	68
Tab. 16 Energieverbrauch und spezifischer Energieverbrauch für die verschiedenen Rekuperationsleistungen beim EV1; Fahrzyklus colognE-Mobil .....	70
Tab. 17 Energieverbrauch, spezifischer Energieverbrauch und berechnete Reichweite für die verschiedenen Bremsmomente beim EV2; Fahrzyklus colognE-Mobil .....	72
Tab. 18 Vergleich der Energieverbräuche bei verschiedenen HV-Verbrauchern für den erweiterten colognE-Mobil Fahrzyklus .....	77

## 12 Abkürzungsverzeichnis

ABS	Anti Blockier System
ACM	Ampere Counting Method
ASM	Asynchronmaschine
BMS	Battery Management System
CAN	Controller Area Network
CCS	Combined Charging System
CM	Common Mode (Gleichtakt)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
EV	Electric Vehicle
FFT	Fast Fourier Transform
HiL	Hardware in the Loop
HV	Hochvolt
HV-NNB	Hochvolt-Netznachbildung
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
NiMH	Nickel-Metallhydrid-Akkumulator
PK	Peak (Spitzenwert)
PLC	Powerline Communication
PSM	Permanent erregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
RE	Range Extender
REEV	Range Extended Electric Vehicle
SDR	Signal Defined Radio
SNR	Signal to Noise Ratio
SoC	State of Charge

## Veröffentlichungen des Autors

1. S. Jeschke, M. Obholz, M. Maarleveld, H. Hirsch, J. Bärenfänger: Ermittlung typischer Störspannungen in Antriebssystemen für Elektro- und Hybridfahrzeugen, Beitrag 7.Dortmunder Autotag, Dortmund, 2012
2. S.Jeschke, H.Hirsch, M.Maarleveld: Investigation on the influence of the shielding concept on the disturbances from the propulsion system of an electric vehicle, EMC Europe2013, 2013
3. S.Jeschke, H.Hirsch, M.Koppers, D.Schramm: HiL simulation of electric vehicles in different usage scenarios, IEEE International Electric Vehicle Conference, 2012
4. S.Jeschke, H.Hirsch, M.Koppers, D.Schramm: Investigations on the impact of different electric vehicle traction systems in urban traffic, IEEE VPPC 2013, 2013
5. S.Jeschke, M.Maarleveld, H.Hirsch, M.Obholz: Untersuchungen zu den einflüssen des Schirmkonzepts auf dieauftretenden Störspannungen in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen,4. GMM Fachtagung AmE 2013,Dortmund, 2013
6. S.Jeschke, H.Hirsch: Untersuchungen zum Einfluss unterschiedlicher Rekuperationsleistungen auf den Energieverbrauch von Fahrzeugen mit elektrischem Antrieb, 5.GMM Fachtagung AmE 2014, Dortmund, 2014
7. H.Hirsch, R.Hoffmann, S.Jeschke: Achtung, Elektroauto!, Unikate 39 Herausforderung Elektromobilität, 2011
8. S.Jeschke, H.Hirsch, M.Maarleveld: Untersuchungen zum Potential von kombinierten Schirmlösungen zur Reduzierung der Störaussendung in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen, EMV 2014, Düsseldorf, 2014
9. M.Maarleveld, S.Jeschke, H.Hirsch: Emissionsverhalten von Elektrofahrzeugen im Ladebetrieb, EMV 2014, Düsseldorf, 2014
10. S.Jeschke, M.Maarleveld, H.Hirsch: Antriebsstrang-Prüfstand für grundlegende Untersuchungen an Elektrofahrzeugen, 5. Wissenschaftsforum Mobilität Radical Innovation in Mobility, Duisburg, 2013
11. S. Jeschke: Präsentation: Herausforderungen durch die Einführung von elektrischen Antriebssystemen in Fahrzeugen, VDI-Wissensforum, Frankfurt, März 2013
12. S.Jeschke, H.Hirsch: *Analysing the Impact of Different Electric Traction Drives on the Vehicle's Energy Consumption using HiL Simulation*, IEEE VPPC 2014, 2014
13. S. Jeschke: Präsentation: EMV Management im Unternehmen R&D Modell/V-Modell Hardware-in-the-Loop in der EMV, VDI-Wissensforum, Frankfurt, November 2014
14. S. Jeschke, H.Hirsch, S.Tsiapenko: Investigations on the Shaft Currents of an Electric Vehicle Traction System in Dynamic Operation, EMC 2015, 2015
15. H.Hirsch, S.Jeschke, M.Trautmann, L.Wei, J.Bärenfänger, M.Maarleveld, J.Heyen, A.Darrat: Latest Development of the national and international EMC-Standards for Electric Vehicles and their Charging Infrastructure, EMC 2015, 2015
16. S. Jeschke: Präsentation: Störimpulse im HV-Bordnetz, VDI-Wissensforum, Mannheim, November 2015
17. S. Jeschke: Präsentation: Aktuelle Messverfahren am HV-Antriebsstrang, VDI-Wissensforum, Mannheim, November 2015