

Bestimmung eines optimalen Spannungsbereichs für zukünftige Hybrid- und Elektrofahrzeuge

Schlussbericht

31.10.2011

Maurice Kowal

Prof. Dr. rer. nat. Dirk Uwe Sauer

Univ.-Prof. Dr. ir. Dr. h. c. R. W. De Doncker

Gefördert durch:



aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

<p>Zuwendungsempfänger:</p> <p>Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule (RWTH) Aachen – Fakultät 6 – Elektrotechnik und Informationstechnik – Lehrstuhl und Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe</p> <p>RWTH Aachen</p> <p>Jägerstr. 17/19</p> <p>52066 Aachen</p>	<p>Förderkennzeichen:</p> <p>19U9036</p>
<p>Vorhabenbezeichnung:</p> <p>„Bestimmung eines optimalen Spannungsbereichs für zukünftige Hybrid- und Elektrofahrzeuge“</p>	
<p>Laufzeit des Vorhabens:</p> <p>01.04.2010 – 30.09.2011</p>	
<p>Berichtszeitraum:</p> <p>01.04.2010 – 30.09.2011</p>	

1 Übersicht des Forschungsvorhabens

1.1 Aufgabenstellung, Voraussetzungen und Ziele

Das Ziel des Forschungsprojektes ist es, eine Aussage zu treffen, welche Spannungslagen sich in zukünftigen Elektro- und Hybridfahrzeugen durchsetzen werden. Diese Fragestellung wird aus Systemsicht beantwortet. Für jede Komponente soll in Abhängigkeit der Leistungsklasse untersucht werden, welche Spannungslage optimal ist. Dabei soll keine Einschränkung aufgrund der zur Verfügung stehenden Bauteile gemacht werden. Neben den aktiven Komponenten müssen auch passive Bauteile wie Sicherungen, Relais und Steckverbinder für diese Spannungen betrachtet werden.

Ein wesentlicher Zielpunkt werden Aspekte des Bereichs „Normung und Standardisierung“ sein. Sofern sich wissenschaftlich nachweisen lässt, dass es für jeweils einen Fahrzeugtyp eine optimale Spannungslage gibt, werden in Zukunft Automobilhersteller und Zulieferfirmen eine deutliche Vereinfachung der Situation erleben. Ein leistungselektronischer Umrichter kann aufgrund des Stückkostenvorteils deutlich kostengünstiger gebaut werden, wenn er in Fahrzeugen unterschiedlicher Hersteller verbaut werden kann, da die Spannungslagen und das Klemmenverhalten identisch sind.

1.2 Arbeitsplanung

Ziel dieses Forschungsvorhabens soll es sein, eine Aussage zu treffen, welche Spannungslagen in Zukunft in Elektro- und Hybridfahrzeugen zu finden sein werden. Die drei wichtigsten Komponenten, die dafür sicherlich zu betrachten sind, sind die optimale Spannung des elektrischen Antrieb, des Batteriepacks sowie der Einsatz eines DC/DC-Wandlers bzw. ein Spannungskompromiss.

Ergeben sich aufgrund des Energiespeichers und des Antriebs bestehend aus Maschine und Umrichter sehr unterschiedliche Spannungslagen, so ist zu untersuchen, ob es besser ist einen DC/DC-Wandler zur Spannungsanpassung einzusetzen oder einen Kompromiss bei der Wahl des Spannungsniveaus einzugehen.

Neben den aktiven Komponenten werden entsprechende Steckverbinder, Relais und Sicherungen benötigt. Ein weiteres Ziel dieser Arbeit soll es sein abzuschätzen, ob auch die passiven Komponenten für die untersuchten Spannungslagen wirtschaftlich gefertigt werden können. Da es für die Sicherheit eine ganze Reihe von Vorschriften gibt, ist zu untersuchen, welche Richtlinien es für welche Spannungslagen gibt. Diese Vorschriften können einen großen Einfluss auf die Wahl der Spannungslage haben.

Es kann nicht erwartet werden, dass sich für alle Systeme eine einheitliche Spannung ergeben wird. Es soll ein Trend aufgezeigt werden, welche Spannungen zu erwarten sind. Die theoretisch optimalen Spannungen für die verschiedenen Fahrzeugtypen werden sicherlich durch die Richtlinien auf vereinheitlichte Niveaus zusammen geschoben. Wo diese Niveaus exakt liegen, wird möglicherweise mehr durch Richtlinien und Normen als durch die optimale Spannung für die Anwendung bestimmt.

1.3 Wissenschaftlicher und technischer Stand

Betrachtet man die Batterie, so verspricht kurz- bis mittelfristig die Li-Ionen-Technologie die höchste Energie- und Leistungsdichte. Bei diesem Batterietyp muss nach dem Stand der Technik aus Sicherheitsgründen jede einzelne Zelle in einem Stack überwacht werden. Zusätzlich ist ein Ladungsausgleichssystem zur Anpassung der Ladezustände notwendig. Anders als bei den bisher bekannten Batterien (Blei, NiCd, NiMH) bestimmt bei einer Li-Ionen-Batterie in einem Serienverbund die schwächste Zelle direkt die verfügbare Kapazität des Gesamtstrangs. Dies und der technische Aufwand für die Überwachung legt die Verwendung möglichst weniger und dafür großer Zellen nahe, was eine niedrigere Systemspannung zur Folge hätte. Um ausreichend Kapazität bereit zu stellen, müssten entweder sehr große Zellen gebaut oder viele Zellen parallel geschaltet werden. Dabei ist ersteres aufgrund des mit der Zellgröße steigenden Sicherheitsrisikos nicht erstrebenswert. Daher ergibt sich für die Batterie die Fragestellung, ob es einen eindeutigen Zusammenhang zwischen Leistung und Energie und der „idealen“ Spannungslage gibt. Tendenziell ist allerdings zu erwarten, dass die Spannungslage eher niedrig ausfallen wird. Bei einer Parallelschaltung mehrerer Zellen wird der Elektronikaufwand deutlich reduziert und der Einfluss einer schlechten Zelle auf die Kapazität des Gesamtstrangs verringert, was auch zu einer Erhöhung der Zuverlässigkeit führt. Gleichzeitig muss eine Risikobewertung bzgl. möglicher innerer Kurzschlüsse von Batteriezellen in Parallelschaltungen vorgenommen werden. Beide Fragen können heute nur qualitativ diskutiert und nicht quantitativ bewertet werden, weil dafür eine ausreichende Datenbasis fehlt.

Aus Sicht des Antriebs lässt sich eine gegenläufige Entwicklung erkennen. Die elektrischen Maschinen werden immer häufiger mit Drehzahlen über 10.000 U/min betrieben. Dieses ist vorteilhaft, da sich damit höhere Leistungsdichten erreichen lassen. Nachdem eine Maschine elektromagnetisch ausgelegt ist, stellt sich immer die Frage, wie viele Windungen in der Maschine benötigt werden. Diese Fragestellung steht in direkter Verbindung mit der Spannungslage. Je höher die zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung liegt, desto mehr Windungen können in der Maschine verwendet werden. Gleichzeitig kann der Querschnitt jedes einzelnen Leiters reduziert werden. Da die elektrischen Maschinen im Automobil häufig mit hohen Drehzahlen drehen ist ein kleiner Leiterquerschnitt von Vorteil, um Skin- und Proximityeffekte zu reduzieren. Im Gegensatz dazu muss die Isolierung bei höheren Spannungen verbessert werden, was zu einer Abnahme des Füllfaktors führt und die Kühlung der Wicklung erschwert.

Neben diesen beiden Komponenten ist die maximale Spannungsfestigkeit der Leistungshalbleiter zu betrachten. Die existierenden Bauteile begrenzen die Spannung nach oben. Außerdem wird zurzeit untersucht, welchen Einfluss ein DC/DC-Wandler auf das System hat. Durch den zusätzlichen Wandler ergibt sich die Möglichkeit die niedrige Spannungslage der Batterie mit der hohen Spannungslage der Maschine zu kombinieren. Darüber hinaus können sich Zuverlässigkeitsvorteile durch eine Parallelschaltung mehrerer Blöcke ergeben. Allerdings treten in dem Wandler zusätzliche Verluste auf, die durch die optimale Spannung in den anderen Komponenten wieder eingespart werden müssen.

2 Ergebnisse

2.1 Technische Ergebnisse

2.1.1 Spannungen und Vorschriften

Die internationale Norm ISO 6469 „Elektrisch angetriebene Straßenfahrzeuge“ beschäftigt sich insbesondere in Teil 3 auch mit den folgenden sicherheitsrelevanten Punkten, die für die Elektromobilität wichtig sind:

- Fahrzeug gebundenes, wiederaufladbares Energiespeichersystem
- Sicherheits- und Schutzeinrichtungen gegen Fehler
- Schutz von Personen gegen direkten Kontakt / elektrischen Schock

Die ISO 6469 teilt Komponenten, wie in Tabelle 2-1, gemäß ihrer maximalen Betriebsspannung in die Klassen A und B ein. Dabei wird jeweils zwischen Gleich- (z.B. Batteriepack oder Zwischenkreis eines Umrichters) und Wechselspannung (z.B. Elektromotor oder Ausgangsklemmen des Umrichters) unterschieden.

Klasse	V_{DC}		V_{AC}		Kommentar
	min	max	min	max	
A	0	60	0	30	Niveau der Schutzkleinspannung, daher ungefährlich bei Berührung
B	60	1500	30	1000	

Tabelle 2-1: Unterscheidung der Spannungsklassen nach ISO 6469

Dabei entspricht die Klasse A im Prinzip Schutzkleinspannung. In diesem Spannungsbereich ist kein besonderer Schutz gefordert, weil die Spannungen selbst bei geringem Hautübergangswiderstand nicht zu gefährlichen Körperströmen führen können. In der Klasse B werden spannungsabhängige Vorgaben zur Isolationsfestigkeit von $> 100 \Omega/V$ für Gleich- und $> 500 \Omega/V$ für Wechselspannung gemacht, die dann ebenfalls zu ungefährlichen Körperströmen von $< 10 \text{ mA}$ bzw. $< 2 \text{ mA}$ führen.

Die ISO 26262 ist eine entstehende ISO-Norm für sicherheitsrelevante elektrische und elektronische Systeme in Kraftfahrzeugen, wobei der Schwerpunkt auf der funktionalen Sicherheit liegt. Sie wird eine Vorgehensweise mit vorgegebenen Aktivitäten und Methoden definieren, wodurch die funktionale Sicherheit von elektrischen und elektronischen Systemen

in Kraftfahrzeugen gewährleistet werden soll. Dazu wird die Schwere der Auswirkung eines Fehlers, die Häufigkeit der Fahrsituation und die Beherrschbarkeit der Fehlfunktion in der jeweiligen Fahrsituation bewertet und ein ASIL (Automotive Safety Integrity Level) erstellt. Der Status der ISO 26262 wurde Ende Juni 2011 auf „under publication“ gesetzt, so dass keine inhaltlichen Änderungen mehr vorgenommen werden und die aktuelle Version als internationaler Standard veröffentlicht werden wird.

2.2 Sicherheitsaspekte

Innerhalb dieses Vorhabens werden in erster Linie die Sicherheitsanforderungen adressiert, die sich aus dem Spannungsniveau bezüglich des Schutzes von Personen vor einem elektrischen Schock ergeben. Dabei hat sich der Körperstrom als maßgebliche Messgröße herausgestellt.

Daneben sind auch der Schutz vor Verbrennungen an heißen Oberflächen und Verletzungen durch sich bewegende Teile zu berücksichtigen, die jedoch keine Besonderheit bei Elektro- oder Hybridfahrzeugen darstellen sondern bei Fahrzeugen mit konventionellem Verbrennungsmotor ebenso auftreten können. Der Schutz vor heißen Oberflächen ist insbesondere auch nach einem ersten Fehler z. B. Unfall sicherzustellen.

2.3 Aktuelle Hybrid- und Elektrofahrzeugkonzepte

Eine Übersicht über realisierte und angekündigte Hybrid- und Elektrofahrzeuge ist in Tabelle 2-2 dargestellt. Gezeigt werden neben dem Antriebskonzept, sofern bekannt, auch die Nennspannung der Batterie.

Hersteller	Modell / Generation	Hybridkonzept	Batteriespannung / V
Toyota	Prius I	Parallel-Hybrid	288
	Prius II	Parallel-Hybrid	201
	Prius III	Parallel-Hybrid	201
Honda	Insight	Parallel-Hybrid	101
Nissan	Leaf	Elektro	177 (?) *
Opel	Ampera	Serien-Hybrid	ca. 350 *
Mitsubishi	MiEV	Elektro	330
BMW	Mini E	Elektro	ca. 350 *
GM	EV I	Elektro	312
			343

* Spannung aus der Anzahl der Zellen im Batteriepack berechnet

Tabelle 2-2: Übersicht über realisierte und angekündigte Hybrid- und Elektrofahrzeuge

2.4 Spannungsniveau, Sicherheit und Verbindungstechnik

Das Spannungsniveau, der in Unterkapitel 2.3 beschriebenen Fahrzeugkonzepte, liegt im Bereich von 100 – 350 V und damit immer oberhalb des Niveaus von Schutzkleinspannung,

so dass ein Berührungsschutz vorgesehen werden muss. Außerdem sind gewisse maximale Entlade- bzw. Spannungsabfallzeiten an Steckern einzuhalten. Für den Ladekontakt schreibt die ISO 6469-3 vor, dass die Spannung an der Ladebuchse des Fahrzeuges eine Sekunde nach Abstecken des Ladesteckers weniger als 30 V Wechselspannung oder 60 V Gleichspannung betragen muss.

Für die Werkstattsicherheit werden sich bezüglich der berührbaren Spannungen vermutlich ähnliche Anforderungen wie für den normalen Betrieb ergeben, da eine Schulung des Werkstattpersonals zur Elektrofachkraft aus Aufwands- und Kostengründen nicht in Frage kommt. Daher sind klare Abschaltprozeduren für Spannungen größer als Schutzkleinspannung vorzusehen. Zusätzlich könnte eine so genannte Pilot-Leitung vorgesehen werden, die seriell durch alle zu öffnenden Abdeckungen und Steckverbinder geführt ist und bei Auftrennung sämtliche Teile spannungsfrei schaltet. Beim Batteriepack kann die Berührungssicherheit durch eine vollständige Kapselung erfolgen.

Zur Identifikation standardisierter Spannungsniveaus in der Verbindungstechnik bietet sich eine Marktanalyse von Steckverbindern für industrielle, leistungselektronische Anwendungen an, da hier eine Vielzahl von Spannungsebenen und Leistungsklassen sowie von Herstellern verfügbar ist. In Abbildung 2-1 ist beispielhaft die Produktfamilie COMBICON der Firma PHOENIX CONTACT [1] dargestellt. Dabei sind der zulässige Strom je Kontakt, das Volumen des Steckverbinders sowie die Leistungsdichte über der Spannung aufgetragen.

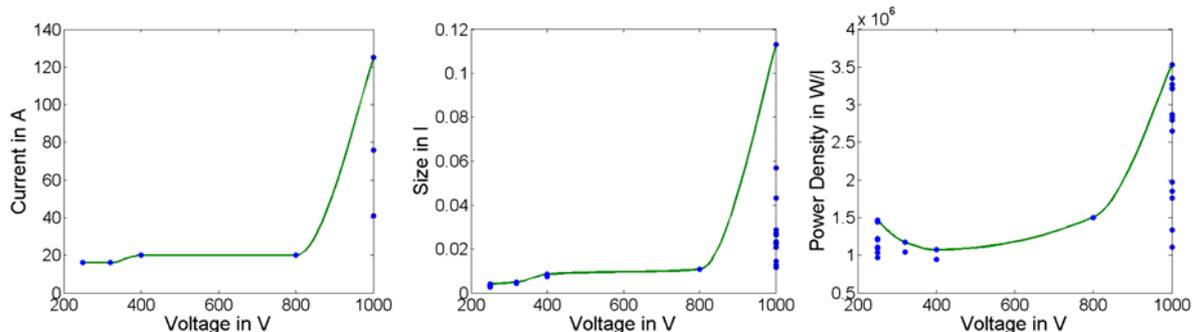


Abbildung 2-1: Daten der Produktserie COMBICON von PHOENIX CONTACT [1] als Funktion der Spannung: links: zulässiger Nennstrom, Mitte: Volumen, rechts: Leistungsdichte

An den diskreten Spannungsniveaus in der Produktpalette können bekannte Werte erkannt werden, wie beispielsweise 250 V für Einphasenwechselspannung, 400 V für Dreiphasenwechselspannung und 1000 V als Grenze der Niederspannungsrichtlinie. Weitere Spannungsniveaus finden sich zwischen den genannten. Beim Nennstrom findet sich zumindest mit 16 A ebenfalls ein Standardwert in den Datenblättern. Insbesondere bei 1000 V fächert sich das Produktspektrum bezüglich des Stroms bis auf 125 A auf. Somit sind gleichzeitig ein hoher Strom und eine hohe Spannung in einem Steckverbinder kombinierbar.

Zwischen dem Strom und dem Volumen des Steckverbinders ist ein direkter Zusammenhang erkennbar. In der Leistungsdichte sind verschiedene Gehäusegrößen durch einen blauen Punkt markiert, wobei die Punkte der höchsten Leistungsdichte zur Identifikation einer

„Technologiekurve“ verbunden sind. Diese grüne Kurve zeigt ein Minimum bei rund 400 V und einen starken Leistungsdichteanstieg mit der Spannung. Somit ist bei dieser Steckverbinderserie nicht die Technologie sondern die Nachfrage des Marktes der bestimmende Faktor. Die Übertragung von elektrischen Leistungen von einigen 10 kW scheint demnach möglich.

Ein ähnlich umfangreiches Produktspektrum konnte für Sicherungen der Firma Littelfuse [2] gefunden werden.

2.4.1 Halbleiter

Die Verluste in Leistungshalbleitern setzen sich zusammen aus Leit- und Schaltverlusten, die beide sowohl von der Zwischenkreisspannung als auch von der Maximalspannung des Halbleiters abhängen. In der oben genannten Spannungsklasse sind die meisten Siliziumhalbleiter MOSFET- oder BiMOS-Bauelemente. Daher setzen sich die Leitverluste setzen sich aus den Spannungsabfällen über dem Kanal, dem Driftgebiet und je nach Technologie dem rückseitigen pn-Übergang zusammen. Dabei ist nur der zweitgenannten Anteil abhängig von der maximalen Sperrspannung des Bauteils.

Bei einem Non-Punch-Through (NPT) IGBT kann die minimal benötigte Breite des Driftgebietes w_B analytisch näherungsweise berechnet werden. Es ergibt sich folgende Proportionalität mit der Durchbruchspannung V_{BD} :

$$w_B \sim V_{BD}^{7/6} \quad (2.1)$$

Die Breite des Driftgebietes geht quadratisch in den Spannungsabfall darüber ein:

$$V_{drift} \sim w_B^2 \sim V_{BD}^{(7/6)2} \sim V_{BD}^{2,3} \quad (2.2)$$

Auf Grund des bipolaren Charakters eines IGBTs, ebenso bei einer Diode, wird jedoch durch eine technologisch bedingte Anhebung der Konzentration der freien Ladungsträger eine Reduktion der Durchlassspannung erreicht. Daher kann keine Abhängigkeit der Durchlassverluste von der Nennspannung angegeben werden. Die Schaltverluste sind ebenfalls stark technologieabhängig. Daher erfolgte ein Vergleich der Durchlassspannungen verschiedener Halbleitertypen mit unterschiedlichen Maximalspannungen bei Nennstrom mit der Annahme, dass die Durchlassverluste beim spezifizierten Nennstrom und gleichem oder zumindest ähnlichem Package sowie hohem Nennstrom am ehestem vergleichbar sind.

Sofern verfügbar wurden die Bauteile des gleichen Herstellers betrachtet. Die Halbleiter hatten in der Regel ein Gehäuse von Typ TO-247. Betrachtet wurden MOSFETs, CoolMOS, IGBTs und Siliziumcarbid (SiC) Schalter. Im Verlauf der Durchlassspannung bei Nennstrom in Abbildung 2-2 ist eine annähernd lineare Spannungsabhängigkeit der Durchlassspannung von der maximalen Spannung der Bauteile erkennbar. Bei hohen Spannungen treten klar die Vorteile der IGBTs und SiC-Schalter in den Vordergrund. Bei letzteren ist jedoch zu

überprüfen, ob derzeit schon eine ausreichende Stückzahl mit entsprechender Lebensdauer hergestellt werden kann.

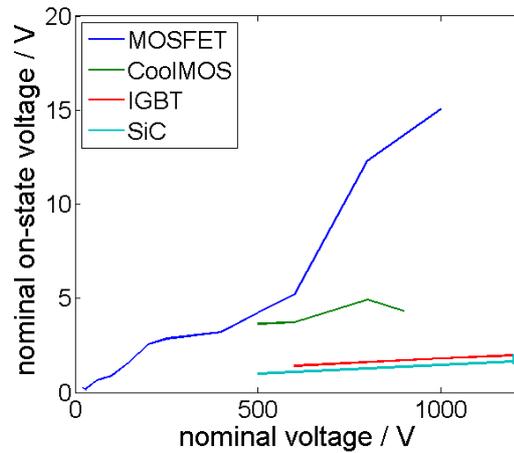


Abbildung 2-2: Durchlassspannung bei Nennstrom verschiedener Halbleitertypen

2.4.2 Verlustabschätzung im Umrichter

Es gibt eine Vielzahl von Literatur, die sich mit der Verlustabschätzung im Umrichter mit sinusförmigen Strömen [3] beschäftigt, wie sie in Maschinenumrichtern vorkommen. Abbildung 2-3 zeigt die so berechneten normierten Leit-, Schalt- und Gesamtverluste eines Umrichters über der Zwischenkreisspannung bei konstanter übertragener Leistung bei Einsatz verschiedener, kommerzieller IGBTs und CoolMOS.

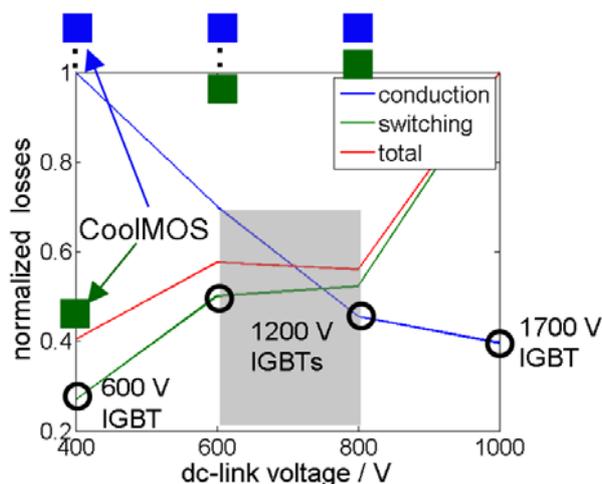


Abbildung 2-3: Leit-, Schalt- und Gesamtverluste eines Maschinenumrichters für verschiedene Zwischenkreisspannungen und Halbleiterbauteile bei konstanter Leistung

Anhand der mit steigender Spannung sinkenden Leitverluste ist klar eine Stromabhängigkeit der Leitverluste erkennbar. Die Schaltverluste nehmen mit der Zwischenkreisspannung zu, wobei die Vergrößerung von 600 V auf 800 V nur moderat ist (in Abbildung 2-3 grau

hinterlegt). Für diese beiden Spannungen wurden jeweils IGBTs der 1200 V-Klasse benutzt. Somit sind die Schaltverluste zwar spannungsabhängig aber hauptsächlich von der Maximalspannung der IGBTs und Dioden. Die Schalt- und Leitverluste der CoolMOS liegen bei allen betrachteten Spannungen deutlich oberhalb der Verluste vergleichbarer IGBTs. Beim Maschinenumrichter führen Niederspannungs-IGBTs zu niedrigen Gesamtverlusten.

Der Wirkungsgrad elektrischer Maschinen und Umrichter wird auch auf Grund der Einfachheit in der Regel im Nennpunkt verglichen. Eine möglichst hohe Effizienz im Nennpunkt ist für Elektrofahrzeuge möglicherweise nicht das beste Vergleichskriterium, da der Fahrer von seinem Fahrzeug nur selten die Nennleistung anfordert. Es wird jedoch auch Anwendungen für elektrische Antriebe zum Beispiel in Baumaschinen geben, die häufig in diesem Arbeitspunkt betrieben werden. Simulationen mit einem fiktiven Fahrzeug der Kleinwagenklasse haben gezeigt, dass während eines NEFZ¹-Fahrzyklusses die meiste Energie im Umrichter bei geringer Leistung verloren geht. Daher ist ein guter Wirkungsgrad im Teillastbereich wichtig, möglicherweise kann dann sogar eine niedrigere Effizienz im Nennpunkt in Kauf genommen werden. Abbildung 2-4 zeigt die Verlustenergie während eines NEFZ-Zyklusses aufgetragen über der normierten Leistung des Umrichters. Dabei wurde an dieser Stelle mit konstanter Zwischenkreisspannung gerechnet. Im Fahrzeug ist zusätzlich eine sinkende Batteriepackspannung aufgrund der Entladung während des Fahrzyklusses zu berücksichtigen, was aufgrund der steigenden Ströme zu höheren Verlusten im Antriebsumrichter gegen Ende der Fahrstrecke führt und über die Modellierung der Batterie in den Gesamtsystemsimulationen berücksichtigt wird.

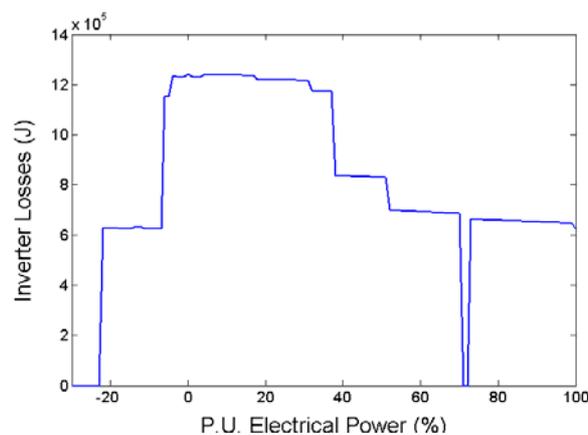


Abbildung 2-4: Verlustenergie eines NEFZ-Zyklusses als Funktion der normierten Umrichterleistung

Es ist klar erkennbar, dass der Wirkungsgrad im Nennpunkt kein geeigneter Vergleichsparameter ist. Daher wird mit der „Average Drive Cycle Efficiency“ η_{AvgDC} ein Parameter eingeführt, der den durchschnittlichen Wirkungsgrad des Umrichters während eines Fahrzyklusses widerspiegelt und wie folgt definiert wird:

¹ NEFZ: Neuer Europäischer Fahrzyklus

$$\eta_{\text{AvgDC}} = \frac{\int P_{\text{out}}}{\int P_{\text{in}}} \quad (2.3)$$

Dabei ist P_{out} die vom Wechselrichter abgegebene Leistung und P_{in} ist die aufgenommene Leistung.

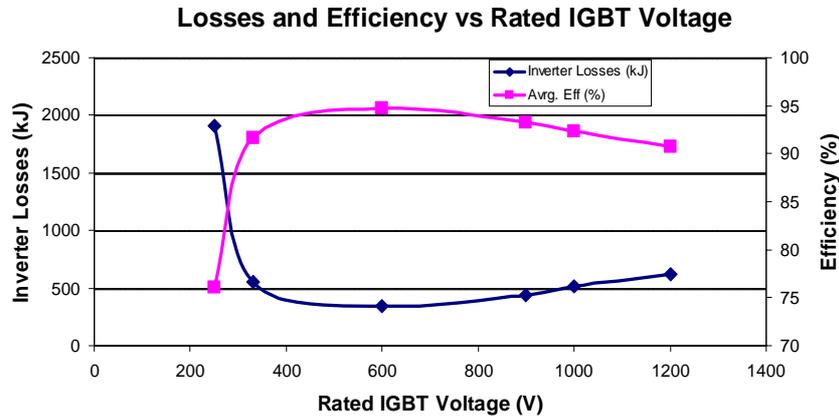


Abbildung 2-5: Durchschnittliche Verluste eines Wechselrichters gemittelt über einen Fahrzyklus als Funktion der Nennspannung der eingesetzten IGBTs

Die durchschnittliche Effizienz eines Maschinenumrichters während eines Fahrzyklusses ist in Abbildung 2-5 über der Nennspannung aufgetragen. Der Berechnung liegen kommerzielle IGBTs unterschiedlicher Nennspannung, jedoch aus Gründen der Vergleichbarkeit ähnlicher Leistung, zu Grunde. Die restlichen Spannungen im System, wie beispielsweise die Batteriespannung oder die Nennspannung der Maschine, sind als entsprechend angepasst angenommen.

Im Kurvenverlauf ist ein signifikanter Vorteil bei 600 V-Bauteilen erkennbar. Dabei muss jedoch berücksichtigt werden, dass es sich bei diesem Spannungsniveau um eine Standardspannung handelt, die weit verbreitet ist und die viele Halbleiterhersteller im Produktportfolio haben. Entsprechend intensiv wird hier auch die Forschungs- und Entwicklungsarbeit sein, so dass diese Bauteile möglicherweise stärker optimiert sind als in anderen Spannungsklassen. Zumindest bei 1200 V-IGBTs kann jedoch von einem ähnlichen Optimierungsgrad ausgegangen werden.

2.4.3 Dimensionierung des optionalen DC/DC-Wandlers

Für den optionalen DC/DC-Wandler zwischen der Batterie und dem Maschinenumrichter werden beispielhaft der bidirektionale Gleichstromsteller (2-Quadranten-Steller) und der Buck-Boost Cascade Converter aus Abbildung 2-6 betrachtet.

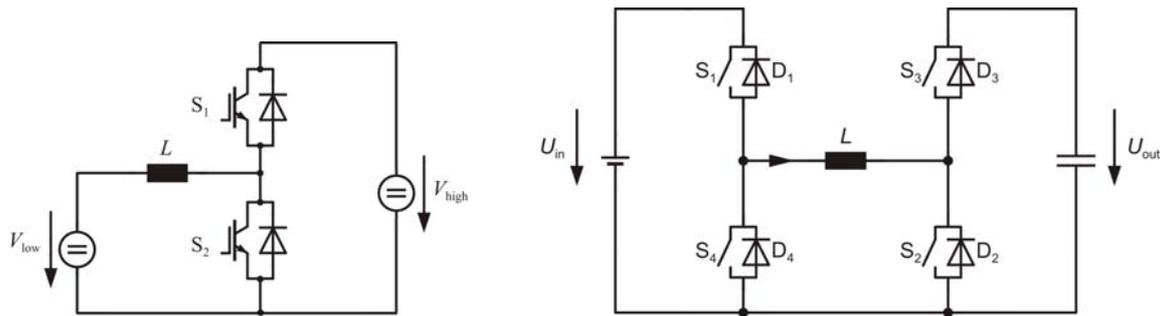


Abbildung 2-6: links: Bidirektionaler Gleichstromsteller,
rechts: Buck-Boost Cascade Converter [4]

Der bidirektionale Gleichstromsteller ermöglicht bidirektionalen Stromfluss für rekuperatives Bremsen und weist eine Hochsetzstellercharakteristik auf, so dass die Zwischenkreisspannung V_{high} auf Grund der Freilaufdiolen der Schalter S_1 und S_2 immer größer sein muss als die Batteriespannung V_{low} . Dies bedeutet, dass ein DC/DC-Wandler im Fahrzeug nur bei Batteriespannungen Vorteile liefern kann, die kleiner sind als sie vom Antriebsumrichter für seinen verlustoptimierten Betrieb im jeweiligen Betriebspunkt gefordert werden.

Die Präsentationen auf sowie die Diskussionen während der „4th Automotive Power Electronics (APE) Conference and Exhibition“ in Paris am 6. und 7. April 2011 haben gezeigt, dass bei den Automobilherstellern und –zulieferern für die Zukunft eine Tendenz zu höheren Batteriespannungen erkennbar ist, als sie die Marktstudie im ersten Arbeitspaket dieses Forschungsvorhabens ergeben hat [5]. Es werden Batteriespannungen bis 800 V gesehen, die jedoch eher für leistungsstarke Fahrzeuge erwartet werden. Die Vorteile einer höheren Spannung liegen dabei in erster Linie auf Seiten des Antriebsumrichters. Trotzdem wurde nach einer weitere DC/DC-Wandler Topologie gesucht, die ein Hoch- und Tiefsetzen der Batteriespannung ermöglicht. Dadurch ist es möglich, den Antriebsumrichter über einen noch weiteren Betriebsbereich im Blockbetrieb zu betreiben und seine Verluste zu reduzieren und somit auch Fahrzeuge mit hoher Batteriespannung im schwachlastigen Stadtverkehr mit dieser Betriebsstrategie zu betreiben.

Als Topologie für einen bidirektionalen Hoch-/Tiefsetzsteller wurde nach einer möglichst einfachen, sprich mit wenigen Bauteilen auskommenden, Topologie gesucht. Gerade im für den Stadtverkehr wichtigen Schwachlastfall muss jedoch ein Mindestastgrad eingehalten werden. Daher sind die Spannungen, mit der die Induktivität auf- bzw. abmagnetisiert wird, wichtige Randbedingungen bei der Auswahl einer geeigneten Topologie. Hier ist eine Topologie von Vorteil, bei der die Induktivität, wie beim bidirektionalen Gleichstromsteller, von der Differenz von Ein- und Ausgangsspannung auf- bzw- abmagnetisiert wird. So wird im Schwachlastbereich bei hoher Spannung nicht so schnell der Mindestastgrad erreicht. Dies stellt weder bei hoher noch bei niedriger Leistungsanforderung eine Einschränkung dar, da die Zeitkonstante eines leistungselektronischen Systems deutlich kleiner ist als diejenige eines Verbrennungsmotors und sich somit in keinem Betriebspunkt ein nachteiliger Einfluss

ergibt, weil jederzeit schnell genug ein Strom- und damit Leistungsfluss aufgebaut werden kann.

Als bidirektionaler Hoch-/Tiefsetzsteller wird die in Abbildung 7 rechts gezeigte Topologie betrachtet. Sie erweitert den bidirektionalen Gleichstromsteller um die Funktionalität eines Tiefsetzstellers. Die Bidirektionalität für rekuperatives Bremsen bleibt erhalten.

Beide DC/DC-Wandler Topologien werden hart schaltend betrachtet. Bei kleiner Leistung gehen sie in den Lückbetrieb. Bei mehrphasigem Aufbau können im Teillastbereich zur Wirkungsgradsteigerung Phasen abgeschaltet und so die durch die verbleibenden Phasen übertragene Leistung erhöht werden. Zur Dimensionierung wird eine Schaltperiode des bidirektionalen Gleichstromstellers im eingeschwingenen Zustand betrachtet. Als Modellierungsumgebung wurden die textbasierten m-files von MATLAB ausgewählt, da MATLAB in der Industrie eine hohe Verbreitung hat.

Das Dimensionierungswerkzeug erlaubt eine umfangreiche Darstellung der Verluste und Wirkungsgrade. In linken Teil von Abbildung 2-7 ist der Wirkungsgrad des ausgelegten Buck-Boost Cascade Converters als Funktion der Ein- und der Ausgangsspannung dargestellt. Er zeigt eine Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz, die vom DC/DC-Wandler überbrückt werden muss. Weiterhin fällt ein Knick im Effizienzplot an der Stelle gleicher Ein- und Ausgangsspannung auf, der im Übergang vom Hochsetzsteller- in den Tiefsetzstellerbetrieb bzw. umgekehrt begründet ist. An diesen Stellen erreicht der DC/DC-Wandler sein Wirkungsgradmaximum im Bereich von 98 %. Dieser Knick ist im mittleren Teil von Abbildung 2-7 noch deutlicher erkennbar, wo der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Eingangsspannung und der übertragenen Leistung für eine konstante Ausgangsspannung von 250 V, die innerhalb des betrachteten Spannungsbereichs der Eingangsspannung von 130 V bis 400 V liegt, dargestellt ist. Bei kleinen übertragenen Leistungen im Tiefsetzstellerbetrieb ($V_{\text{batt}} > 250 \text{ V}$) ist eine Welligkeit im Wirkungsgrad erkennbar, die im Übergang vom nicht-lückenden in den lückenden Betrieb begründet ist.

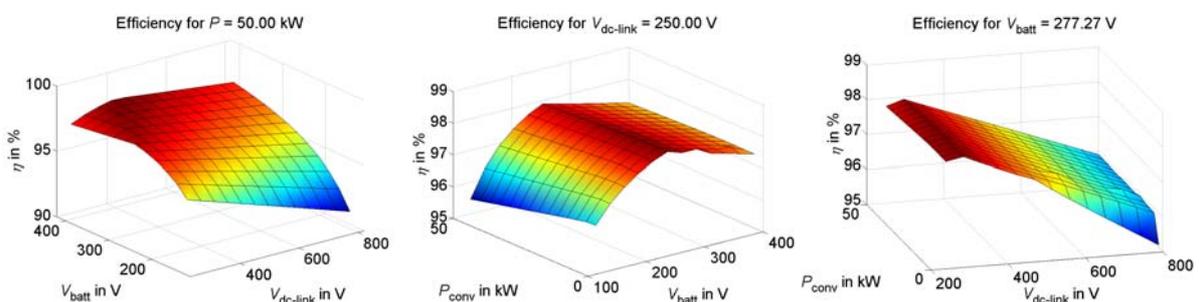


Abbildung 2-7: Wirkungsgradkennfelder des ausgelegten Buck-Boost Cascade Converter (links: für $P = P_{\text{nenn}} = 50 \text{ kW}$, mitte: für $V_{\text{dc-link}} = 250 \text{ V}$, rechts: für $V_{\text{batt}} = 277 \text{ V}$)

Im rechten Teil von Abbildung 2-7 ist der Wandlerwirkungsgrad über der Leistung und der Ausgangsspannung beispielhaft für eine Batteriepackspannung von $V_{\text{batt}} = 277 \text{ V}$ aufgetragen. Auch hier ist an der Stelle gleicher Ein- und Ausgangsspannung der beschriebene Knick erkennbar. Bei sehr kleinen Leistungen und gleichzeitig hoher Ausgangsspannung zeigt sich

eine Wirkungsgradabsenkung, die in der Berechnung des Wirkungsgrades und den Prinzip bedingt, nicht proportional zur übertragenen Leistung sinkenden Verlusten begründet ist.

Mit Hilfe des Dimensionierungsskriptes können zur Analyse und Plausibilisierung die Verluste in den Einzelkomponenten, wie Einschalt- Ausschalt- und Durchlassverluste von Halbleitern sowie Kern- und Windungsverluste der Induktivität einzeln grafisch dargestellt und analysiert werden.

Auf Grund der höheren Anzahl von Bauteilen ist es offensichtlich, dass die Verluste des Buck-Boost Cascade Converter höher sind als diejenigen des bidirektionalen Gleichstromstellers. Tabelle 5 zeigt, dass in jedem Betriebspunkt drei Halbleiterbauelemente aktiv sind, während beim klassischen 2-Quadranten-Steller jeweils nur zwei Bauelemente aktiv sind.

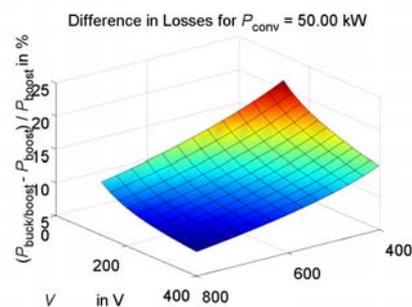


Abbildung 2-8: Prozentualer Unterschied der Verluste des Buck-Boost Cascade Converter in Bezug auf den bidirektionalen Gleichstromsteller

Abbildung 2-8 zeigt grafisch die prozentualen Unterschiede der Verluste der beiden betrachteten DC/DC-Wandler als Funktion der Ein- und Ausgangsspannungen. Je nach Spannungsdifferenz beträgt der Unterschied ca. fünf bis zwanzig Prozent. Bei konstanter Leistung tritt das Maximum bei hohen Strömen auf, weil das Stromniveau hier am höchsten ist und die Ausschaltverluste der Halbleiter² am stärksten zum Tragen kommen und nicht durch einen lückenden Strom vermieden werden. Im Lückbetrieb hat der Buck-Boost Cascade Converter im Vergleich zum bidirektionalen Gleichstromsteller nur noch zusätzliche Verluste auf Grund der zusätzlichen Leitverluste im dauerhaft eingeschalteten³ Halbleiter.

² Zwei Halbleiter beim Buck-Boost Cascade Converter im Gegensatz zu einem beim bidirektionalen Gleichstromsteller.

³ Dauerhaft bezieht sich hier auf den für den jeweiligen Arbeitspunkt notwendigen Zustand unabhängig eines eventuell vorliegenden Lückbetriebs.

2.4.4 Elektrische Maschine

Im Rahmen dieses Projekts werden die Spannungsabhängigkeiten des Wirkungsgrades, der Leistungsdichte (verbunden mit Volumen und Masse) von Synchron-, Asynchron- und Geschalteten Reluktanzmaschinen untersucht.

Das Design elektrischer Maschinen ist ein iterativer Prozess, in dem die Maschinengeometrie, der Fluss und die Amperewindungszahl je nach Anforderungen wie Leistung, Leistungsfaktor, Leistungsdichte definiert werden. Es wird die Anzahl der Windungen bestimmt, die notwendig ist, um die gewünschte Nennspannung der Maschine zu erreichen, die wiederum von der Netzspannung beeinflusst ist. Da die Nennspannung in Elektrofahrzeugen, im Gegensatz zu stationären Anwendungen, nicht vordefiniert ist, sollten die Spannungsabhängigkeiten wohldefiniert werden, um eine Maschine unter Berücksichtigung der Nennspannung optimieren zu können.

Für einen fairen wissenschaftlichen Vergleich sollten alle Parameter mit Ausnahme der Nennspannung der Maschine wie die Maschinengeometrie, die Nenndrehzahl und Nennfrequenz, der Nennfluss sowie das Verhältnis der übrigen Spannungen im Antriebsstrang im Vergleich zur Nennspannung der Maschine konstant gehalten werden.

Sowohl bei Synchron- als auch bei Asynchronmaschinen hängt die Nennspannung von der Polpaarzahl, dem Nennfluss, der Nenndrehzahl und der Anzahl der Windungen N ab (2.4).

$$V_S = 2\pi \cdot k_1 \cdot f_S \cdot N \cdot \Phi \quad (2.4)$$

Die Polpaarzahl und der Nennfluss Φ_N sind Funktionen der physikalischen Eigenschaften des Magnetkerns und sollten während des Maschinendesigns optimal ausgelegt und damit unabhängig von der Nennspannung der Maschine sein. Die Nenndrehzahl einer Maschine definiert die Nennleistung. Sie sollte daher möglichst hoch sein. Grenzen ergeben sich dabei aus den mechanischen Eigenschaften der Maschine, wie der Qualität der Lager, der Rotorsymmetrie etc. sowie der Fähigkeit Wärme abzuführen, da die Eisenverluste im Stator mit der Frequenz des Statorflusses und damit der mechanischen Drehzahl steigen. Es verbleibt daher nur die Anzahl der Windungen N als Einflussparameter für das Spannungsniveau, wobei hier weder extrem hohe Spannungen über 1 kV noch sehr kleine Windungszahlen nahe eins betrachtet werden. Dies trifft sowohl auf Drehfeldmaschinen als auch auf die Geschaltete Reluktanzmaschine zu.

Zum Verständnis des Einflusses der Spannung auf Verluste und Wirkungsgrad werden die verschiedenen Verlustmechanismen im Folgenden einzeln betrachtet. Für den Vergleich der Kupferverluste im Stator bei verschiedenen Nennspannungen werden gleiche Füllfaktoren angenommen, da die Isolationsdicke klein gegenüber dem Kupferquerschnitt ist. Die Verhältnisse von Nutbreite zu Bodenisolierungsdicke sowie der Dicke der Isolierung zum Leiterdurchmesser sind im Bereich von einigen Hundertstel (vergleiche Abbildung 2-9). Außerdem sind sie nicht direkt von der Spannung abhängig, da die mechanischen Eigenschaften und Herstellungsverfahren eine entscheidende Rolle spielen [6]. Weiterhin

können Skineneffekt und Proximity-Effekt auf Grund der relativ niedrigen Frequenz der Statorgrundwelle vernachlässigt werden. Im Bereich von einigen 100 Hz bis 1000 Hz beträgt die Eindringtiefe 2 – 3 mm, was einem Wicklungsdurchmesser 4 – 6 mm entspricht über den bei Luftkühlung mit einer Stromdichte von 3 – 5 A/mm² 150 – 550 A übertragen werden können.

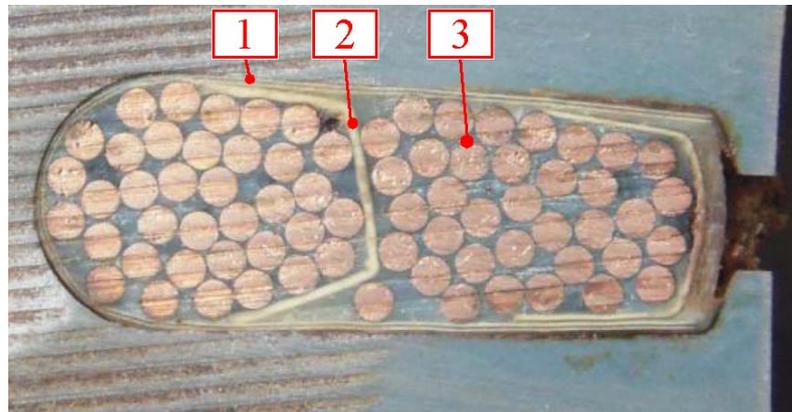


Abbildung 2-9: Schnittbild einer Statornut einer PMSM
(1: Bodenisolierung, 2: Wicklungstrennung, 3: Windungsisolation) [7]

Bei sehr niedrigen Spannungen können mehrere dieser isolierten Kabel parallel eingesetzt werden, um den Einfluss weiter zu verringern. Unter diesen Annahmen verändern sich die Kupferverluste im Stator nicht mit der Anzahl der Windungen. Der elektrische Widerstand von Kupfer ist direkt proportional mit der Länge und umgekehrt proportional mit dem Querschnitt. Mit steigender Wicklungsanzahl nimmt der Strom in einer Windung proportional ab und ebenso ändert sich der Kupferquerschnitt. Gleichzeitig nimmt die Länge der Wicklung proportional zu und es ergibt sich in Summe keine Abhängigkeit, wie (2.5) zeigt.

$$P_{\text{loss,Cu}} = I_s^2 R_s = I_s^2 \rho \frac{l}{A} = \left(\frac{I_s}{N} \right)^2 \frac{lN}{A/N} \quad (2.5)$$

Die Eisenverluste im Stator setzen sich aus Ummagnetisierungsverlusten und Wirbelstromverlusten zusammen. Beide haben Flussänderungen im Eisen als Ursache und sind somit mit der Amplitude und der Frequenz des Flusses verknüpft. Solange also der gleiche Fluss im Eisen ausgebildet wird, ist die Änderung der Wicklungszahl ohne Auswirkung auf die Eisenverluste im Stator.

Sowohl in Synchron- als auch in Asynchronmaschinen sind Rotor und Stator nur über den Luftspaltfluss miteinander verknüpft. Solange hier der gleiche Fluss erzeugt wird, hat die Anzahl der Wicklungen keinen Einfluss auf die Verluste im Rotor.

Zur Feldschwächung in Synchronmaschinen wird ein negativer Magnetisierungsstrom eingespeist, der zu zusätzlichen Verlusten in diesem Betriebsbereich führt [8]. Die Zwischenkreisspannung ist üblicherweise die Spannung, bei der bei Nenndrehzahl der Feldschwächbereich beginnt. Daher könnte man sagen, dass bei niedrigerer Zwischenkreisnennspannung die Verluste ansteigen, weil der Feldschwächbereich bereits bei

niedrigeren Drehzahlen erreicht wird. Ein solcher Vergleich ist jedoch kein fairer Vergleich, weil das Verhältnis der verfügbaren Zwischenkreisspannung zur Maschinennennspannung verändert wurde. Solange dieses Verhältnis konstant gehalten wird, gibt es keine Änderung in den Verlusten, wie bei den Kupferverlusten im Stator erklärt wurde.

Hohe Material- und Volumen-Ausnutzungen sind ein kritischer Faktor im Maschinendesign für Automobil-Anwendungen. Daher ist eine hohe Leistungsdichte eines der wichtigsten Ziele. Um eine maximale Leistungsdichte zu erreichen, sollen die limitierenden Faktoren definiert werden.

Die Leistung einer Maschine wird vor allem durch das maximale Drehmoment und die Drehzahlgrenzen beschränkt. Drehmoment ist proportional Fluss und Stromstärke. Der Fluss wird durch die Sättigung, die in keinem Verhältnis zur Spannung steht, begrenzt. Der Strom wird durch die Wärmeableitfähigkeit der Windungen begrenzt [9], wobei der wichtigste thermische Widerstand zwischen dem Kupfer und der Umgebungstemperatur die Isolierung ist. [10]

Die maximale Drehzahl wird durch die mechanischen Eigenschaften der Maschine wie Lagerqualität, Rotorunwucht etc. eingeschränkt. Die begrenzende Größe für die Nenndrehzahl ist jedoch die Frequenz des Flusses. Die Maschine sollte in der Lage sein, die Wärme, die durch die Eisenverluste im Stator entstehen und die mit steigender Frequenz des Statorflusses zunehmen, bei einem vertretbaren Temperaturanstieg abzuführen [11].

Ein häufiges Missverständnis ist, dass die Nenndrehzahl durch die Bemessungsspannung eingeschränkt ist. Dies mag im Systemdesign gelten, wenn die zur Verfügung stehende Spannung niedriger als die für die maximale Drehzahl benötigte Spannung ist oder in stationärer Ausführung, wo das Stromnetz die Drehzahl der Maschine definiert. Doch während der Maschinenauslegung sollte die Freiheit, die Anzahl der Windungen und die Isolationsstärke zu verändern, genutzt werden, um die Maschine derart zu gestalten, dass die Spannung nicht die Drehzahl begrenzt und die Isolationsstärke kein limitierender Faktor für die Zwischenkreisspannung des Maschinenumrichters ist. Material und Volumen können nur optimal ausgenutzt werden, wenn die thermischen Grenzen vor der Maximalspannung erreicht werden.

Die spannungsabhängige Maximalfrequenz steigt mit zunehmender Isoliermaterialstärke (sowie auch die maximale DC-Zwischenkreisspannung des Wechselrichters steigt) und mit abnehmender Anzahl der Windungen. Diese beiden Parameter sollten so eingestellt werden, dass die spannungsabhängige Maximalfrequenz über der thermischen Grenzfrequenz liegt.

2.4.5 Batteriepack

Im Gegensatz zu anderen im Antriebsstrang verwendeten Komponenten weist eine einzelne Batteriezelle eine geringe Spannung auf. Die für die Auslegung betrachtete Lithium-Ionen-Technologie liefert je nach Zellchemie Nennspannungen von 3,2 V bis 3,7 V je Zelle und Betriebsspannungen zwischen etwa 2,5 und 4,2 V. Nennenswerte Systemspannungen können

also nur durch Serienschaltung von vielen Zellen erreicht werden. Ebenso kann der notwendige Strom neben dem Einsatz von großen Zellen in der Regel nur über eine Parallelverschaltung mehrerer kleinerer Zellen erreicht werden. Daraus ergeben sich Anforderungen an ein Batteriemanagementsystem (BMS) und unterschiedliche Fehlerszenarien, die berücksichtigt werden müssen. Große Zellen reduzieren die Anzahl der verbauten Komponenten im Batteriepack, lassen sich aber schwerer kühlen. Kleine Zellen dagegen erlauben einen flexiblen Aufbau von Batteriemodulen, die auch einfach zu temperieren sind, führen aber zu Batteriepacks mit vielen Einzelkomponenten und einem höheren Produktionsaufwand.

Da das Batteriepack in der Regel die Energiequelle für den Antriebsumrichter ist, muss er eine ausreichend hohe Spannung haben, die über eine Serienschaltung von Zellen erreicht wird. Dabei sind neben einer Parallelschaltung von in Serie verschalteten Zellen (SP-Verschaltung) und einer Serienschaltung von parallel verschalteten Zellen (PS-Verschaltung) [12] noch Kombinationen dieser beiden Grundschaltungen denkbar (s. beispielhaft Abbildung 2-10).

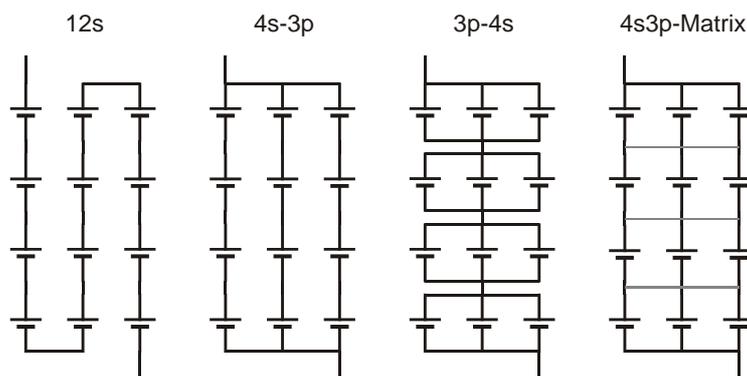


Abbildung 2-10: Verschaltungen von Einzelzellen in Batteriepacks:
von links nach rechts: S-, SP-, PS- und Matrix-Verschaltung

Die Zuverlässigkeit der Batterie ist in hohem Maße abhängig von den in Abbildung 2-10 gezeigten Systemvarianten abhängig. Werden die Zellen nur in Serie verschaltet (S-Verschaltung), so wird die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems von der schwächsten Komponente bestimmt. Die Ausfallwahrscheinlichkeit des gesamten Batteriepacks nimmt mit jeder weiteren Komponente im Strang zu. Der Ausfall einer einzigen Zelle führt schon zum Ausfall der ganzen Batterie. Um eine höhere Ausfallsicherheit des Packs zu erzielen, können mehrere Stränge zu einer SP-Verschaltung zusammengeführt werden. Dabei wird bei gleichbleibendem Energieinhalt die Spannung reduziert und die Kapazität des Packs erhöht. Bei einem Kapazitätsverlust einer einzelnen Zelle kann sich der Strom auf die verschiedenen Stränge asymmetrisch verteilen und die Leistungsfähigkeit des Packs weitgehend erhalten bleiben. Für den Fall, dass es zu einem inneren Kurzschluss einer Zelle kommt, ist zu beachten, dass jeder Strang einzeln mit einem Schütz ausgestattet sein muss, so dass defekte Stränge komplett abgeschaltet werden können. Die SP-Verschaltung hat aber zudem den Nachteil, dass die Zahl der Spannungsüberwachungen und Ladungsausgleichssysteme gegenüber der reinen S-Verschaltung nicht abnimmt. Eine weitere Steigerung der

Ausfallsicherheit ist durch keine PS-Verschaltung möglich. Der Ausfall einer Zelle in einem Parallelverbund führt zur Reduktion der Kapazität in der betroffenen Makrozelle. Die Leistung und die verfügbare Energie des Packs wird durch die schwächste Makrozelle definiert, also durch die mit der ausgefallenen Zelle. Im Vergleich zur SP-Verschaltung führt aber ein weiterer Ausfall einer Zelle erst dann zur weiteren Abnahme der Batterieleistung, wenn in einer Makrozelle die Kapazität noch geringer wird. Diese Anordnung hat aber den Nachteil, dass für jede Makrozelle (parallel verschaltete Zellen, die weiter in Serie verschaltet werden) zwei Sammelverbinder sowie ein zusätzlicher Serienverbinder notwendig sind. Außerdem muss für jede Zelle eine Sicherung eingebaut werden, sodass diese im Falle eines Kurzschlusses von den anderen Zellen in der Makrozelle getrennt wird. Dies wird heute in der Regel durch dünne Bonddrähte für die Kontaktierung realisiert, die quasi als Schmelzsicherung dienen. Gleichzeitig erhöht dieses Design aber den Innenwiderstand. Eine optimierte Variante stellt die Matrixverschaltung dar. Durch Parallelverbinder (Potentialverbinder mit kleinem Querschnitt) zwischen den Strängen einer SP-Verschaltung werden im Vergleich zur PS-Verschaltung die Verluste und der Materialaufwand reduziert. Die Parallelverbinder können sehr klein dimensioniert werden, da diese im Regelfall nur Ausgleichsströme zwischen den parallel geschalteten Zellen führen müssen. Diese Potentialverbinder müssen außerdem Sicherungen enthalten (oder wieder als schmelzende Drähte ausgelegt werden), so dass im Fehlerfall keine hohen Ausgleichsströme in die benachbarten Zellstränge fließen. Weiter erhöht sich durch den Wegfall der zusätzlichen Serienverbinder die Ausfallsicherheit des Batteriepacks.

Die Topologie des Batteriepacks hat wie oben bereits erwähnt einen großen Einfluss auf die benötigten Komponenten und somit auch auf die Kosten. Im Beispiel wird von einem Batteriepack in Matrixverschaltung (siehe Abbildung 2-10, rechts) ausgegangen, das aus 600 Einzelzellen à 12 Ah besteht. Betrachtet werden 12 unterschiedliche Konfigurationen von einer Maximalspannung von 50 V bis 630 V. Diese Konfigurationen bilden auch die Grundlage für die Simulationen in Kapitel 2.4.6. Eine Kostenberechnung kann nicht erfolgen, da noch keine Serienprodukte für den Automotive-Bereich am Markt erhältlich sind.

Tabelle 2-3 zeigt daher einen Vergleich der Anzahl wesentlicher Komponenten, die für den Aufbau eines Batteriepacks benötigt werden. Dies ermöglicht eine Abschätzung des Aufwands für die unterschiedlichen Spannungsniveaus.

Der Gesamtaufwand für die Batterie kann wesentlich reduziert werden, wenn Zellen mit höherer Kapazität eingesetzt werden. Beim Einsatz von 48 Ah-Zellen beim 50s12p-System kann die Anzahl der Sicherungen und Schütze auf drei, die der Serienverbinder auf 153 sowie die der Potentialverbinder auf 98 reduziert werden. Welche Konfiguration letztendlich die kostengünstigste Variante darstellt, hängt von den Kosten der Komponenten ab, deren Anzahl abhängig ist von der gewählten Spannung.

Konfiguration												
Zellen in Serie	12	15	20	25	30	40	50	60	75	100	120	150
Zellen parallel	50	40	30	24	20	15	12	10	8	6	5	4
Maximalspannung in V	50	63	84	105	126	168	210	252	315	420	504	630
Gesamtkapazität in Ah	600	480	360	288	240	180	144	120	96	72	60	48
Zellen	600 – Zellzahl ist unabhängig von der Verschaltung											
Isolation Batteriepack	-	Ab einer Bordnetzspannung von 60 V _{DC} ist eine HV-Isolation immer notwendig										
Sicherungen	50	40	30	24	20	15	12	10	8	6	5	4
Temperatur-Sensoren	unabhängig von Verschaltung, abhängig von Zellenzahl											
BMS (je Zelle in Serie)⁴	12	15	20	25	30	40	50	60	75	100	120	150
Schütze (je Strang)⁵	50	40	30	24	20	15	12	10	8	6	5	4
Serienverbinder	650	640	630	624	620	615	612	610	608	606	605	604
Potentialverbinder	539	546	551	552	551	546	539	531	518	495	476	447
Sammelverbinder	2 – zur Verbindung der Serienstränge an den Enden											

Tabelle 2-3: Vergleich des Bedarfs an Komponenten zum Aufbau eines Batteriepacks in Abhängigkeit von der Batteriespannung bei Verwendung von 12 Ah Zellen

Werden innerhalb des Batteriepacks Zellen mit identischem Innenwiderstand verwendet, so bleiben die Zellverluste unabhängig von der Konfiguration der Zellverschaltung. Im Regelfall werden die Verbinder so dimensioniert, dass die darin entstehenden Verluste vernachlässigbar klein bleiben. Abbildung 2-11 (links) zeigt die Zell- und Verbinderverluste im Batteriepack abhängig von der Nennspannung. Abbildung 2-11 (rechts) zeigt den Wirkungsgradverlauf des simulierten Batteriepacks. Zwischen 100 V und 450 V hat die Batterie nahezu konstante Verluste und somit einen konstanten Wirkungsgrad von ca. 93%. Die geringeren Wirkungsgrade in den Bereichen unter 100 V und über 450 V resultieren aus der geringeren Gesamteffizienz der nachgeschalteten Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs in diesem Bereich. Deren Verluste müssen von der Batterie ausgeglichen werden, was in einem höheren Zellstrom resultiert. Dies führt wiederum zu höheren Verlusten innerhalb der Zellen.

⁴ Ein BMS (Batteriemanagementsystem) beinhaltet dabei eine Spannungsmessung und ein Ladungsausgleichssystem.

⁵ Es wird hier davon ausgegangen, dass jeder einzelne Strang mit einem Schütz ausgestattet wird, was bei geringen Batteriepackspannungen keine optimale Auslegung darstellt. Da die Schütze einen wesentlichen Kostenbeitrag im Gesamtsystem darstellen, sind Systeme mit niedriger Spannung nur durch eine starke Kostenreduktion (unwahrscheinlich) oder eine Reduktion der notwendigen Schütze realisierbar.

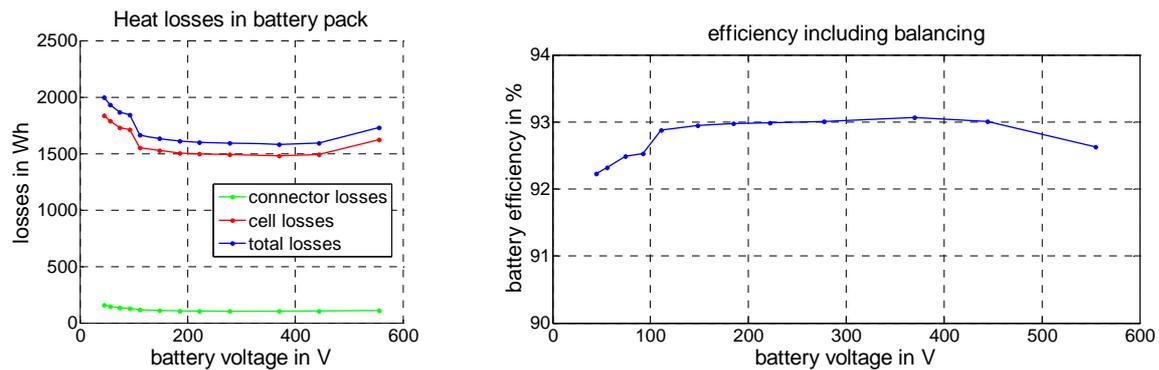


Abbildung 2-11: Zell- und Verbinderverluste im Batteriepack (links) und Wirkungsgrad des Batteriepacks in Abhängigkeit der Nennspannung (rechts), jeweils über einen Artemis Motorway130 Cycle

Ein wesentlicher Aspekt beim Aufbau von Batteriepacks ist die verminderte nutzbare Kapazität mit steigender Batteriepackspannung. Die nutzbare Kapazität in Batteriepacks ist begrenzt durch die Zelle bzw. die Parallelverschaltung von Zellen mit der geringsten Kapazität. Im besten Fall haben alle in Serie verschalteten Zellen die gleiche Kapazität. Aus Gründen der Produktionsstreuung sind aber Abweichungen unvermeidbar.

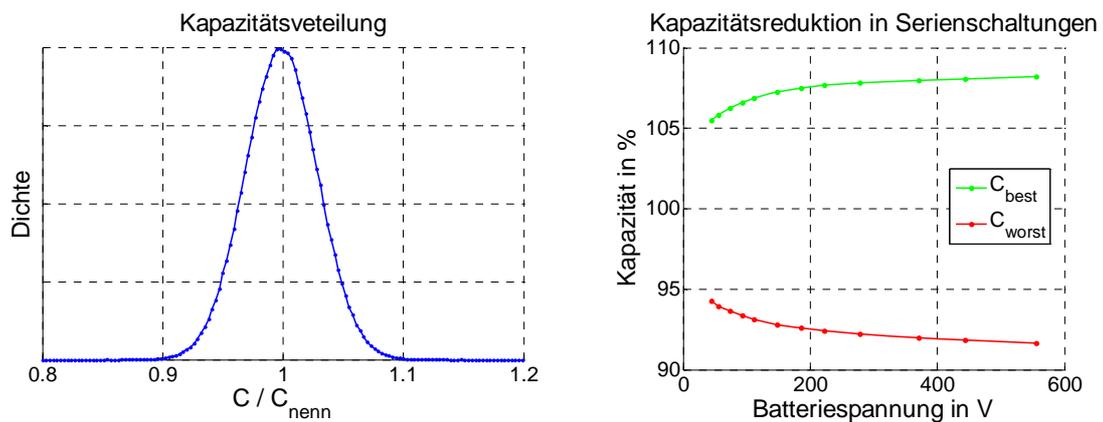


Abbildung 2-12: Beispielhafte Verteilung der Zellkapazitäten im Batteriepack (links) und die daraus resultierende verminderte nutzbare Kapazität im Batteriepack (rechts) bei einer Standardabweichung von 3%

Abbildung 2-12 zeigt eine beispielhafte Verteilung der Kapazitätswerte von 600 Zellen bei einer Standardabweichung von 3%. Im schlimmsten Fall ist es möglich, dass nur rund 92% der Nennkapazität nutzbar sind. Dieser Fall tritt ein, wenn bei einer Nennspannung von 555 V (150s4p-Matrix) eine Parallelverschaltung aus den vier schwächsten Zellen besteht. Dies zeigt, dass beim Aufbau der Batterie eine Selektion der Zellen durchgeführt werden sollte. So können durch eine geeignete Kombination von Zellen mit größerer und kleinerer Kapazität Makrozellen (parallel verschaltete Zellen, die weiter in Serie verschalten werden) mit sehr geringer Kapazitätsstreuung gebaut werden. Allerdings kann aus heutiger Sicht noch nicht gesagt werden, ob die Zellen, die am Anfang die geringste Kapazität aufweisen, auch die Zellen sind, die am schnellsten altern. Es kann gut sein, dass aus der Anfangsverteilung der

Kapazität keine Ableitung bzgl. der Alterungsentwicklung gemacht werden kann. In diesem Fall würde die Vorselektion nach einer Alterung der Zellen nützen. Dieser Punkt muss dringend an großen Batches von Zellen experimentell untersucht werden.

2.4.6 Modellierung des Gesamtsystems und Ergebnisse

Die Untersuchung der Spannungsabhängigkeiten des gesamten Fahrzeugs erfolgt simulativ an Hand eines Simulationsmodells eines Fahrzeuges mit elektrischem Antriebsstrang. Abbildung 2-13 zeigt beispielhaft eine Antriebsstrangkombination mit einem Batteriepack, einem DC/DC-Wandler und elektrischer Maschine mit zugehörigem Umrichter. Mit Hilfe des DC/DC-Wandlers kann die Zwischenkreisspannung des Maschinenumrichters $V_{DC-link}$ unabhängig von der Spannung des Batteriepacks V_{Bat} eingestellt werden. Der Gleichstromsteller kann in dem Simulationsmodell auch deaktiviert werden, so dass der Antriebsumrichter direkt auf der Spannung des Batteriepacks arbeitet.

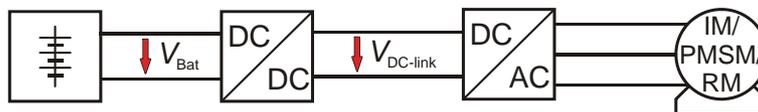


Abbildung 2-13: Topologie eines elektrischen Antriebsstrangs

Die Dimensionierung der Einzelkomponenten erfolgt zu Beginn jeder Simulation neu. Der Antriebsumrichter hat eine vom betrachteten Fahrzyklus sowie der Konfiguration des Antriebsstrangs und des Fahrzeuges, insbesondere der Fahrzeugmasse, abhängige Mindestspannungsanforderung, um dem geforderten Fahrprofil folgen zu können. Dabei steigt die benötigte Spannung mit der Leistungsanforderung. Durch Einsatz eines DC/DC-Wandlers wird es möglich, dass der Maschinenumrichter dauerhaft im Blockbetrieb arbeiten kann, da der DC/DC-Wandler $V_{DC-link}$ entsprechend stellt. Dazu gibt der Antriebsumrichter die von ihm für die aktuelle Leistungsanforderung durch den Fahrzyklus benötigte Spannung an den DC/DC-Wandler weiter. Die Auswahl der Leistungshalbleiter für den Antriebsumrichter erfolgt anhand der fahrzyklusabhängigen Mindestspannungsanforderung, die in einem vorherigen Simulationsdurchlauf bestimmt worden ist. Bei einem Antriebsstrang ohne Gleichstromsteller entspricht die Batteriespannung der Zwischenkreisspannung des Antriebsumrichters, so dass sich die notwendige Sperrfähigkeit der Halbleiterschalter direkt aus der Spannung des Batteriepacks plus Sicherheitsaufschlag ergibt. Der DC/DC-Wandler hat die Spannung des Batteriepacks am Eingang und die Zwischenkreisspannung des Antriebsumrichters am Ausgang, deren Maximalwert vom Antriebsumrichter wie beschrieben vorgegeben wird. Die Spannung des Batteriepacks ist ebenfalls zu Beginn der Simulation bekannt, so dass die Auslegung des DC/DC-Wandlers auf Basis vorgegebener Leistungsanforderungen vor Simulationsbeginn erfolgen kann. Die Spannungsfestigkeit der elektrischen Maschine wird im dem Modell ebenfalls über das Fahrprofil des Fahrzyklusses bestimmt. Dazu werden die Größen des Ersatzschaltbildes einer vermessenen Maschine mit der Nennspannung skaliert. Dies ist inhärent in dem Maschinenmodell hinterlegt.

Die Masse der Kabelverbindungen zwischen den betrachteten Einzelkomponenten kann bei hohen Strömen eventuell zu einem wichtigen Einflussparameter werden. Daher wird sie in allen Simulationen anhand der Strombelastung und der Dichte für Kupfer berechnet und dem Modell als Zusatzmasse zugeführt.

Die Kommunikationswege des aufgebauten Simulationsmodells sind schematisch in Abbildung 2-14 dargestellt.

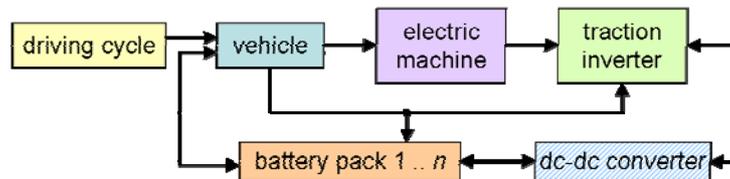


Abbildung 2-14: Schematische Darstellung des Simulationsmodells, schraffierte Blöcke sind optional

Der Geschwindigkeitssollwert des Fahrzyklusses wird dazu Schritt für Schritt in Beschleunigung, Drehzahl und Drehmoment sowie Spannung und Strom umgerechnet. Im Fahrzeugmodell werden die Masse, die Reifen sowie die Verluste durch Roll- und Luftwiderstand berücksichtigt. Weitere Verluste sind abstrakt als Chassiswirkungsgrad modelliert. Die in den vorherigen Kapiteln entwickelten Modelle gehen in dem Gesamtmodell auf. Dabei wird die vom Fahrzyklus ausgehende Leistungsanforderung durch jeden Block geführt, um die eigenen Verluste erhöht und an die nächste Komponenten weitergeleitet. Am Ende dieser Kette steht der Batteriepack, der somit die höchste Leistung liefern muss. Für eine gegebene Fahrzeugkonfiguration ergeben sich auf Grund des hohen Energieverbrauchs bei schnell gefahrenen Abschnitten deutliche Unterschiede in der Reichweite in Abhängigkeit des simulierten Fahrzyklusses.

Die Verifikation des aufgebauten Simulationsmodells erfolgte an Hand des Mitsubishi i-MiEV, bei dem der Batteriepack aus 22 Blöcken mit je vier Batterien mit einer Kapazität von 50 Ah besteht. Sämtliche Zellen sind in Serie verschaltet, so dass sich eine Nennspannung des Batteriepacks von 325,6 V ergibt. Neben diesen elektrischen Angaben sowie weiterer mechanischer Daten zum Batteriepack wurde das Fahrzeug an Hand seiner Chassismasse und seiner Reifengröße modelliert. Ein DC/DC-Wandler ist nicht vorhanden. Eine Übersicht über die Wirkungsgrade der Einzelkomponenten während eines Fahrzyklusses des NEDC zeigt Tabelle 2-4. Es ist zu beachten, dass es nicht Ziel dieses Projektes war, den i-MiEV nachzubilden, sondern ein allgemeines Fahrzeugsimulationsmodell aufzubauen, das für verschiedene Fahrzeugtypen parametrierbar ist.

	Wirkungsgrad			Energieverbrauch für gesamten
	Batterie	Inverter, Motor, Mechanisch	Gesamt	Zyklus in Wh/100km
i-MiEV	92%	80%	73,9%	13,5
Modell	93,7%	86,0%	80,58%	12,2
relative Abweichung	1,8%	7,0%	9,0%	-9,6%

Tabelle 2-4: Vergleich der Wirkungsgrade des Modells mit dem Mitsubishi i-MiEV [13]

Es ist offensichtlich, dass bei der Modellbildung einige Vereinfachungen vorgenommen und nicht alle Komponenten und Abhängigkeiten hundertprozentig vollständig abgebildet werden können, so dass von der Simulation ein besserer Wirkungsgrad erwartet werden kann. Bei den dargestellten Abweichungen von unter 10% kann das Simulationsmodell jedoch als verifiziert betrachtet werden.

Für einen fairen Vergleich verschiedener Verschaltungskombinationen im Batteriepack wurden zunächst die Anzahl der Batteriezellen und damit die Energie konstant gehalten. Es fand lediglich ein Abtausch von Parallel- zu Reihenschaltung und umgekehrt von 600 Batteriezellen (Unterkapitel 2.4.5) mit 12 Ah statt. Dadurch ergeben sich diskrete Spannungsniveaus von beispielweise 555 V, 444 V und 370 V für 150s4p-, 120s5p und 100s6p-Verschaltungen, die bei dieser Betrachtung nicht durch engere Zwischenschritte weiteraufgelöst werden können.

Diese Simulationen wurden mit kleineren Batteriezellen als diejenigen des Mitsubishi i-MiEV durchgeführt, um größere Flexibilität bei der Konfiguration des Batteriepacks erreichen zu können. Weiterhin wurden für die folgenden Simulationsergebnisse die Artemis-Fahrzyklen betrachtet, die allgemein als realistischer als der NEDC-Fahrzyklus betrachtet werden und als Stadtzyklus (Urban), Landstraße (Road) und Autobahn mit einer Spitzengeschwindigkeit von 130 km/h (Motorway130) vorliegen.

Es ist zu beachten, dass die oben beschriebene Auslegung der Einzelkomponenten in Abhängigkeit der Spannungslage vor jedem Simulationsstart neu erfolgt, so dass für jede Spannung ein optimal angepasstes Modell vorliegt. Die Leistungsanforderung vom Fahrzeug ist beispielsweise unter anderem abhängig von der Masse des Fahrzeugs und dem Fahrzyklus.

Der Gesamtwirkungsgrad setzt sich aus den Wirkungsgraden der Einzelkomponenten des Antriebsstrangs zusammen. Dies sind Batteriepack, DC/DC-Wandler (optional), Umrichter, Motor sowie die nachgelagerten mechanischen Komponenten und das Fahrzeugchassis, wobei die beiden letztgenannten offensichtlich unabhängig vom Spannungsniveau sind. Die Betrachtung der Einzelkomponenten Elektromotor (Unterkapitel 2.4.4) hatte ebenfalls keine Spannungsabhängigkeit geliefert, so dass mit dem Batteriepack, dem Umrichter sowie dem optionalen DC/DC-Wandler drei Komponenten mit Spannungsabhängigkeit identifiziert sind. Auf den Gesamtwirkungsgrad des Antriebsstrangs haben die übrigen Komponenten natürlich einen Einfluss, der auch in den in diesem Kapitel gezeigten Grafiken berücksichtigt ist.

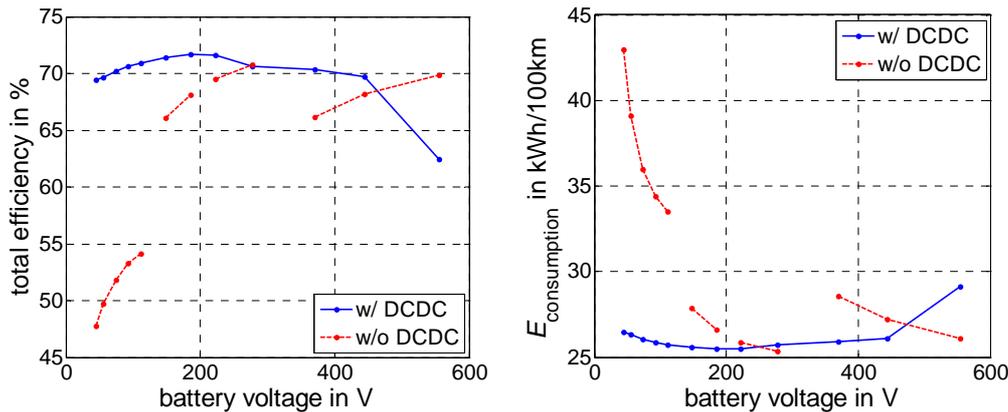


Abbildung 2-15: Gesamtwirkungsgrad und Energieverbrauch über einen Artemis Urban Cycle mit bzw. ohne DC/DC-Wandler für ein Fahrzeug mit einer Chassismasse von 1400 kg

Abbildung 2-15 zeigt die Zykluswirkungsgrade über einen Artemis Urban Cycle mit und ohne DC/DC-Wandler als Funktion der Batteriepackspannung⁶. Die Darstellung erfolgt für die Nennspannung der Batterie, also 3,7 V für die betrachtete Lithium-Ionen-Technologie. Es ist zu beachten, dass sich für diese Zellchemie Spannungsdifferenzen auf Zellebene von typischerweise 2,5 zu 4,2 V zwischen entladener und vollgeladener Batterie ergeben, was zu signifikant unterschiedlichen Strömen führt und von dem Simulationsmodell berücksichtigt wird. Die rote Kurve (ohne DC/DC-Wandler) ist unterbrochen dargestellt, um zu verdeutlichen, dass Halbleiter unterschiedlicher Sperrspannung im Antriebsumrichter zum Einsatz gekommen sind: Bis zu einer Zwischenkreisspannung von 166 V 250 V-IGBTs, bis 220 V 330 V-IGBTs, bis 400 V 600 V-IGBTs sowie darüber 900 V-IGBTs. Die Sprünge zwischen den Kurvenabschnitten sind in der Modellierung des Antriebsumrichters begründet (Unterkapitel 2.4.2). Für das Simulationsmodell wurde auf Datenblattwerte realer Halbleiter zurückgegriffen, so dass die Halbleiter je nach betrachteter Spannung unterschiedlich ausgenutzt werden. Daran ist erkennbar, dass es immens wichtig ist, die Sperrspannung der eingesetzten Halbleiter möglichst gut auszureizen.

Bei der Konfiguration mit DC/DC-Wandler kommen im Maschinenumrichter immer die gleichen Halbleiter zum Einsatz. Die variierte Batteriespannung führt in dieser Antriebsstrangtopologie zu einer von der Batteriepackspannung abhängigen Auslegung des DC/DC-Wandlers, deren Wechsel in der Halbleitersperrspannung auf Grund der deutlich geringeren Auswirkungen (glattere Kurvenform) in Abbildung 2-15 nicht dargestellt sind.

⁶ Die Kurven sind in Abhängigkeit der nominalen Spannung des Batteriepacks aufgetragen, da sie die konstanteste Spannung im elektrischen Antriebsstrang ist, und während eines Fahrzyklusses nur auf Grund der Entladung und Ladung der Batteriezellen schwankt. Ohne DC/DC-Wandler entspricht sie außerdem der Zwischenkreisspannung. Bei einem Antriebsstrang mit DC/DC-Wandler schwankt die Spannung des Zwischenkreises mit der Leistungsanforderung durch das Fahrprofil, so dass in beiden Fällen die Spannung des Batteriepacks als einzige Bezugsgröße verbleibt.

Beim Vergleich der beiden Konfigurationen (mit bzw. ohne DC/DC-Wandler) in Abbildung 2-15 ist erkennbar, dass der Gesamtwirkungsgrad über einen weiten Bereich der Batteriespannung durch Einsatz des DC/DC-Wandlers (betrachtet wurde der Buck-Boost Cascade Converter) deutlich erhöht werden kann. Die Breite dieses Bereichs ist abhängig der angeforderten Leistung, und damit vom Fahrzyklus und der Fahrzeugmasse, wie der Vergleich von Abbildung 2-15 und Abbildung 2-16 zeigt.

Während des Artemis Urban Cycle fordert der Antriebsumrichter mit Ausnahme eines Peaks bis 200 V eine Spannung von maximal 160 V vom DC/DC-Wandler an. Bei höherer Batteriespannung muss der bidirektionale Gleichstromsteller, wenn er statt des Buck-Boost Cascade Converter als DC/DC-Wandler eingesetzt wird, die Zwischenkreisspannung weiter anheben, was zu zusätzlichen Verlusten im Antriebsumrichter führt. Ab diesem Punkt lohnt sich aus Wirkungsgradsicht der Einsatz des komplexeren Buck-Boost Cascade Converter, der zwar mehr Verluste als der bidirektionale Gleichstromsteller hat was aber durch die Reduzierung der Verluste im Antriebsumrichter mehr als kompensiert wird. Bei niedrigeren Batteriepackspannungen ist die Verwendung des bidirektionalen Gleichstromstellers sinnvoll, da das Heruntersetzen der Batteriepackspannung nicht benötigt wird. Beim Artemis Motorway130 Cycle verschiebt sich dieser Punkt zu höheren Spannungen, weil die vom Maschinenumrichter angeforderte Spannung gut 360 V erreicht. Die Kurvenverläufe der in Abbildung 2-15 und Abbildung 2-16 ebenfalls dargestellten Energieverbräuche für die jeweiligen Fahrzyklen, die im Automobilbereich eine geläufigere Größe darstellen, entsprechen prinzipiell den Wirkungsgraden.

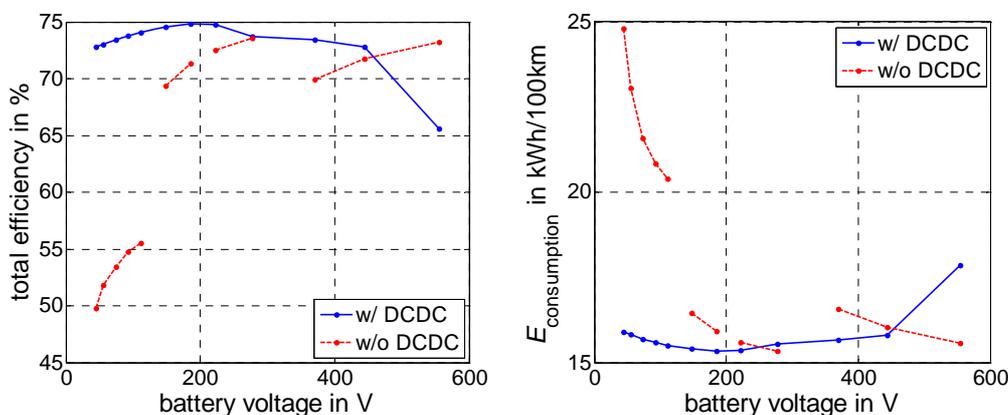


Abbildung 2-16: Gesamtwirkungsgrad und Energieverbrauch über einen Artemis Urban Cycle mit bzw. ohne DC/DC-Wandler für ein Fahrzeug mit einer Chassismasse von 800 kg

Das Niveau und die Kurvenform des Gesamtwirkungsgrades werden maßgeblich vom elektrischen Antrieb, den nachgelagerten mechanischen Komponenten sowie vom Chassis bestimmt, wie der Vergleich von Abbildung 2-15 mit Abbildung 2-17 zeigt. Bei der Konfiguration ohne DC/DC-Wandler sind ebenfalls die Sprünge und der Sättigungseffekt erkennbar. Bei der Höhe der Sprünge muss berücksichtigt werden, dass der Antriebsumrichter mit kommerziell erhältlichen Bauelementen ausgelegt worden ist. Dabei ist es offensichtlich

nicht hundertprozentig möglich, die verbaute Siliziumfläche gleich zu halten, wie es für einen guten Vergleich sinnvoll wäre, weil die Chipgrößen in der Regel nicht von den Herstellern veröffentlicht werden. Daher kann die Höhe eines Sprungs durch Einsatz eines zusätzlichen parallelen Schalters beeinflusst werden. Auf die prinzipielle Form der Kurve, also den Sättigungseffekt, hat dies jedoch keinen Einfluss.

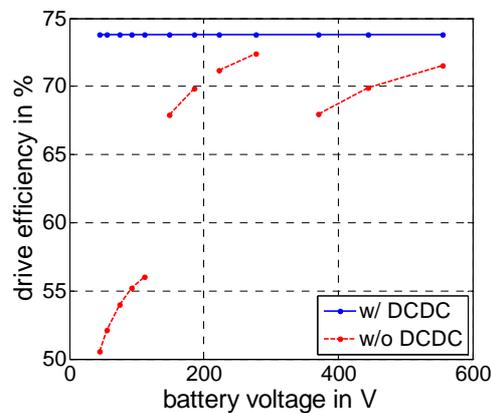


Abbildung 2-17: Wirkungsgrad von Maschinenumrichter bis Straße mit bzw. ohne DC/DC-Wandler für den Artemis Urban Cycle für ein Fahrzeug mit einer Chassismasse von 1400 kg

Mit DC/DC-Wandler werden Antriebsumrichter und elektrische Maschine von der Batteriespannung entkoppelt, so dass sich ein konstanter Wirkungsgrad ergeben muss, da der Maschinenumrichter die bezüglich seiner Verluste optimale Spannung vom DC/DC-Wandler anfordert und gestellt bekommt. Somit verlagern sich bei einer solchen Topologie die Verluste teilweise vom elektrischen Antrieb zum DC/DC-Wandler.

Um abschätzen zu können, ob sich der Einsatz eines DC/DC-Wandlers aus Wirkungsgradsicht rechnet, sind die Wirkungsgradunterschiede zwischen der roten und der blauen Kurve in Abbildung 2-17 mit der linken Kurve in Abbildung 2-18 zu vergleichen. Bei niedrigen Batteriespannungen scheint sich der DC/DC-Wandler aus Wirkungsgradsicht am ehesten zu rechnen, wobei nochmals auf die Auslegung des Antriebsumrichters mit parallel geschalteten, kommerziell erhältlichen Bauteilen hingewiesen sei. Insbesondere bei guter Ausnutzung der Sperrspannung der eingesetzten Halbleiter (jeweils am rechten Ende der roten Kurvenabschnitte) liegt der durch den Einsatz eines DC/DC-Wandlers erzielbare Wirkungsgradvorteil im Antrieb nur noch im Bereich von einigen Prozent, obwohl der Antriebsumrichter bei der Konfiguration mit DC/DC-Wandler dauerhaft im Blockbetrieb arbeiten kann. Diese Differenz ist dem Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers (Abbildung 2-18 links) gegenüberzustellen. In Abbildung 2-15 war bereits zu erkennen, dass es Punkte gibt, bei denen der Gesamtwirkungsgrad ohne DC/DC-Wandler höher ist als bei der Konfiguration mit DC/DC-Wandler. Da es sich hier nur um minimale Unterschiede handelt, ist für eine belastbare Aussage über den sinnvollen Einsatz eines DC/DC-Wandlers eine genauere Auslegung der elektrischen Komponenten für ein spezielles Spannungsniveau nötig, als sie im

Rahmen der abstrakten Betrachtung aus Systemsicht in diesem Forschungsvorhabens vorgesehen und möglich war.

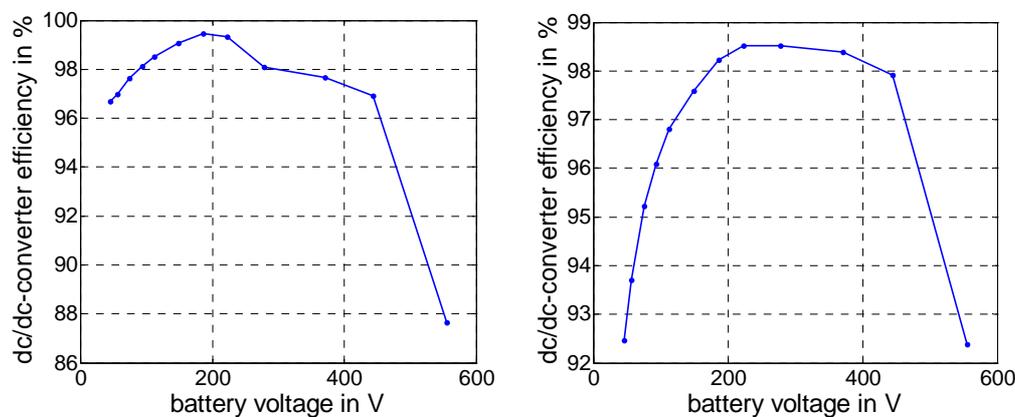


Abbildung 2-18: Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers für ein Fahrzeug mit einer Chassis­masse von 1400 kg für den Artemis Urban Cycle (links) und für den Artemis Motorway130 Cycle (rechts)

Der Wirkungsgrad des Buck-Boost Cascade Converter bewegt sich über einen weiten Spannungsbereich auf hohem Niveau. Lediglich zu hohen und niedrigen Spannungen steigen die Verluste deutlich an, was im zu überbrückenden Spannungsübersetzungsverhältnis des DC/DC-Wandlers begründet ist. Dieser Effekt ist in Abbildung 2-18 erkennbar. Im linken Teil ist die Kurve für den Artemis Urban Cycle gezeigt, wo der Antriebsumrichter maximal 200 V anfordert, so dass bei hohen Batteriepackspannungen Tiefsetzstellerbetrieb mit signifikantem Übersetzungsverhältnis vorliegt und das ursächlich für den Wirkungsgrad­einbruch ist. Im rechten Teil von Abbildung 2-18 sieht der Wirkungsgradverlauf deutlich symmetrischer aus, was auf das höhere Niveau der vom Antriebsumrichter angeforderten Spannung von bis zu 360 V beim Artemis Motorway130 Cycle zurückzuführen ist.

Als letzte Komponente bleibt die Betrachtung des Wirkungsgrades des Batteriepacks, der sich auf hohem Niveau bewegt, wie in Unterkapitel 2.4.5 bereits erläutert wurde. In dem Simulationsmodell ergibt sich zwar eine Spannungsabhängigkeit des Batteriepackwirkungs­grades, der jedoch maßgeblich vom Wirkungsgrad der übrigen elektrischen Komponenten des Antriebsstrangs bestimmt wird: Die Batterie liefert in dem Modell sämtliche Energie für das Fahrzeug, die sich aus der kinetischen Energie des Fahrens sowie den Verlusten in den elektrischen Komponenten zusammensetzt. Wenn zum Beispiel der Umrichter einen schlechteren Wirkungsgrad hat, muss das Batteriepack mehr Energie liefern, damit die Fahrprofilvorgabe des Fahrzyklusses erfüllt werden kann. Die zusätzlichen Verluste korrelieren mit einem höheren Strom in der Batterie, der wiederum höhere Zell- und Verbinderverluste nach sich zieht. Dieser Effekt bestimmt deutlich die Verluste im Batteriepack, wie bereits in Unterkapitel 2.4.5 erläutert wurde und hier der Vollständigkeit halber nochmals erwähnt wird.

Es hat sich gezeigt, dass sowohl das Batteriepack als auch die elektrische Maschine im betrachteten Spannungsbereich für jede Spannung optimal ausgelegt werden können. Der Maschinenumrichter erreicht einen optimierten Wirkungsgrad jeweils bei der guten Ausnutzung der Sperrfähigkeit der eingesetzten Halbleiter. Unabhängig davon scheint sich ein Wirkungsgradoptimum im Bereich von 200 – 300 V abzuzeichnen, was jedoch auf Grund der nur geringen Wirkungsgradunterschiede bis hin zu 600 V an Hand einer genaueren Auslegung überprüft werden muss, was mit der abstrakten Betrachtung als Systemsicht nicht möglich ist. Dieser identifizierte Spannungsbereich deckt sich mit den Untersuchungen in [14]. Bei Spannungen unter 100 V fällt der Wirkungsgrad auf Grund der hohen Ströme deutlich ab, auch wenn sich durch einen höheren Parallelisierungsgrad sicherlich noch eine Verbesserung erzielen ließe. Der Einsatz eines DC/DC-Wandlers kann sich vor allem bei moderaten Batteriespannungen und Leistungen (z. B. bei Stadtverkehr-Fahrzyklen) lohnen. Weiterhin bietet er eine flexible Möglichkeit, an einem Antriebsumrichter mehrere Batteriepacks, bei mehr als einem DC/DC-Wandler sogar unterschiedlicher Nennspannung, zu betreiben, was sich aufgrund der Redundanz positiv auf die Zuverlässigkeit auswirkt. Außerdem kann er Teil des für Elektro- und Plug-In Hybridfahrzeuge benötigten Ladegeräts sein und durch die galvanische Trennung zusätzlich wichtige Sicherheitsfunktionen mitbringen, wodurch Synergieeffekte genutzt werden.

2.4.7 Literatur

- [1] www.phoenixcontact.de; Produkte, Geräteanschlusstechnik COMBICON; Januar 2011.
- [2] www.littelfuse.com; Produkte; Januar 2011.
- [3] Semikron Elektronik GmbH & Co. KG; *Application Manual, Power Modules*, ISBN 3-932633-46-6.
- [4] F. Charicchi, F. Crescibini, F. G. Capponi, L. Solero; *Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives*; Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); 1998.
- [5] M. Kowal, T. Blank, M. Şenol, D. U. Sauer, R. W. De Doncker; *Optimized Voltage Range for Future Electric and Hybrid-Electric Vehicles*; 4th International Conference and Exhibition AUTOMOTIVE POWER ELECTRONICS; Paris, France; April 6th – 7th, 2011.
- [6] C. Carstensen; *Eddy Currents in Windings of Switched Reluctance Machines; Dissertation*, ISEA, RWTH Aachen University; Shaker Verlag GmbH; ISBN 978-3-8322-7118-3; 2008.
- [7] Chris Gerada; *Winding Fault Detection Using Data from Sensorless Control*; ECPE eDrives 2011.
- [8] R. De Doncker, D. Pulle, A. Veltman; *Advanced Electrical Drives*; Springer; ISBN 978-94-007-0179-3; 2011.

-
- [9] C. Carstensen, S. Bauer, R. Inderka, R. W. De Doncker; *Efficiency Comparison of Different Winding Configurations for Switched Reluctance Vehicle Propulsion Drives*; 20th International Electric Vehicle Symposium (EVS-20), Long Beach, USA, 2003.
- [10] T.A Lipo; *Introduction to AC Machine Design*; University of Wisconsin; 1996.
- [11] S. Bauer, R. De Doncker; Integrierte Kühlkonzepte für mechatronische Systeme am Beispiel eines Elektrischen Antriebs; FVA-Nr. 461 I Kühlkonzepte; 2006.
- [12] M. Broussely, G. Pistoia; *Industrial Applications of Batteries*; ELSEVIER; ISBN: 978-0-444-52160-6; Februar 2007.
- [13] Mitsubishi Motors; Präsentationsfolien.
- [14] M. März, B. Eckardt, E. Schimanek; *Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge - Einflüsse von Bordnetztopologie und Traktionsspannungslage*; ETG-Kongress; Karlsruhe; 2007.

2.5 Wichtigste Positionen des zahlenmäßigen Nachweises

Kostenart	Kosten
Material	ca. 1.000 €
Personal	ca. 151.000 €
Investitionen	ca. 8.900 €

2.6 Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit

Die erzielten Ergebnisse rechtfertigen den Aufwand. Ohne entsprechende Förderung hätte die Problematik nicht in der Breite und Tiefe untersucht werden können.

2.7 Nutzen und Verwertung

Die im Rahmen dieses Forschungsvorhabens erzielten Ergebnisse können am ISEA als Grundlage für weitere Forschungsergebnisse verwendet werden. Durch die aktuell hohe Forschungsaktivität im Bereich der Elektromobilität wird der Bedarf an standardisierten Spannungsniveaus für den elektrischen Teil eines Antriebsstrangs deutlich. Auch für Lehrzwecke ist die Ausbildung von Studenten im Bereich der Elektromobilität für den Standort Deutschland und seine Automobil(zuliefer)industrie wichtig. Das Aufzeigen aktueller Entwicklungen und Forschungsergebnisse weckt das Interesse der Studierenden an weiterer Forschung in diesem Bereich.

Die zusätzliche Verwertung durch die FVA sichert die optimale Verbreitung der Forschungsergebnisse in der in Deutschland ansässigen Industrie. Insbesondere auch kleine und mittelständische Unternehmen, die keine eigene Forschung in diesem Umfang betreiben, können von den Forschungsergebnissen profitieren und sie zur Festigung ihrer Stellung am Markt oder zum Erschließen neuer Märkte nutzen.

2.8 Veröffentlichungen

Maurice Kowal, Tobias Blank, Mural Şenol, Dirk Uwe Sauer, Rik W. De Doncker; *Optimized Voltage Range for Future Electric and Hybrid-Electric Vehicles*; 4th International Conference and Exhibition AUTOMOTIVE POWER ELECTRONICS; Paris, France; April 6th – 7th, 2011.

2.9 Kurzfristige konjunkturelle Wirkungen

Dieses Projekt wird durch die Forschungsvereinigung Antriebstechnik e.V. (FVA) begleitet, in der Unternehmen Mitglied sind, die Produkte für die Antriebstechnik herstellen und einen Produktionsstandort in Deutschland haben. Durch regelmäßige Statustreffen und die Berufung

eines Obmanns aus der Industrie sind kurze Rückkopplungsschleifen sichergestellt. Außerdem ist so gesichert, dass die Erwartungen der Industrie an dieses Vorhaben erfüllt werden können. Die regelmäßigen Treffen werden außerdem zu kontroversen Diskussionen zwischen den verschiedenen beteiligten Industriebereichen von Batteriehersteller über Automobilzulieferer bis zum Baumaschinenhersteller genutzt. Dadurch lernen sowohl die Projektbearbeiter als auch die anwesenden Industrievertreter die Positionen und Anforderungen der verschiedenen Bereiche der Automobilindustrie kennen. Basierend auf den Ergebnissen des Projektes kann die Industrie die eigene Entwicklung von Komponenten zielgerichtet auf den optimalen Einsatz im Automobil vorantreiben, um somit frühzeitig die standardisierten Komponenten anbieten zu können und durch den einhergehenden Stückzahlvorteil kostengünstig produzieren zu können.

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht
3. Titel Bestimmung eines optimalen Spannungsbereichs für zukünftige Hybrid- und Elektrofahrzeuge – Schlussbericht	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] Kowal, Maurice Sauer, Dirk Uwe De Doncker, Rik	5. Abschlussdatum des Vorhabens 30.09.2011
	6. Veröffentlichungsdatum geplant
	7. Form der Publikation
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) RWTH Aachen University, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) Jägerstr. 17/19 52066 Aachen	9. Ber. Nr. Durchführende Institution
	10. Förderkennzeichen 19U9036
	11. Seitenzahl 33
12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 14
	14. Tabellen 5
	15. Abbildungen 18
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum)	
18. Kurzfassung In Elektro- und Hybridfahrzeugen kommen derzeit unterschiedliche Spannungsniveaus zum Einsatz. Sogar Fahrzeuge vergleichbarer Größe und Reichweite arbeiten mit unterschiedlicher Nennspannung. Gleichzeitig sind Elektro- und Hybridfahrzeuge im Vergleich zu Fahrzeugen mit herkömmlichem Antrieb teuer. Ein Ansatzpunkt zur Kostenreduzierung kann die Standardisierung von Komponenten sein. Daher wird in diesem Forschungsvorhaben nach optimalen Spannungsleveln gesucht. Dazu werden zunächst die Komponenten einzeln betrachtet und ihre Spannungsabhängigkeiten untersucht sowie Simulationsmodelle entwickelt, die in einem Fahrzeugsimulationsmodell aufgehen. Der Fokus liegt dabei auf der Betrachtung aus Gesamtsystemsicht, um von den Ergebnissen der Komponentenuntersuchungen auf das optimierte Gesamtsystem schließen zu können. Das aufgebaute Fahrzeugsimulationsmodell kann frei parametrisiert werden, so dass Signifikanzanalysen einfach möglich sind. Es hat sich gezeigt, dass eine Systemspannung von 200 bis 300 Volt bezüglich des Systemwirkungsgrads optimal ist. Weiterhin kann sich der Einsatz eines DC/DC-Wandlers insbesondere bei niedrigen Spannungen des Batteriepacks lohnen.	
19. Schlagwörter Elektrofahrzeug, Hybridfahrzeug, optimale Spannung, DC/DC-Wandler, Systemsimulation	
20. Verlag	21. Preis

Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN	2. type of document (e.g. report, publication) Final report
3. title Bestimmung eines optimalen Spannungsbereichs für zukünftige Hybrid- und Elektrofahrzeuge – Schlussbericht	
4. author(s) (family name, first name(s)) Kowal, Maurice Sauer, Dirk Uwe De Doncker, Rik	5. end of project 30-Sept-2011
	6. publication date Planned
	7. form of publication
8. performing organization(s) (name, address) RWTH Aachen University, Institute for Power Electronics and Electrical Drives (ISEA) Jaegerstr. 17/19 52066 Aachen Germany	9. originator's report no.
	10. reference no. 19U9036
	11. no. of pages 33
12. sponsoring agency (name, address) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. no. of references 14
	14. no. of tables 5
	15. no. of figures 18
16. supplementary notes	
17. presented at (title, place, date)	
18. abstract In electric and hybrid electric vehicles various voltage levels are used today. Even cars of comparable size and driving range operate with different nominal voltages. At the same time, the price of EVs and HEVs is compared to conventional vehicles rather high. One way to reduce cost can be the standardization of components. This topic is addressed within this project by analyzing the components and their voltage dependencies separately first. Simulation models are developed that are used within a vehicle simulation model. The main point is the analysis from the overall system's point of view. With this approach the optimized voltage level is determined from the investigation of the single components. The developed simulation model can be parameterized freely for a statistical significance analysis. Simulations show that a system voltage of 200 to 300 volts is beneficial for the system efficiency. Additional, the use of a dc-dc converter may pay back especially at low battery pack voltages.	
19. keywords EV, HEV, optimized voltage, dc-dc converter, system simulation	
20. publisher	21. price