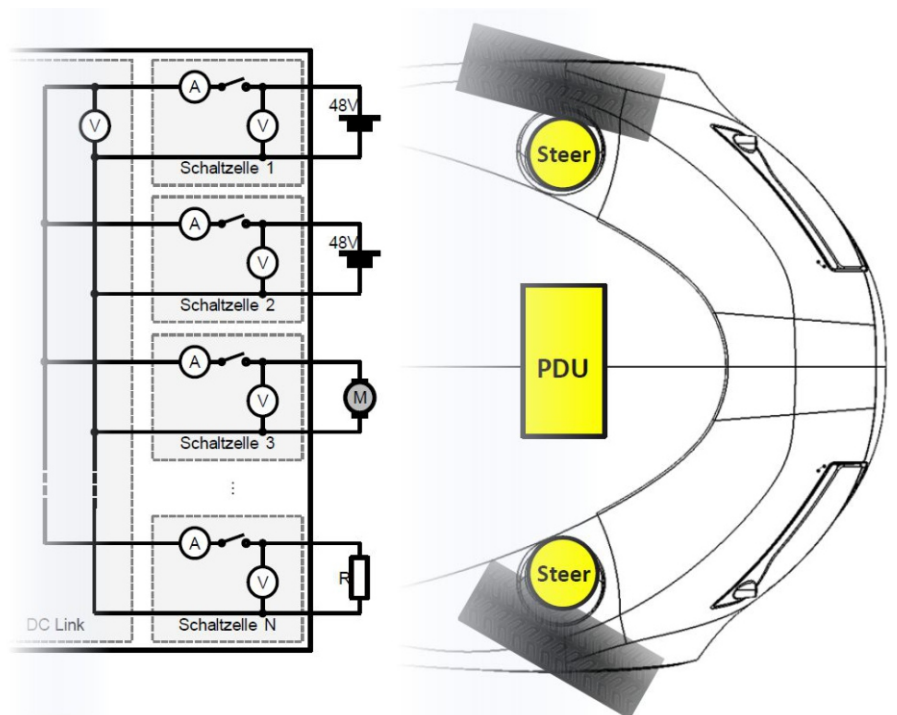


**Stefan Dreyer**

# Konzept und Validierung eines 48V-Bordnetzes für By-Wire-Lenksysteme



**Konzept und Validierung eines 48V-Bordnetzes für By-Wire-Lenksysteme**

***Concept and Validation of a 48V Vehicle Grid for By-Wire-Steering Systems***

Von der Fakultät für Maschinenwesen der  
Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen  
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der  
Ingenieurwissenschaften genehmigte Dissertation

vorgelegt von

Stefan Maximilian Dreyer

Berichter:

Universitätsprofessor Dr.-Ing. Lutz Eckstein  
Universitätsprofessor Dr. med. Dr.-Ing Dr. h. c. Klaus Steffen Leonhardt

Tag der mündlichen Prüfung: 24. November 2020

Diese Dissertation ist auf den Internetseiten der Universitätsbibliothek online verfügbar.

**Herausgeber**

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Lutz Eckstein

Institut für Kraftfahrzeuge, RWTH Aachen University

Steinbachstraße 7, 52074 Aachen

Telefon +49 241 80 25600 Fax +49 241 80 22147

E-Mail [office@ika.rwth-aachen.de](mailto:office@ika.rwth-aachen.de)

Internet [www.ika.rwth-aachen.de](http://www.ika.rwth-aachen.de)

**DOI:** 10.18154/RWTH-2021-03086

<https://doi.org/10.18154/RWTH-2021-03086>

**Druck**

Digitaldruck AixPress GmbH

Eupener Str. 35, 52066 Aachen

Titelbild: Autor

Aachen, im April 2021

© ika

Nachdruck, photomechanische und elektronische  
Wiedergabe / Bearbeitung und Übersetzung vorbehalten.

**Inhalt**

1 Stand der Technik .....	1
1.1 Lenkanlage im Kraftfahrzeug .....	2
1.2 Steer-By-Wire.....	3
1.3 Funktionale Sicherheit im Kraftfahrzeug .....	5
1.3.1 ISO 26262 .....	5
1.3.2 Fehlertolerante Systeme und Ausfälle .....	8
1.3.3 Redundanz .....	10
1.4 Bordnetze im KFZ und deren Entwicklung .....	13
1.4.1 Konventionelles 12V-Bordnetz .....	13
1.4.2 48V-Bordnetz .....	15
1.4.3 Verbraucher im Bordnetz.....	18
1.4.4 Energiequellen im Bordnetz .....	19
1.4.4.1 Energiespeicher.....	20
1.4.4.2 Startergenerator.....	20
1.4.4.3 Leistungswandler .....	22
1.4.5 Bordnetz-Topologien.....	25
1.4.5.1 Konventionelles Ein-Batterie-Bordnetz .....	25
1.4.5.2 Moderne Bordnetze .....	26
1.4.6 Fehlerfälle und Absicherung im Bordnetz .....	30
2 Forschungsansatz.....	34
2.1 Einordnung und Motivation .....	34
2.2 Anforderungen an Komponenten im 48V Bordnetz .....	35
2.3 Initiale Sicherheitsbetrachtung des Steer-By-Wire Systems.....	36
2.4 Ableitung der Forschungsfragen.....	41
3 Entwurf der Leistungsflussregelung .....	43
3.1 Mögliche Topologien .....	43
3.2 Konzept der Leistungsflussregelung.....	53

---

3.2.1	Definition von Fehlerfällen .....	55
3.2.2	Anforderungen an die Leistungsflussregelung.....	62
3.2.3	Entwurf der Schaltzelle .....	66
3.2.3.1	Abschaltvorgang .....	70
3.2.3.2	Eigendiagnose.....	78
3.2.4	Reaktionszeit der PDU.....	82
4	Logik und Fehlererfassung der Leistungsflussregelung .....	86
4.1	Übersicht des Simulationsmodells .....	87
4.2	Messdatenerfassung .....	87
4.3	Validierungsmodell.....	88
4.4	Fehlerdetektion und Fehlerkommunikation .....	94
4.5	Ablaufsteuerung .....	96
5	Auswertung und Validierung .....	98
5.1	Beschreibung des Testaufbaus .....	98
5.2	Überprüfung von Fehlerfällen.....	100
5.2.1	Kurzschluss tests mit PDU .....	100
5.2.2	Tests von internen und latenten Fehlern der PDU .....	107
5.2.3	Potential bei Verwendung einer Energiequelle .....	108
5.2.4	Vergleich PDU mit Schmelzsicherung.....	111
5.2.5	Diskussion .....	112
6	Zusammenfassung.....	114
7	Summary.....	115
8	Abkürzungsverzeichnis .....	116
	Abkürzungen .....	116
	Symbolverzeichnis .....	117
9	Literaturverzeichnis .....	120
10	Vorveröffentlichungen .....	129
A	Appendix.....	130

---

A.1 PLECS Simulationsmodell der PDU .....	130
A.2 Parametersätze für PDU Tests .....	140
A.3 Diagnosefunktion Schaltzelle .....	150



## 1 Stand der Technik

In den vergangenen Jahrzehnten haben mechatronische Systeme immer stärkeren Einzug ins Automobil gehalten. Sie dienen zur Erhöhung des Komforts, gesteigertem Fahrspaß und ermöglichen eine Reduktion des Schadstoffausstoßes. Darüber hinaus sind viele sicherheitsrelevante Systeme wie das Anti-Blockier-System (ABS) oder elektronische Stabilitätsprogramme (ESP) sowie moderne Komfortsysteme wie die adaptive Geschwindigkeitsregelung (ACC) nur über das Zusammenspiel einer Vielzahl elektronischer Komponenten möglich. Seither stehen mechatronische Systeme, bestehend aus Sensoren, Aktoren und Steuergeräten für eine höhere Sicherheit im Personentransport.

Gleichzeitig haben diese Systeme jedoch das Potential, bei fehlerhaftem Verhalten neben den Insassen auch andere Verkehrsteilnehmer zu gefährden. Diese Gefährdung kann beispielsweise das Versagen eines aktiven Sicherheitssystems sein, bei dem im Falle eines Unfalls die Zündung des Airbags versagt, oder auch ein selbstständiges Beschleunigen des Fahrzeugs durch ein inkorrekt arbeitendes ACC. Weiterhin kann ein fehlerhaftes Eingreifen der elektromechanischen Lenkunterstützung als Beispiel angeführt werden.

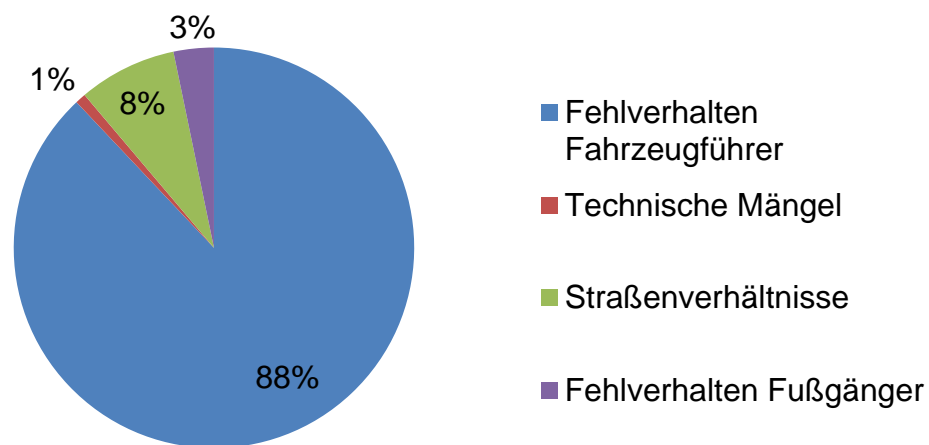


Abbildung 1.1: Unfallursachen mit Personenschäden 2015 [Sta16]

Gemäß Abbildung 1.1 ist erkenntlich, dass die überwiegende Anzahl von Unfällen mit Personenschäden in Deutschland auf das Fehlverhalten des Fahrzeugführers zurückzuführen sind, weniger als ein Prozent jedoch auf technische Mängel. Abbildung 1.2 schlüsselt diese Unfälle weiter auf. Dabei fällt auf, dass hier wiederum rund 50% der Unfälle, nämlich Beleuchtung und Bereifung, sich auf mangelnde Wartung zurück führen lassen. So sind beispielsweise Fehlerfälle im Lenksystem mit gerade 153 Unfällen statistisch erfasst, was bei einer Anzahl von 55,8 Mio. zugelassener Fahrzeuge im Jahr 2015 als eine tendenziell unwahrscheinliche Unfallursache interpretiert werden

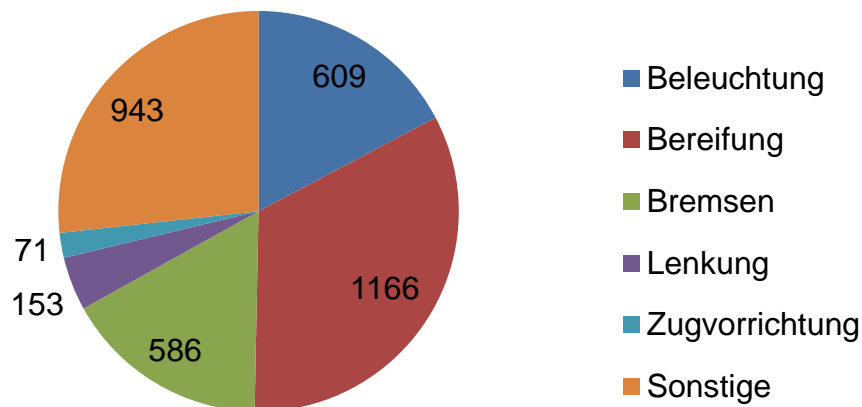


Abbildung 1.2: Unfallursachen mit Personenschäden hervorgerufen durch technische Mängel 2015 [Sta15]

kann [Sta16].

Diese Statistiken lassen zum einen den Rückschluss zu, dass der Personentransport im Kraftfahrzeug mit einem gewissen, aber dennoch gesellschaftlich akzeptierten Restrisiko verbunden ist. Zum anderen kann davon ausgegangen werden, dass der Hersteller des Kraftfahrzeugs zum Zeitpunkt des Inverkehrbringens sämtliche zumutbaren Maßnahmen getroffen hat, um mögliche Restrisiken im Betrieb des Fahrzeugs und damit schlussendlich eigene Haftungsrisiken zu minimieren.

Daher bedürfen diese Systeme aufgrund ihres Gefährdungspotentials weiterhin besonderer Aufmerksamkeit im Entwicklungsprozess. Zudem ist zu erwarten, dass das Bordnetz, welches die Energieversorgung der Systeme darstellt, verstärkt in den Fokus dieser Betrachtung geraten wird.

### 1.1 Lenkanlage im Kraftfahrzeug

Die Lenkanlage im Kraftfahrzeug hat die Aufgabe, Lenkvorgaben des Fahrers in einen entsprechenden Radlenkwinkel umzusetzen. Die ECE-Richtlinie 79 der europäischen Union beschreibt dabei für Straßenfahrzeuge wesentliche Anforderungen an die Gestaltung, Auslegung und Prüfung der Lenkanlage. Gemäß dieser muss die Lenkanlage die einfache, sichere Handhabung des Fahrzeugs bis zu seiner bauartbedingten Höchstgeschwindigkeit gewährleisten [ECE]. Entscheidende Voraussetzung besteht bei herkömmlichen Lenkanlagen darin, dass zwischen der Betätigungseinrichtung der Lenkanlage, üblicherweise dem Lenkrad, und den Laufrädern eine formschlüssige mechanische Verbindung vorhanden ist, mit der die Fahrspur des Fahrzeugs bestimmt wird. Die mechanische Verbindung gilt als nicht störanfällig, wenn sie ausreichend dimensioniert ist [ECE].

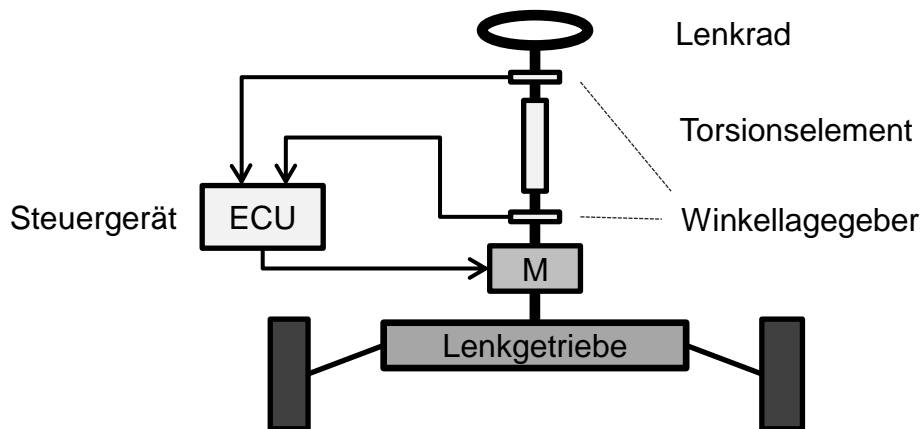


Abbildung 1.3: Konventionelles Lenksystem

Bei der Betrachtung klassischer mechanischer Lenkanlagen, wie in Abbildung 1.3 gezeigt, bestehen diese aus einer Eingabeeinheit, normalerweise dem Lenkrad, den Stellementen bestehend aus den Rädern bzw. Reifen des Fahrzeugs, sowie Koppellementen (wie z.B. der Lenksäule), die der Übertragung der Lenkkräfte auf die Räder dienen. Das am Lenkrad wirkende Moment wird demnach über das Übertragungsverhalten der Lenkung sowie der am Rad auftretenden Kräfte definiert. Gleichzeitig gibt dieses Moment dem Fahrer eine Rückmeldung über den Fahrzustand des Fahrzeugs. Insbesondere bei Lenkbewegungen im Stillstand müssen hohe Kräfte aufgewendet werden, um das so genannte Bohrmoment, ein um die Hochachse gerichtetes Reibmoment des Reifens auf der Fahrbahn, zu überwinden. Hydraulische oder elektromechanische Servolenkungen unterstützen hierbei den Fahrer und erlauben somit komfortables Manövrieren des Fahrzeugs bei kleinen Geschwindigkeiten und Parkmanövern. Ergänzend lassen sich hiermit weitere Lenkfunktionen realisieren, wie z.B. automatisches Einparken oder Spurhalteassistenten. In Kombination mit einer Überlagerung lenkung lassen sich darüber hinaus Systeme mit variabler Lenkübersetzung umsetzen, sodass der Drehwinkel am Lenkrad nicht mehr demjenigen am Eingang des Lenkgetriebes entspricht. So kann die Lenkung beispielsweise bei hohen Geschwindigkeiten deutlich weniger direkt als bei langsamer Fahrt ausgestaltet werden.

## 1.2 Steer-By-Wire

Mit Beschluss der Revision 2 der ECE79 im Jahre 2008 ist es grundsätzlich erlaubt, Lenkanlagen ohne formschlüssige mechanische Verbindung zwischen der Betätigungseinrichtung und den Laufrädern zu konstruieren. Die Übertragung des Lenkwunsches erfolgt nicht mehr zwangsläufig über ein mechanisches Lenkgestänge und Lenkrad, vielmehr kann die Lenkwinkelvorgabe elektronisch erfasst und kabelgebunden (by-wire) übertragen werden. Als offensichtlicher Vorteil dieses Konzepts ist der Wegfall

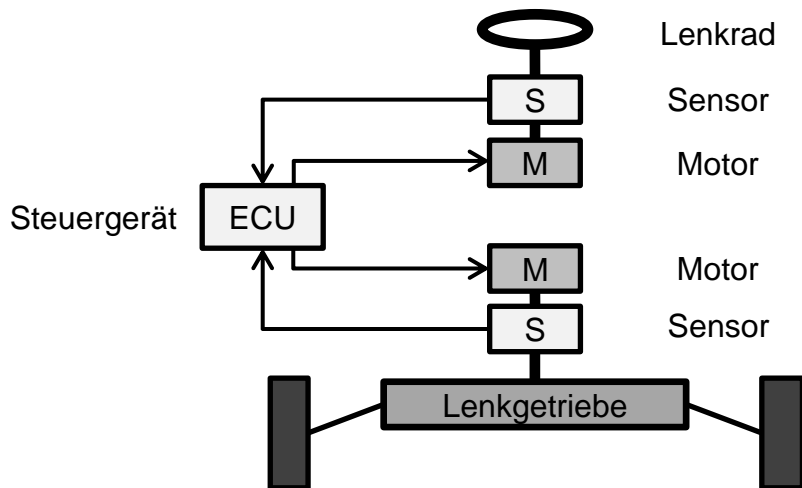


Abbildung 1.4: Lenksystems mit Steer-by-wire [HW06]

der mechanischen Lenksäule und die damit verbundene Gewichtsreduktion sowie die Freigabe zusätzlichen Bauraums zu nennen.

Abbildung 1.4 stellt den grundsätzlichen Aufbau eines Lenksystems mit Steer-by-wire-Technologie dar. Das System besteht aus einer Eingabeeinheit des Fahrtenkwunsches (hier Lenkrad), welcher sensorisch erfasst wird und an ein entsprechendes Lenksteuergerät (Electronic Control Unit (ECU)) weitergeleitet wird. Dieses berechnet daraus einen Lenkwinkel, der durch einen mit dem Lenkgetriebe gekoppelten elektrischen Lenkmotor gestellt wird. Die am Lenkmotor bzw. die im Lenkgetriebe verbaute Sensorik erfasst den gestellten Lenkwinkel und auftretende Kräfte. Diese Sensordaten werden an das Lenksteuergerät zurückgemeldet, welches nun daraus die Rückmeldekraft synthetisiert, welche maßgeblich über den Kontakt der Reifen mit der Straße definiert ist [HW06]. Diese kann nun dem Fahrer mittels des am Lenkrad angebrachten Motors Rückmeldung über den Lenk- bzw. Fahrzustand des Fahrzeugs geben, was dem Lenkgefühl eines konventionellen mechanischen Lenksystems entspricht.

Gerade im Zuge der Diskussion um autonom fahrende Fahrzeuge der SAE J3016 Level 4 und 5 sind Steer-by-wire-Systeme wieder verstärkt in den Fokus gerückt. Hierbei sind Fahrzeuge zu nennen, die sich ohne Eingreifen des Fahrers autonom im Straßenverkehr bewegen. Dazu muss diejenige Instanz, welche die Trajektorie des Fahrzeugs plant und kontrolliert, vollen Zugriff auf das Lenksystem im Fahrzeug haben und dieses in jeder Fahrsituation sicher führen können. Dies wird nur sinnvollerweise in einem Steer-by-wire-Konzept dargestellt und somit auf einen mechanischen Durchgriff der Lenkung in den Innenraum verzichtet, da der Fahrer ab SAE J3016 Level 4 ohnehin nicht mehr als Rückfallebene zur Verfügung steht. Gerade in diesem Kontext ist zu erwarten, dass nicht nur die Lenkfunktion, sondern auch das Bordnetz verstärkt im Fokus der Sicherheitsbetrachtungen im Fahrzeug stehen wird.

### 1.3 Funktionale Sicherheit im Kraftfahrzeug

Seit einigen Jahren ist der Innovationshub im Kraftfahrzeug stark durch elektrische oder elektrifizierte Systeme getrieben. Technologien wie Steer-by-wire sowie autonome oder hochautomatisierte Fahrfunktionen lassen sich zwangsläufig nur durch Elektrifizierung von (Teil-) Systemen umsetzen. Diese gesteigerte Funktionalität steht einer erhöhten Anzahl von stark vernetzten Steuergeräten gegenüber, ehemals mechanisch umgesetzte Sicherheitsmechanismen müssen nun durch software-basierte Ansätze abgebildet werden. Vor dem Hintergrund dieser drastisch gestiegenen Komplexität, sowohl im Bereich der Elektronik als auch der Software, ist ein einheitlicher Ansatz zur Entwicklung sicherheitsrelevanter Systeme unumgänglich. Die Norm ISO 26262 stellt den Stand der Technik und somit hierbei ein Leitwerk dar, mit dem Fokus „Sicherheit einen zentralen Punkt der zukünftigen Automobilentwicklung“ zu machen [ISO11].

#### 1.3.1 ISO 26262

Die ISO 26262 beschreibt das Vorgehen, das bei der Entwicklung sicherheitskritischer Systeme im Kraftfahrzeug angewendet werden soll. Mit ihrer Veröffentlichung und ihrem Inkrafttreten im Jahre 2011 definiert die ISO 26262 Vorgehen und Prozesse, die die technische Entwicklung im automobilen Umfeld beschreiben. Sie ist dabei auf elektrische und elektronische Systeme beschränkt, die in Personenkraftwagen bis 3,5 t zum Einsatz kommen und in Serie produziert werden. Im Gegensatz zu gesetzlichen Vorgaben hat die ISO 26262 einen normativen Charakter, d.h. stellt sie Anforderungen an Aktivitäten und Methoden, die bei der Entwicklung sicherheitsrelevanter Produkte berücksichtigt werden sollen. Ziel ist es, einen einheitlichen Systementwicklungsansatz für die immer komplexer werdenden Funktionen im Kraftfahrzeug zu definieren und somit die Möglichkeit von Fehlfunktionen zu minimieren. Im Folgenden soll in aller Kürze und stark vereinfacht die Entwicklung sicherheitskritischer Komponenten gemäß ISO 26262 beschrieben werden, für eine detaillierte Betrachtung sei auf die Norm verwiesen.

Der Sicherheitslebenszyklus einer Komponente beginnt damit, den Gegenstand der Untersuchung detailliert zu beschreiben. Dies beinhaltet eine Beschreibung hinsichtlich der Funktionalität, Schnittstellen, Umweltbedingungen, rechtlicher Anforderungen und weiterer Randbedingungen [ISO11]. Anschließend erfolgt die Erstellung eines Sicherheitsplan. Dieser sieht initial vor, eine Gefahrenanalyse und Risikobewertung durchzuführen. Aufgabe dieser ist es, Umstände und Situationen zu identifizieren, deren Auftreten potentiell gefährlich ist. Hierbei sind nur Situationen von Relevanz, bei denen Menschen zu Schaden kommen können, Sachschäden sind nicht Gegenstand dieser Betrachtung. Die ISO 26262 verlangt hierbei einen systematischen Ansatz, um möglichst eine vollständige Abdeckung potentieller Gefährdungsszenarien zu erhalten. Die

hierbei identifizierten Gefährdungsszenarien sollen anschließend anhand der Parameter „Schadensschwere“, „Kontrollierbarkeit“ und „Eintrittswahrscheinlichkeit“ klassifiziert werden.

Diese drei Klassifizierungen sind wiederum in Unterklassen eingeteilt. Bei der Schadensschwere reichen sie von S0 (keine Verletzungen) bis S3 (lebensbedrohliche Verletzungen), wie in Tabelle 1.1 dargestellt.

	<b>Schadensschwere</b>			
	<b>S0</b>	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>
<b>Beschreibung</b>	Keine Verletzungen	leichte und mäßige Verletzungen	ernsthafte Verletzungen, u. U. lebensgefährlich, Überleben wahrscheinlich	lebensbedrohliche Verletzungen oder tödliche Verletzungen

Tabelle 1.1: Klassifizierung der Schadensschwere [ISO11]

Die Klassifizierung der Eintrittswahrscheinlichkeit der Situationen ist in Tabelle 1.2 dargestellt, die jeweiligen Einstufungen reichen von E0 (nicht glaubhaft) bis E4 (hoch). Dabei wird entweder die Dauer, gemessen als prozentualer Anteil der Betriebsdauer, oder die Häufigkeit des Ereignisses in dem jeweiligen Fahrzyklus als Einordnungskriterium gewählt. Üblicherweise wird die Einstufung anhand des Situationskatalog gemäß [VDA] gewählt. Als ein typisches Beispiel kann angeführt werden, dass ein Fahrzeug ca. 1% bis 10% seiner Lebensdauer auf unbeleuchteten Straßen unterwegs ist.

	<b>Eintrittswahrscheinlichkeit</b>				
	<b>E0</b>	<b>E1</b>	<b>E2</b>	<b>E3</b>	<b>E4</b>
<b>Beschreibung</b>	nicht glaubhaft	sehr gering	gering	mittel	hoch

Tabelle 1.2: Klassifizierung der Eintrittswahrscheinlichkeit [ISO11]

Das dritte Kriterium, die Kontrollierbarkeit, welche in Tabelle 1.3 gezeigt ist, beschreibt, inwiefern die potentielle Gefahrensituation durch den Fahrer beherrschbar ist.

Als Ergebnis der Klassifizierung der jeweiligen Gefährdungssituation kann ein Integritätsmaß „Automotive Safety Integrity Level (ASIL)“ gemäß Tabelle 1.4 bestimmt werden. Die ASIL Einstufungen reichen von ASIL A (niedrigste Einstufung) bis ASIL D (höchste Einstufung), welche spezielle Maßnahmen erfordern um ein akzeptables Restrisiko zu erzielen. Eine Einstufung nach QM bedeutet, dass keine zusätzlichen Anforderungen gemäß ISO 26262 notwendig sind, es ist davon auszugehen, dass die Maßnahmen des Qualitätsmanagements (QM) ausreichend sind.

	<b>Kontrollierbarkeit</b>			
	<b>C0</b>	<b>C1</b>	<b>C2</b>	<b>C3</b>
<b>Beschreibung</b>	grundsätzlich beherrschbar	einfach beherrschbar	normalerweise beherrschbar	schwer beherrschbar oder unbeherrschbar

Tabelle 1.3: Klassifizierung der Kontrollierbarkeit [ISO11]

<b>Schadensschwere</b>	<b>Häufigkeit</b>	<b>Kontrollierbarkeit</b>		
		<b>C1</b>	<b>C2</b>	<b>C3</b>
S1	E1	QM	QM	QM
	E2	QM	QM	QM
	E3	QM	QM	A
	E4	QM	A	A
S2	E1	QM	QM	QM
	E2	QM	QM	A
	E3	QM	A	B
	E4	A	B	C
S3	E1	QM	QM	A
	E2	QM	A	B
	E3	A	B	C
	E4	B	C	D

Tabelle 1.4: Tabelle zur Bestimmung des ASIL [ISO11]

Aus der Einordnung der Gefahrensituationen gemäß ihres ASIL müssen nun entsprechende Sicherheitsziele definiert werden. Hierbei ist es Ziel der ISO 26262, das sich ergebende Restrisiko auf ein vertretbares Maß zu minimieren sodass unakzeptable Risiken vermieden werden. Im Kontext eines Steer-by-wire Systems könnte ein Sicherheitsziel beispielsweise in der Form wie „ein eigeninitiiertes Einlenken des Fahrzeugs ist zu vermeiden“ beschrieben sein.

An die Definition der Sicherheitsziele schließt sich die Ausarbeitung eines Sicherheitskonzepts an. Dieses bildet in erster Linie die Planungsgrundlage für die zu implementierenden Sicherheitsmechanismen [ISO11] [Ros14]. Die Sicherheitsziele bilden nun wiederum die Grundlage für das funktionale Sicherheitskonzept, welches die Sicherheitsziele auf Architekturelement im Fahrzeug zuordnet. Das funktionale Sicherheitskonzept berücksichtigt dabei die Fehlerentdeckung und -vermeidung, die sicheren Zustände des Systems, Fehlertoleranzmechanismen, ein Warnkonzept und gegebenenfalls Arbitrierungsmaßnahmen, wenn mehrere Systemteile auf die selbe Ressource zugreifen möchten [Ros14]. Die ISO 26262 definiert im Rahmen der funktionalen Sicherheitsanforderungen darüber hinaus unterstützende Prozesse und Sicherheitsanalysen wie „Failure Mode and Effects Analysis (FMEA)“ oder „Fault Tree Analysis (FTA)“, die zur Identifikation von Fehlern dienen.

Abschließend wird im Kontext der Verifikation geprüft, ob das funktionale Sicherheitskonzept und die daraus resultierenden implementierten Sicherheitsmaßnahmen wirksam sind und schlussendlich das Gefährdungspotential der identifizierten Situationen entsprechend der Vorgaben minimieren.

Eine wichtige und häufig eingesetzte Entwicklungsmöglichkeit der ISO2626 ist die sogenannte „ASIL-Dekomposition“. Dies erlaubt, dass nicht die gesamte Komponente nach dem höchsten ASIL entwickelt werden muss. Dazu kann die ursprüngliche Sicherheitsanforderung auf zwei unterschiedliche und sich ergänzende Anforderungen aufgespalten werden, welche dann einer niedrigeren ASIL-Einstufung entsprechen. Dabei ist der Nachweis zu erbringen, dass es keine Fehler gibt, die einen gleichzeitigen Ausfall der dekomponierten Anforderungen ergeben. Gemäß der ISO 26262 ist es beispielsweise möglich, eine ASIL D Anforderung auf zwei Komponenten mit jeweils ASIL B aufzuteilen. Der Vorteil ist hierbei, dass die jeweiligen Komponenten deutlich geringere Anforderungen an die Fehlererkennung als auch an die Detektion von latenten Fehlern haben (vgl. Tabelle 1.5). In Kombination einer geringen Ausfallrate, gemessen in failures in time (FIT), führt dies schließlich zu einer deutlichen Kostenreduktion der Komponente. Dabei entspricht 1 FIT einem Ausfall bezogen auf das Zeitintervall von einer Milliarde Stunden [JES01].

<b>Einstufung</b>	ASIL A	ASIL B	ASIL C	ASIL D
<b>Erkennungsmaß Einzelfehler</b>	Keine Vorgabe	>90%	>97%	>99%
<b>Erkennungsmaß latente Fehler</b>	Keine Vorgabe	>60%	>80%	>90%
<b>Ausfallrate</b>	<1000 FIT	<100 FIT	<100 FIT	<10 FIT

Tabelle 1.5: Tabelle zum Erkennungsmaß und Ausfallraten [ISO11]

### 1.3.2 Fehlertolerante Systeme und Ausfälle

Im technischen Umfeld wird unter einem fehlertoleranten Systeme ein System verstanden, welches auch nach Auftreten von einer begrenzten Zahl von unvorhergesehenen Fehlern weiterhin seine Funktion aufrechterhält. Hierfür müssen Maßnahmen ergriffen werden, die beim Auftreten von Fehlern das System wieder in einen fehlerfreien bzw. weiterhin funktionstüchtigen Zustand überführen.

Im Kontext der ISO 26262 werden üblicherweise zwei wesentliche Zustände definiert, welche das System im Falle eines Fehlers einnehmen kann:

- *Fail Operational*: Nach Auftreten eines Einzelfehlers bleibt das System bzw. die Komponente voll funktionsfähig.

- *Fail Safe*: Das Auftreten eines Fehler führt dazu, dass das System bzw. die Komponente ausfällt und dabei einen sicheren Zustand einnimmt. Dieser ist so ausgestaltet, dass das Gesamtsystem nicht gefährdet wird. Als Beispiel kann hier die Servolenkung angeführt werden; diese ist im Fehlerfall nicht aktiv und kann die Lenkung nicht blockieren. Der Fahrer kann das Fahrzeug weiterhin steuern, es ist jedoch ein erhöhter Kraftaufwand notwendig.

Darüber hinaus werden in der ISO 26262 zwischen zufälligen und systematischen Fehlern unterschieden. Unter erstere fallen Fehler, die durch zufällige Ausfälle von Bauteilen auf Hardwareebene hervorgerufen werden. Diese sind statistisch durch Ausfallwahrscheinlichkeiten beschrieben und müssen im Rahmen der Sicherheitsanalyse bzw. der „Failure Modes, Effects and Diagnostic Analysis (FMEDA)“ berücksichtigt werden. Im Gegensatz dazu sind systematische Fehler diejenigen Fehler, die durch den Menschen im Rahmen der Entwicklung entstehen. Dabei ist es Ziel der ISO 26262, diese durch Prozesse und Kontrollmechanismen entsprechend einzudämmen [Hil12]. In unmittelbarem Zusammenhang mit der Entwicklung von Fail-Operational-Systemen ist die „Verfügbarkeit“ bzw. die „Hochverfügbarkeit“ eines Systems zu nennen. Die Verfügbarkeit definiert sich als Wahrscheinlichkeit oder Maß, ob ein technisches System die gegebenen Anforderungen innerhalb eines definierten und geplanten Zeitraumes erfüllt. Diese Verfügbarkeit ist üblicherweise dahingehend zu verstehen, dass das System seine Funktion fehlerfrei und ohne Einschränkungen erbringt. Solche hohe Verfügbarkeit lässt sich im Allgemeinen nur durch Redundanz erbringen, auf welche im folgenden Kapitel näher eingegangen werden soll.

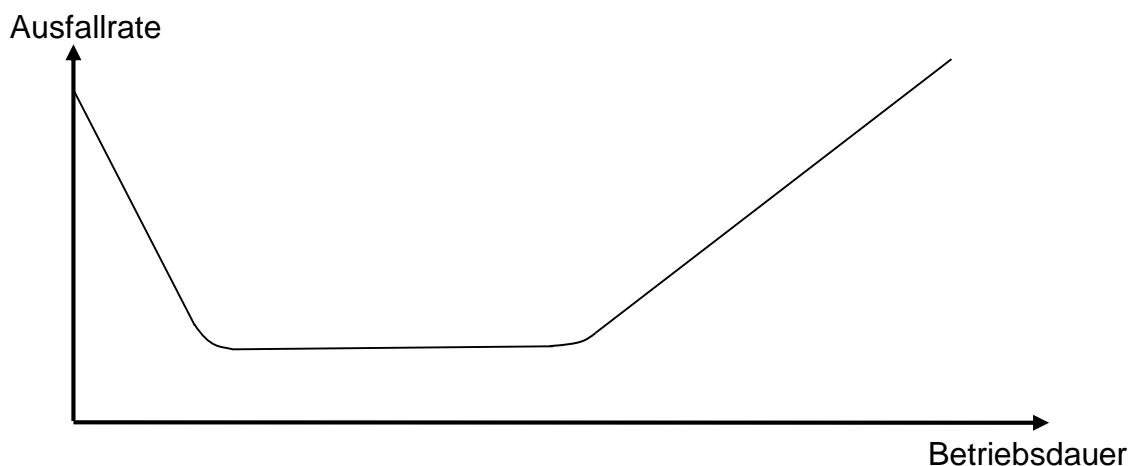


Abbildung 1.5: Ausfallrate - „Badewannenkurve“ [BGe08]

Des Weiteren wird im technischen Umfeld die Ausfallrate als Maß für die Ausfallhäufigkeit einer Baugruppe oder eines Bauteils angegeben, sie beschreibt die Anzahl von Ausfällen pro Zeitdifferenz. Die real auftretenden Ausfälle sind jedoch nicht gleichmäßig über die Lebensdauer verteilt, sie sind ebenfalls eine Funktion der Zeit. Trägt man

diese Abhängigkeit grafisch auf, erhält man die in Abbildung 1.5 dargestellte charakteristische „Badewannenkurve“ [BGe08]. Systeme, die mit Produktionsfehlern behaftet sind, versagen üblicherweise kurz nach ihrer Indienststellung, was die hohen anfänglichen Ausfallraten erklärt. Durch beschleunigtes Altern unter hoher Temperatur, das sogenannte *Burn-In*, können diese Fehler direkt nach Herstellung identifiziert und die Komponente erst nach erfolgreichem Bestehen des Test zur Verwendung freigegeben werden. Es folgt eine Phase geringer Ausfallrate über einen langen Zeitraum hinweg, was dem Boden der Badewanne entspricht. Diese Rate wird häufig als Grundlage von Zuverlässigkeitsbetrachtungen verwendet. Verschleiß und Alterung bedingen schließlich einen langsamen Wiederanstieg der Ausfallrate, nachdem eine geplante Betriebsdauer überschritten ist.

### 1.3.3 Redundanz

Der Begriff der Redundanz wird in verschiedenen Themenfeldern genutzt, insbesondere im Umfeld technischer Systeme und der Nachrichten- bzw. Informationstechnologie. Bei technischen Systemen werden funktionsbereite und verfügbare Komponenten als „redundant“ bezeichnet, wenn diese in einem fehlerfreien System nicht zum Betrieb notwendig sind [Ech90]. Redundanz im Sinne der Informationstechnologie bezeichnet Informationen oder Daten, welche im störungsfreien Betrieb entfallen können, ohne dass sich ein Informationsverlust einstellt [Ech90]. Das Ziel von Redundanz ist in der Regel die Erhöhung der Betriebssicherheit bzw. Reduzierung der Ausfallwahrscheinlichkeit.

Redundanz kann auf verschiedene Arten erreicht werden. Bei struktureller oder sta-

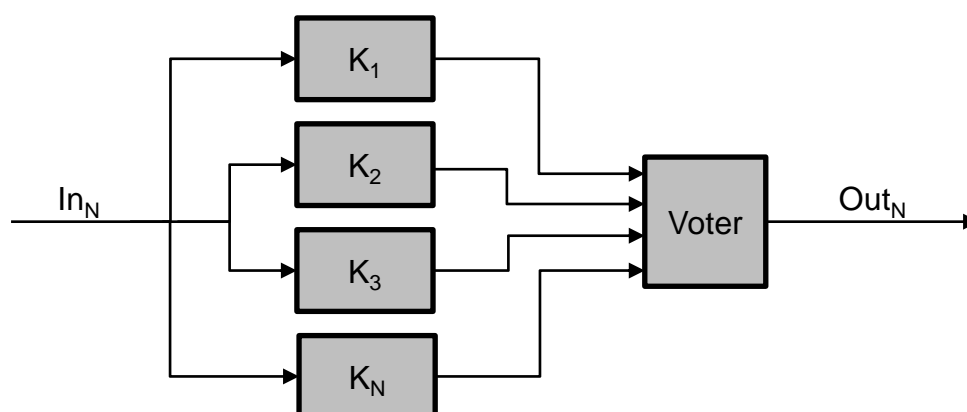


Abbildung 1.6: Strukturelle Redundanz mit Mehrheitsentscheider

tischer Redundanz wie in Abbildung 1.6 sind Komponenten  $K_1$  bis  $K_N$  mit gleicher Funktion mehrfach vorhanden. Ein gegebener Eingangswert oder ein Tupel von Eingangswerten  $In_N$  werden durch eine beliebige  $N$  Anzahl von Komponenten verarbeitet. Ein nachgeschalteter Mehrheitsentscheider vergleicht die berechneten Ergebnis-

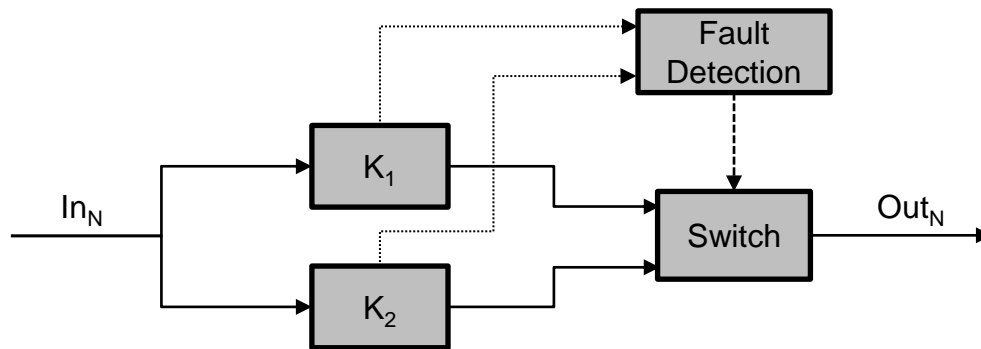


Abbildung 1.7: Dynamische Redundanz - Hot Standby

se. Schlussendlich wird das Ergebnis ausgegeben und demnach als korrekt bewertet, welches durch die Mehrheit der Komponenten berechnet wurde; abweichende Ergebnisse werden verworfen. Somit ist eine zuverlässige Detektion von fehlerhaften Werten realisierbar. Dieses Prinzip der „2-aus-3 Mehrheitsentscheidung“ wird derzeit in der Luftfahrt in „Fly-By-Wire“ Systemen angewendet. Dort werden Systeme dreifach redundant abgesichert, die wiederum selbst als dreifach redundant ausgeführt sind [Yeh96]. Strukturelle Redundanz ist im Allgemeinen mit erheblichen Zusatzkosten verbunden, sodass bei der Planung und Entwurf fehlertoleranter Systeme versucht wird, den Mehraufwand der Hardware gering zu halten. Vielmehr wird der Ansatz verfolgt, die zusätzlich eingebrachte Hardware zur Leistungssteigerung zu nutzen [Ech90].

Systeme mit dynamischer Redundanz sind bereits mit nur zwei Komponenten  $K_1$  und  $K_2$  gemäß Abbildungen 1.7 und 1.8 realisierbar, es sind jedoch zusätzliche Information zum Systembetrieb nötig. Im Falle einer Fehlfunktion von einer der beiden Komponenten kann die zweite als Ersatz eingesetzt werden. Ein etwaiger aufgetretener Fehler muss dazu von einem Überwachungsmodul erkannt werden. Folglich müssen die verwendeten Komponenten in der Lage sein, mittels Eigendiagnose einen fehlerhaften Zustand zu detektieren und diesen demnach auch zu kommunizieren. Eine entsprechende Instanz bewältigt die Umschaltung zwischen den Komponenten. Ergänzend zur Fehlererkennung innerhalb der Komponente können auch weitere Instanzen, wie hier zum Beispiel der Umschalter, zu einer weiteren Plausibilisierung von Messgrößen herangezogen werden.

Das in Abbildung 1.7 gezeigte Redundanzprinzip setzt für eine korrekte Funktion voraus, dass beide Komponenten  $K_1$  und  $K_2$  ständig in Betrieb sind. Nur so kann eine fortlaufende Eigendiagnose und eine schnelle Umschaltung im Fehlerfall garantiert werden. Potentiell nachteilig kann hierbei sein, dass die redundante Komponente ebenfalls Verschleiß ausgesetzt ist, obwohl sie im ordnungsgemäß arbeitenden System keine Funktion erbringt.

Gegenteilig dazu arbeitet das gemäß Abbildung 1.8 dargestellte Konzept, welches al-

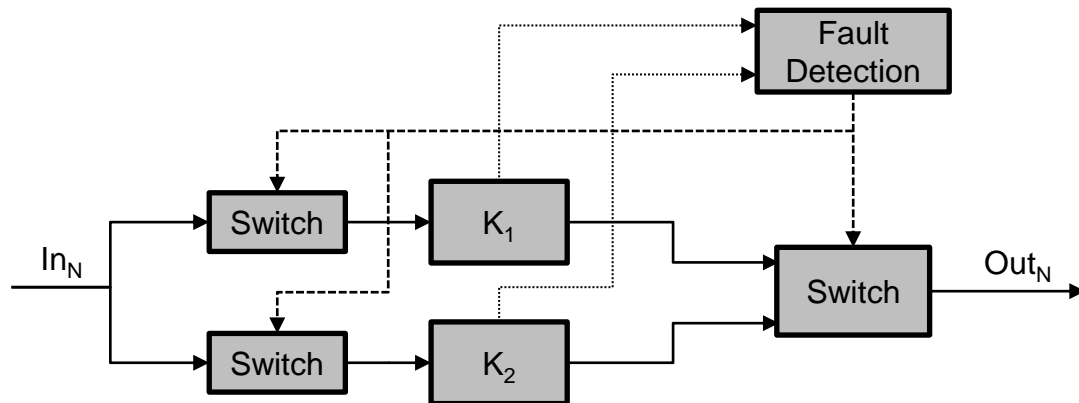


Abbildung 1.8: Dynamische Redundanz - Cold Standby

len voran im Kontext der Informationstechnologie als „cold standby“ bezeichnet wird. Die redundante Komponente ist bei Bedarf verfügbar, aber während des ordnungsgemäßen Betriebs nicht eingeschaltet und somit keinem Verschleiß oder Ähnlichem ausgesetzt. Da die redundante Komponente erst aktiviert werden muss und danach auf diese umgeschaltet wird, ist hier ein schnelles Umschalten im Allgemeinen nicht möglich.

Die anhand Abbildung 1.6 bis 1.8 erläuterten Konzepte sehen allesamt redundante oder mehrfach redundante Komponenten vor. Dabei ist lediglich die mögliche Verschaltung der Komponenten beleuchtet worden, jedoch nicht die Ausgestaltung der Komponenten selbst. So ist es prinzipiell möglich, dass alle  $N$  Komponenten baugleich sind. Dies bedeutet im Allgemeinen, dass sowohl Hardware als auch die möglicherweise eingesetzte Software in der Komponente identisch sind und mehrfach im System eingesetzt werden. Die damit verbundenen Skaleneffekte bedeuten niedrigere Stückkosten sowie nur einen einmaligen Entwicklungsaufwand, was schlussendlich zu reduzierten Systemkosten führt. Nachteilig ist jedoch, dass systematische Fehler in dieser Konstellation fatale Folgen haben können. So kann beispielsweise ein fehlerhaft ausgelegtes Bauteil oder ein Softwarebug zur Folge haben, dass alle  $N$  Teilkomponenten gleichzeitig ausfallen. Daher ist dieser Herangehensweise für Systeme mit höchsten Anforderungen an Sicherheit und Zuverlässigkeit nur bedingt geeignet.

Dem gegenüber steht der Ansatz der „diversitären Redundanz“. Hierbei sind, beispielhaft bezogen auf Abbildung 1.6, alle  $N$  Teilkomponenten verschieden, jedoch erfüllen sie die selbe Funktion. Um maximale Diversität zu erreichen, wird bereits im Entwicklungsprozess angesetzt. So wird bei der Steuergeräteentwicklung vorgegeben, dass auf jeder Teilkomponente unterschiedliche Prozessorarchitekturen verwendet werden müssen. Zudem werden verschiedene unabhängige Teams eingesetzt, die die jeweilige Teilkomponente entwerfen. Gleiches Prinzip wird auf die Software angewendet, diese wird ebenfalls von unabhängigen Programmierern erstellt. Sämtliche dieser Maß-

nahmen zielen darauf ab, die Wahrscheinlichkeit von systematischen Fehlern zu minimieren, sodass nur noch zufällige Fehler zu erwarten sind. Da dieser Entwicklungsprozess sehr ressourcenintensiv und damit zu hohen Kosten führt, kommen vollständig „diversitär redundante“ Systeme hauptsächlich in der Luftfahrt zum Einsatz, wie beispielsweise im Fly-By-Wire System der Boeing 777 [Yeh96].

Im Kontext der Informationsverarbeitung finden noch weitere Redundanzkonzepte Anwendung. Bussysteme im Fahrzeug transportieren kontinuierlich große Datenmengen zwischen Steuergeräten, Sensoren und weiteren Systemkomponenten. Die Integrität dieser Daten ist, insbesondere wenn sie für sicherheitsrelevante Funktionen genutzt werden, von großer Bedeutung. Der im Fahrzeug weit verbreitete CAN-Bus nutzt beispielsweise eine angehängte redundante Prüfsumme (Cyclic Redundancy Check (CRC)), um fehlerbehaftete Datenpakete mit hoher Wahrscheinlichkeit zu identifizieren. Die Nutzung von zusätzliche Informationen wie Prüfbits wird im Allgemeinen als Informationsredundanz bezeichnet. Bei einfachen Bussystemen, wie dem CAN-Bus, ist CRC lediglich die Aufdeckung von statistischen Fehlern darstellbar, eine Korrektur ist nicht möglich. Somit ist nur eine zeitliche Redundanz möglich, wenn die identische Nachricht mehrfach versendet wird oder erneut angefragt wird.

## 1.4 Bordnetze im KFZ und deren Entwicklung

Die geforderten CO<sub>2</sub>-Grenzwerte der Europäischen Kommission stellen für die gesamte Automobilindustrie eine enorme Herausforderung dar. Diese fordert ab 2021 eine Senkung des durchschnittlichen CO<sub>2</sub>-Ausstoßes auf 95g/km für Personenkraftwagen, welche für ausschließlich mit Verbrennungskraftmaschinen angetriebenen Fahrzeuge kaum noch zu erreichen sind [YW12]. Bereits in den vergangenen Jahren sind alternative Antriebskonzepte erforscht und umgesetzt worden, die es grundsätzlich ermöglichen, die geforderten Flottenemissionen zu erreichen. Als Ergebnis dieser Bemühungen sind die heutigen Hybridfahrzeuge sowie die rein elektrisch betriebenen Fahrzeuge zu nennen, deren Marktdurchdringung [BBK18] aufgrund noch vergleichsweise hoher Anschaffungskosten relativ gering ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die dort, zusätzlich zum konventionellen 12V Bordnetz, zum Einsatz kommenden 48V bzw. Hochvoltssysteme erheblichen technischen Mehraufwand erfordern.

Im folgenden Kapitel soll kurz auf das derzeit wichtige 12V Bordnetz eingegangen werden, welches in nahezu jedem PKW eingesetzt wird. Anschließend wird dann auf das Potential des 48V Bordnetzes und damit verbundenen technischen Herausforderungen bei deren Umsetzung im Automobil beleuchtet.

### 1.4.1 Konventionelles 12V-Bordnetz

Die in Tabelle 1.6 gezeigte chronologische Auflistung skizziert diejenigen technischen Innovationen, welche maßgeblichen Einfluss auf die Elektrifizierung des Kraftfahrzeugs

hatten und damit die konsequente Weiterentwicklung der Bordnetzes forciert haben. Gerade ab den 1990er Jahren ist ein starker Anstieg der Fahrzeugfunktionen zu ver-

Jahr	Innovation
1950er	Beispiel Mercedes 170V: Die elektrischen Komponenten beschränken sich auf Lichtmaschine und Batterie sowie die Verkabelung für Zündung, Blinker und Lampen. Die Länge des Kabelbaums beläuft sich auf ca. 30m bis 50m. [BS11]
1970er	Mercedes bringt das ABS in der Serie in der S-Klasse. Diese verfügte zudem erstmals über eine elektronische gesteuerte Einspritzung
1980er	Bosch entwickelt CAN Bus mit dem Ziel der Reduktion von Leitungen im Fahrzeug.
1990er	CAN Bus erhält Einzug ins Fahrzeug, elektronisches Motormanagement wird Standard. Fahrdynamiksysteme (ESP, Daimler bzw. DSC, BMW) werden erstmals in Oberklassefahrzeuge eingeführt.
2000er	S-Klasse verbaut bis zu 80 Steuergeräte. Der Kabelbaum erreicht ein Gewicht von 39 kg und ca. 2200 m Länge. Steter Zuwachs und Angebot von Fahrassistenz- und Infotainmentsystemen. [BS11]
2010er	Markteinführung von Elektrofahrzeugen wie BMW i3 und Tesla Model S mit Hochvoltsystem für den Antriebsstrang.

Tabelle 1.6: Entwicklung der Elektronik im KFZ

zeichnen. Wesentliche Treiber dafür waren verschärfte Abgas- und Sicherheitsbestimmungen sowie deutlich komplexere Infotainment- und Assistenzsysteme. Bei letzteren sind allen voran Funktionen für automatisierte Fahrfunktionen der SAE Level 3 und höher zu nennen, welche nur durch ein komplexes Zusammenwirken mehrerer Steuergeräte realisiert werden können. Dieses Zusammenspiel war erst durch die Einführung von Bussystemen (wie z.B. dem CAN Bus) möglich geworden. Um die Funktion dieser Systeme zu gewährleisten, müssen sie zuverlässig aus dem Bordnetz des Fahrzeugs versorgt werden. Aus einem einfachen 6V-Bordnetz zu einfachen Beleuchtungszwecken in den Anfängen des Automobils ist mittlerweile ein leistungsstarkes Netz mit einer Nennspannung von 12V entstanden. Dieses 12V-Netz ist immer weiter angewachsen und versorgt mittlerweile bis zu 80 oder mehr Steuergeräte und weitere Komponenten mit einer Gesamtleistung von rund 3 kW [BS11] und erreicht damit die Grenzen seiner Leistungsfähigkeit. Weiterhin ist durch Hesse [Hes11] gezeigt worden, dass das 12V-Netz während Lastspitzen bereits eingeschränkt ist, sodass sich Komforteinbußen wie beispielsweise eine schwergängigere Electric Power Steering (EPS) bei Lenken im Stand beobachten lassen.

### 1.4.2 48V-Bordnetz

Bereits Anfang der 90er Jahre ist über eine Anhebung der Bordnetzspannung diskutiert worden. Der gestiegene Leistungsbedarf aufgrund der stetig zunehmenden Anzahl an Verbrauchern erfordert konsequenterweise ein leistungsfähigeres Bordnetz, welchen das etablierte 12V-Bordnetz nicht im Stande ist zu decken. Allgemeiner Konsens war, dass diese Mehrleistung nur über eine Anhebung des Spannungsniveaus erreicht werden kann. Dies bedeutet folglich, dass die Ströme durch den Kabelbaum nicht weiter ansteigen müssen, somit ist der Einsatz gleicher oder gar geringerer Kabelquerschnitte möglich, wodurch der Kabelbaum weitestgehend gleich gehalten beziehungsweise sogar leichter ausgestaltet werden kann.

Ein Konsortium bestehend aus Automobilherstellern und -zulieferern hatte sich zum Ziel gesetzt, das 42V-Bordnetz anstelle des 12V-Bordnetzes einzuführen. Diese Spannungslage wurde so gewählt, dass unter Berücksichtigung von Toleranzen eine im Bordnetz auftretende Spannung von unter 60 V garantiert werden konnte, was teure Berührungsschutzmaßnahmen vermeidbar machte.

Trotz der technologischen Vorteile, die das 42V-Bordnetz dadurch verspricht, konnte es sich nicht als Ersatz des etablierten 12V-Bordnetzes durchsetzen. Dies ist rückblickend auf verschiedene Umstände zurückzuführen. Der zunächst prognostizierte, kurzfristige große Anstieg der Verbraucherleistung im Bordnetz war nicht im vorausgesagten Umfang eingetreten. Darüber hinaus bedeutet eine Umrüstung von 12 V auf 42 V eine immense Kostensteigerung ohne direkten Mehrnutzen. Zudem wurden damals deutlich leistungsstärkere 12V-Generatoren in der Größenordnung von circa 3,5 kW vorgestellt, die in der Lage waren, die geforderte Leistung im 12V-Bordnetz zu erbringen. Somit wurde das 42V-System nie tauglich für den Massenmarkt und schlussendlich wieder verworfen.

Die heutige Motivation zur Einführung des 48V-Bordnetzes ähnelt sehr der 42V-Diskussion: Das konventionelle 12V-Bordnetz ist derzeit nicht in der Lage, mehr als ca. 3 kW bis 3,5 kW elektrischer Leistung zu Verfügung zu stellen, das Anheben der Bordnetzspannung auf 48 V ermöglicht die rund vierfache Bordnetzleistung bei gleichbleibenden Kabelquerschnitten. Zudem ist die Spannungslage wiederum so gewählt, dass auftretende Dauerspannungen unter 60 V liegen und somit auf einen kostenintensiven Berührungsschutz verzichtet werden kann.

Im Gegensatz zur 42V-Diskussion ist das 48V-Bordnetz nicht als Ersatz des 12V-Bordnetzes zu sehen, sondern stellt vielmehr eine Ergänzung für leistungsintensive Verbraucher dar. Dies bietet den Vorteil, dass bereits entwickelte Komponenten beibehalten werden können, was den Kostendruck maßgeblich senkt.

Als Hauptmotivator für seine Einführung ist jedoch die bereits eingangs erwähnte gesetzliche Vorgabe der europäischen Union zu sehen, die eine Senkung der durch-

schnittlichen CO<sub>2</sub>-Emission auf 95g CO<sub>2</sub> pro Kilometer für PKW ab dem Jahr 2021 fordert. Des Weiteren werden zunehmend elektronisch gesteuerte Funktionen verbaut, die auf erhöhten Komfort im Innenraum abzielen sowie den Komfort des Fahrwerk steigern sollen. Beides verlangt nach höherer Leistungsfähigkeit des Bordnetzes. Es können zwei Bereiche identifiziert werden, wo das 48V-Bordnetz seine Vorteile maßgeblich geltend machen kann:

- Hybridisierung des Antriebsstrangs: Hierbei wird der verbrennungsmotorische Antriebsstrang des Fahrzeugs abhängig von seiner technischen Ausprägung hybridisiert.
- Erweiterung bzw. Entlastung des bisherigen 12V-Bordnetzes: Erweiterung des bestehenden Bordnetzes um ein 48V-Netz zur Versorgung leistungsintensiver Fahrzeugfunktionen zur Komfort- und Effizienzsteigerung.

Die zuvor genannten Punkte bzw. Einsatzzwecke sollen nachfolgend in dem Kapitel 1.4.3 (Verbraucher im Bordnetz) näher betrachtet werden.

Die deutschen Automobilhersteller, darunter AUDI, BMW, Daimler, Porsche und VW, haben mit der LV148 eine jeweilige Konzernnorm geschaffen, die die Anforderungen an das 48V-Bordnetz im Kraftfahrzeug definiert. Die dort festgelegten Spannungsgrenzen sind in Abbildung 1.9 aufgeführt. Für Gleichspannungen größer als 60 V ist nach ECE-R 100 ein Berührungsschutz erforderlich. Im Bereich zwischen  $U_{48\max,high,limited}$  und  $U_{48r}$  liegt der Überspannungsbereich inklusive aller Toleranzen mit 2 V Sicherheitsreserve bis zur Berührungsschutzspannung. In diesem Bereich soll der Überspannungsschutz aktiv sein, um Überspannungen und Transienten wie sie bei beim Lastabwurf (engl. load dump) auftreten können, abzufangen. Der darunter liegende Bereich von  $U_{48\max,unlimited}$  und  $U_{48\max,high,limited}$  ist maßgeblich die Aufnahme von Rückspeiseenergie während des Rekuperierens vorgesehen. Der Nennspannungsbereich des 48V-Netzes wird durch den Bereich von  $U_{48\max,unlimited}$  und  $U_{48\min,unlimited}$  beschrieben, woran sich der Spannungsbereich bis  $U_{48\min,low,limited}$  anschließt. Dieser untere Spannungsbereich ist nur temporär zulässig, zudem sind gemäß LV148 Gegenmaßnahmen zu ergreifen, um in den Betriebsspannungsbereich ohne Funktionseinschränkung zurückzukehren. Sämtliche Spannungen unterhalb  $U_{48\min,low,limited}$  gelten als „Unterspannungen“, während dieses Zustandes ist kein funktionaler Betrieb der Komponente vorgesehen.

Weiterhin definiert die Norm Funktionalitätsanforderungen, die sich bei Über- oder Unterschreitung der jeweiligen Spannungsgrenzen im Rahmen der elektrischen Prüfungen bzw. des Betriebs der Komponente ergeben:

- Funktionszustand A: Die Komponenten sind uneingeschränkt betriebsfähig und erbringen ihre bestimmungsgemäße Funktion.

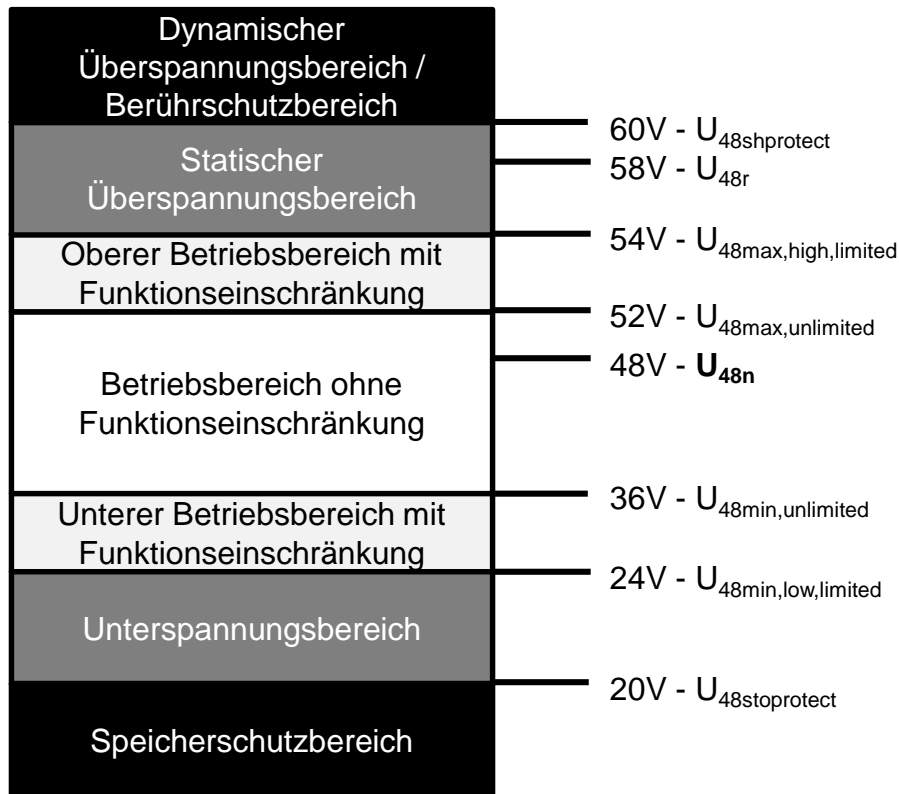


Abbildung 1.9: Spannungsgrenzen nach LV148

- Funktionszustand B: Volle Funktionalität muss erhalten bleiben, Funktionen können aber außerhalb der spezifizierten Grenzen liegen. Nach Wiederherstellung des normalen Betriebsspannungsbereichs muss Funktionszustand A automatisch eintreten.
- Funktionszustand C: Eine oder mehrere Funktionen können ausfallen, die Komponente ist jedoch weiterhin betriebsfähig. Es dürfen keine undefinierten Zustände eingenommen werden, die Begrenzung der elektrischen Leistung ist zulässig. Nach Wiedereintritt in den normalen Betriebsspannungsbereichs muss Funktionszustand A oder B automatisch erreicht werden.
- Funktionszustand D: Eine oder mehrere Funktionen können ausfallen. Nach Wiederherstellung des normalen Betriebsspannungsbereichs muss nach einem einfachen Eingriff wie ein Reset wie Neustart des Fahrzeugs der Status A erreicht werden.

Insbesondere im Hinblick auf die Verwendung der Komponente in sicherheitsrelevanten Anwendung des 48V-Netzes muss sichergestellt werden, dass die Energieversorgung eine uneingeschränkte Funktion der Komponente zulässt.

### 1.4.3 Verbraucher im Bordnetz

Für die Modellierung und Auslegung des Gesamtbordnetzes ist es entscheidend, genaue Kenntnis über die im System befindlichen Verbraucher hinsichtlich ihrer Leistungsaufnahme zu besitzen. Diese soll in den nachfolgenden Tabellen für exemplarisch ausgewählte Verbraucher dargestellt werden.

Grundlegende Verbraucher				
Verbraucher	$P_{\max}$	$P_{\text{avg}}$	$U_{\text{nom}}$	Quelle
Starter	2000 W	k.A.	12 V	[Bos07]
Motronic, Kraftstoffpumpe	250 W	250 W	12 V	[Bos07]
Abblendlicht	110 W	90 W	12 V	[Bos07]
Weitere Leuchten	215 W	40 W	12 V	[Bos07]
Schlussleuchte	30 W	25 W	12 V	[Bos07]
Kontrollleuchten	22 W	20 W	12 V	[Bos07]
Beheizbare Heckscheibe	200 W	60 W	12 V	[Bos07]
Elektr. Kühlerventilator	120 W	30 W	12 V	[Bos07]

Tabelle 1.7: Auswahl grundlegender Verbraucher im Bordnetz

Verbraucher zur Komfortsteigerung				
Verbraucher	$P_{\max}$	$P_{\text{avg}}$	$U_{\text{nom}}$	Quelle
Beheizbare Frontscheibe	2000 W	60 W	12 V / 48 V	[Bos07]
Radio	20 W	20 W	12 V	[Bos07]
Innenraumheizung, Gebläse	120 W	50 W	12 V	[Bos07]

Tabelle 1.8: Verbraucher zur Komfortsteigerung im Bordnetz

Innovative Verbraucher				
Verbraucher	$P_{\max}$	$P_{\text{avg}}$	$U_{\text{nom}}$	Quelle
Radindividueller Lenksteller	750 W	100 W	48 V	[SE16]
Wankstabilisation	6000 W	k.A.	48 V	[Hoc13]
	1000 W	k.A.	12 V	
Elektrisch Angetriebener Verdichter	6200 W	1300 W	48 V	[BMe15]
	2400 W	850 W	12 V	[BMe15]
Starter-Generator	14 000 W (mech.)	k.A.	48 V	[Con18]
	16 000 W (regen.)	k.A.	48 V	[Con18]
Elektrische Kühlmittelpumpe	400 W	k.A.	12 V / 48 V	[Pie18]
Elektrischer Zuheizung Katalysator	bis 3000 W	k.A.	12 V / 48 V	[ST00]

Tabelle 1.9: Innovative Verbraucher im Bordnetz

Aus den Tabellen 1.7 bis 1.9 ist leicht ersichtlich, dass sich die Leistungsaufnahme der Verbraucher stark unterscheidet, sowie die Häufigkeit bzw. Dauer, die diese Komponenten in Betrieb sind. Dabei sind bereits die grundlegenden Verbraucher mit einem

durchschnittlichen Energiebedarf von rund 600 W gedeckt, während die Spitzenleistung deutlich darüber liegt. Übertroffen bezüglich ihres Leistungsbedarfes werden diese durch innovative Komponenten wie beispielsweise die aktive Wankstabilisation oder elektrisch betriebene Verdichter, deren Leistungsaufnahme größer als die Leistungsfähigkeit des gesamten 12V-Bordnetzes ist. Weiterhin sind als innovative Komponenten Lenksteller für radindividuelle Lenksysteme zu nennen, wie sie in [SE16] beschrieben werden. Diese erreichen eine kumulierte Leistungsaufnahme von rund 1500 W bei entsprechenden Lenkmanövern. Zusammenfassend kann also festgestellt werden, dass sich die zuvor genannten Komponenten aufgrund ihres Leistungsbedarfs oder weiterer Anforderungen wie Bauraum (vgl. Lenksteller) nur effizient aus dem 48V-Netz versorgen lassen.

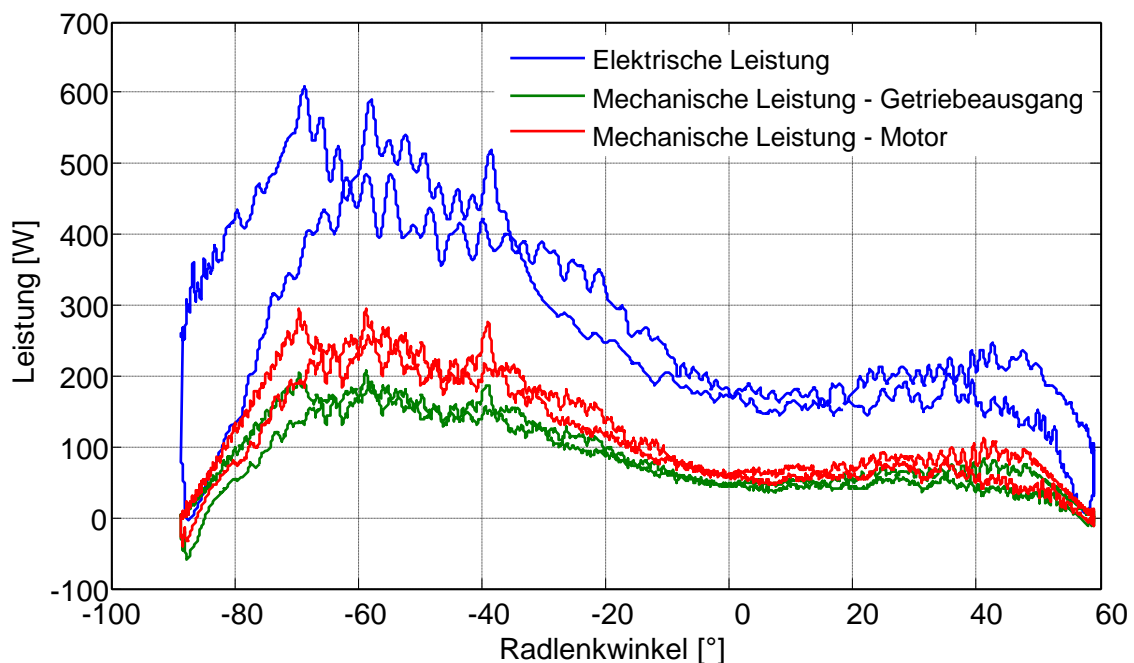


Abbildung 1.10: Leistungsmessung Lenksteller SpeedE

#### 1.4.4 Energiequellen im Bordnetz

Unabhängig von der Bordnetztopologie sind üblicherweise mehrere Energiequellen im Kraftfahrzeug vorhanden. Dazu zählen wiederaufladbare Batterien bzw. Akkumulatoren sowie der Startergenerator. Zuzüglich sollen hier die Leistungswandler genannt werden, die zwar keine Energiespeicher im eigentlichen Sinne darstellen. Sie sind vielmehr als Kopplungselemente zwischen verschiedenen Spannungsebenen im Bordnetz zu verstehen, können aber elektrisch betrachtet auf die jeweilige Spannungsebene analog zur Batterie wie eine Quelle oder Senke verstanden werden.

#### 1.4.4.1 Energiespeicher

Gemäß [Bos02] werden im KFZ zwischen Starterbatterien im klassischen (12V-)Bordnetz und Traktionsbatterien für Elektro- und Hybridfahrzeuge als Energiespeicher unterschieden. Bedingt durch die nahezu vollständige Auslastung der Bordnetze werden entsprechend hohe Anforderungen an die Stromtragfähigkeit und Zuverlässigkeit jeweiligen Energiespeicher gestellt. So kommen im 12V-Bordnetz seit Jahrzehnten wartungsarme Bleisäure oder Blei-Gel Akkumulatoren zum Einsatz. Durch ihre hohe Stromtragfähigkeit und einfache Möglichkeit der Wiederaufladung durch Konstantspannung haben sie sich im 12V-Bordnetz durchgesetzt [Bos02].

Vor dem Hintergrund der Elektromobilität ist die Bedeutung der Traktionsbatterien gerade in den letzten Jahren stark angestiegen, da sie einen entscheidenden Baustein zur Umsetzung emissionsarmer (Elektro-) Mobilität darstellt. Dementsprechend steht die Batterietechnik, gefördert durch eine Vielzahl staatlicher und privater Programme, verstärkt Fokus aktueller Forschungsaktivitäten. Im Bereich der Traktionsbatterien werden derzeit maßgeblich Zellen auf Lithium-Ionen- oder Lithium-Polymer-Basis verwendet [XZW<sup>+</sup>19]. So ist im BMW i3 ein Batteriepack mit 96 Zellen verbaut, das Tesla Model S nutzt in der Modellvariante mit der 85 kWh Batterie ein Pack bestehend aus insgesamt 7104 Einzelzellen vom Typ 18650 [Fre16].

Hinsichtlich der Leistungsfähigkeit können verschiedene charakteristische Kenngrößen zur Bewertung der Batterien herangezogen werden. Dies ist unter anderem die (gravimetrische) Energiedichte, welche den Energiegehalt pro Gewichtseinheit der Batterie, üblicherweise in Wattstunden pro Kilogramm (Wh/kg) widerspiegelt. Abbildung 1.11 zeigt exemplarisch die Energie- und Leistungsdichte ausgewählter Speichertypen. Es ist ersichtlich, dass die bewährte Blei-Säure-Batterie mit einer Energiedichte von rund 30 Wh/kg deutlich hinter der Leistungsdichte moderner Lithium-basierter Speichertypen mit mehr als 150 Wh/kg zurückbleiben. Dem entgegen steht die Notwendigkeit eines Batteriemanagementsystem (BMS), welches die Lithium-Zelle überwacht und somit betriebssicher macht [DN09] [Che12]. Hinzu kommen deutlich höhere Kosten pro Zelle im Vergleich zu klassischen Blei-Säure-Batterie. Aufgrund des hohen Preises im Automobilbereich und dem bewährten, weit entwickelten und günstigen System „Blei-Säure-Batterie“ bleibt zu erwarten, dass diese im verbrennungsmotorischen Kraftfahrzeug weithin bevorzugt verwendet wird. Neuartige Speichermedien wie die Lithium-Ionen-Batterie werden demnach verstärkt Anwendungen im Hybrid oder voll-elektrischen Fahrzeug, gegebenenfalls neben dem klassischen 12V-Bordnetz, finden.

#### 1.4.4.2 Startergenerator

Der Startergenerator kombiniert die Funktionen von Starter und Lichtmaschine (Generator) in einer einzigen elektrischen Maschine, was Vorzüge in Bezug auf Gewicht und Bauraum gegenüber Einzelkomponenten erlaubt. Er arbeitet entsprechend seiner

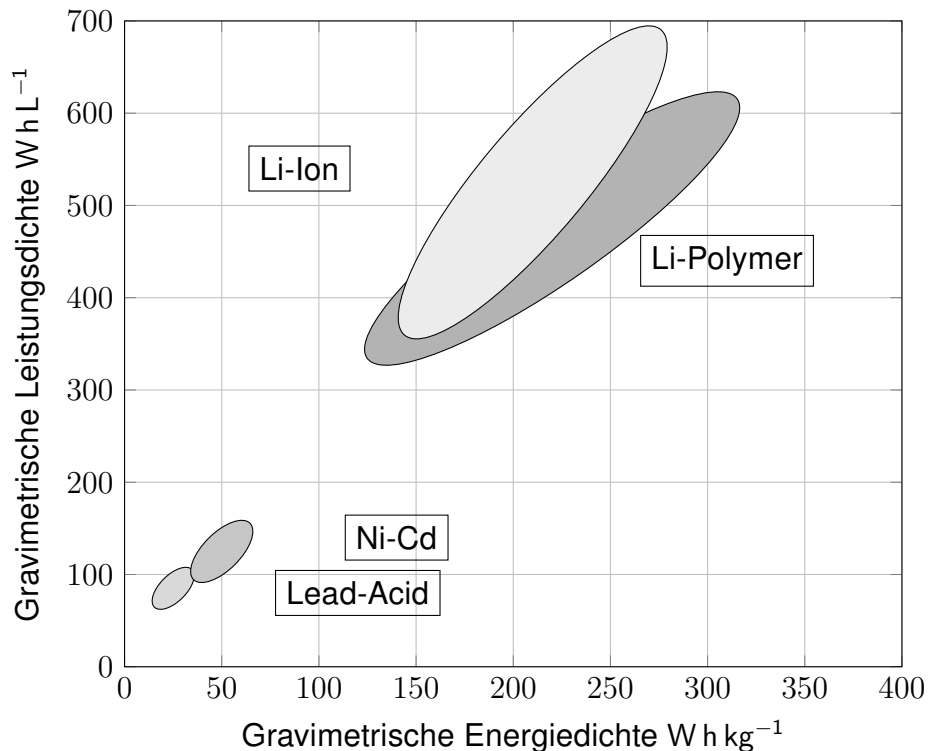


Abbildung 1.11: Energie- und Leistungsdichte von Energiespeichern [WFO10] [IKT15]

Auslegung nach dem Prinzip einer Synchron- oder Asynchronmaschine, darüber hinaus sind auch Varianten als Reluktanz- oder Klauenpolmaschine umsetzbar. Zur Kopplung des Startergenerators mit dem elektrischen Bordnetz ist eine Leistungsregelung bzw. ein Umrichter notwendig [Rei07a]. Im verbrennungsmotorisch angetriebenen Kraftfahrzeug sind hauptsächlich zwei Arten von Startergeneratoren umgesetzt.

Zum einen ist der riemengetriebene Startergenerator, engl. Belt-Driven Starter Generator (BSG), zu nennen, welcher mittels Riementrieb mit dem Verbrennungsmotor gekoppelt ist. Die vom Riemen übertragbare Leistung ist jedoch begrenzt, sodass in der Praxis Leistungen von ca. 2 bis 3 kW implementiert werden. Vorteilhaft ist die einfache Umsetzung einer Start-Stop-Automatik zur Einsparung von Kraftstoff, als nachteilig kann die begrenzte Leistungsfähigkeit von maximal 3,5 kW angesehen werden.

Im Gegensatz zum riemengetriebenen Startergenerator sitzt der Kurbelwellen-Startergenerator (KSG) zwischen Verbrennungsmotor und Getriebe direkt auf der Kurbelwelle. Die übertragbare Leistung ist hierbei maßgeblich durch die Größe des Startergenerators bzw. durch die angeschlossene Leistungselektronik limitiert. Bei Verwendung von 48V-Generatoren sind Antriebsleistungen von 10 kW bis 15 kW realisierbar [Con18], was einen Einsatz in Mild-Hybriden ermöglicht. Konsequenterweise ist die rekuperierbare Leistung bei Verwendung von einer Koppelkupplung, die den KSG vom Motor trennt, gegenüber einem BSG deutlich höher, zudem ist ein Segelbetrieb möglich. Nachteilig ist hierbei der Mehraufwand bei der Integration wegen Kupplung und

Getriebe zu nennen.

### 1.4.4.3 Leistungswandler

Leistungswandler, im Bordnetz auch DC/DC-Konverter genannt, stellen keine Energiespeicher im eigentlichen Sinne dar. Vielmehr sind sie als Kopplungselemente zwischen verschiedenen Spannungsebenen im Bordnetz zu verstehen und bieten daher indirekt den Zugriff auf weitere im Fahrzeug verbaute Energiespeicher. Abhängig von ihrer Ausgestaltung als unidirektionale oder bidirektionale Wandler können sie elektrische Energie zur Verfügung stellen oder auch aufnehmen. Dieses Verhalten entspricht elektrisch gesehen dem einer konventionellen Batterie.

Wie im nachfolgenden Kapitel 1.4.5.2 weiter beschrieben wird, sind verschiedene Konverter entsprechend den jeweiligen Anforderungen im KFZ umgesetzt. Die Ausführung beziehungsweise Topologie des jeweiligen DC/DC-Wandlers ist maßgeblich von der zu übertragenden Leistung, dem Verhältnis von Ein- zu Ausgangsspannung sowie von der Notwendigkeit des bidirektionalen Energieflusses und der galvanischen Trennung von Ein- und Ausgangsspannung abhängig. Dabei ergeben sich eine Vielzahl von Realisierungsoptionen, deren ganzheitliche Betrachtung den Rahmen sprengen würde. Daher wird sich im folgenden beispielhaft auf zwei bewährte Topologien beschränkt, die bereits im Serienfahrzeug zum Einsatz kommen. Für weiterführende Literatur sei auf [Sch07] verwiesen.

Bei entsprechend kleinem Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung  $\frac{U_a}{U_e} < 5$  sind einfache Aufwärts- bzw. Abwärtswandler (engl. buck converter bzw. boost converter) ohne Transformator einsetzbar, die mit einer festen Frequenz arbeiten. Abbildung 1.12 zeigt schematisch die Realisierung eines kombinierten Buck-Boost-Konverters. Er besteht neben den Eingangs- und Ausgangskondensatoren aus zwei Halbleiterschaltern  $T_1$  und  $T_2$  sowie einer Spule  $L$  als Energiespeicher. Dieser arbeitet als Abwärts-wandler, wenn ein Stromfluss vom 48V-Netz in das 12V-Netz stattfindet, bei umgekehrtem Energiefluss als Aufwärts-wandler. Der vergleichsweise einfache Aufbau ohne Transformator ergibt Vorteile bezüglich Kosten und Volumen. Prinzipbedingt müssen jedoch die Bezugspotentiale der beiden Spannungsnetze miteinander verbunden sein. Der Tastgrad  $D$  ergibt sich vereinfacht und in erster Näherung aus dem Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung, d.h.  $D \approx \frac{U_e}{U_a}$ . Um die geforderten Leistungen übertragen zu können, werden diese Wandler im Allgemeinen als skalierbare Multiphasen-Wandler ausgeführt. Abbildung 1.12 zeigt hier eine beispielhaft Umsetzung mit drei Phasen. Dabei wird die Schaltzelle bestehend aus  $T_1$ ,  $T_2$  und  $L$  entsprechend der Phasenzahl implementiert. Die Ansteuerung der Schaltzellen untereinander erfolgt entsprechend um  $120^\circ$  phasenverschoben. Dies reduziert maßgeblich den Stromripple an den Klemmen des Wandlers, was einerseits kleinere Kondensatoren erlaubt und andererseits eine bessere elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ergibt [Bab12]. Zudem

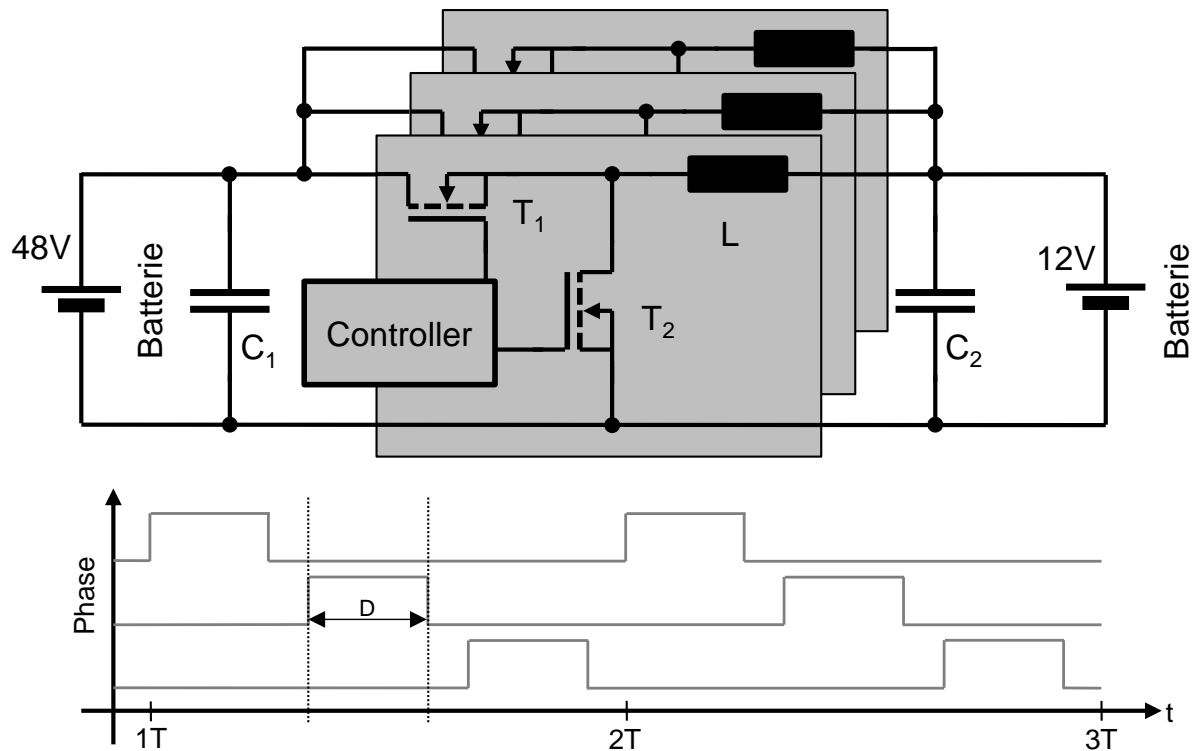


Abbildung 1.12: 48V/12V-Buck-Boost Konverter, 3-phasig

können die verschiedenen Phasen, die unabhängig voneinander arbeiten, genutzt werden, um Wandler mit entsprechend hoher Zuverlässigkeit umzusetzen [NAL15].

Bei größeren Verhältnissen von Ausgangs- zu Eingangsspannung  $\frac{U_a}{U_e}$  werden die Spitzenströme in den Halbleitern aufgrund des extremeren Tastgrads  $D$  so groß, dass sich der Wirkungsgrad maßgeblich verschlechtert. Daher wird bei Systemen, die das 12V-Bordnetz mit dem Hochvoltnetz verbinden, ein Transformator benötigt. Dieser gewährleistet außerdem die zwingend erforderliche galvanische Trennung des Hochvoltnetzes vom restlichen Fahrzeug. Galvanisch getrennte DC/DC-Wandler können gemäß ihrer technischen Umsetzung in verschiedene Topologien gruppiert werden. Zum einen sollen hier Wandler mit einer minimalen Anzahl an Schaltern (wie z.B. FlyBack) genannt werden, die jedoch aufgrund ihrer ineffizienten Ausnutzung des Transformators und der Halbleiter nur für geringe Leistungen deutlich unterhalb von 200 W eigenen. Diese spielen daher im Fahrzeugbordnetz keine maßgebliche Rolle. Des Weiteren werden resonant schaltende Wandler sowie Wandler ohne Resonanznetzwerk unterschieden [Kri10]. Letztere, üblicherweise ausgeführt als „Dual Active Bridge (DAB)“, sind weit verbreitet, liefern mehrere Kilowatt Ausgangsleistung und bieten Wirkungsgrade von deutlich über 90%, teilweise sogar mehr als 96% [Inf18]. Vorteilhaft bei dieser Realisierung ist ein hoher Wirkungsgrad, eine effiziente Ausnutzung des Transformators sowie ein verlustarmes Schalten der Halbleiter über einen weiten Lastbereich („soft switching“). Zudem kann der Wandler auch ohne nennenswerten Mehraufwand bi-

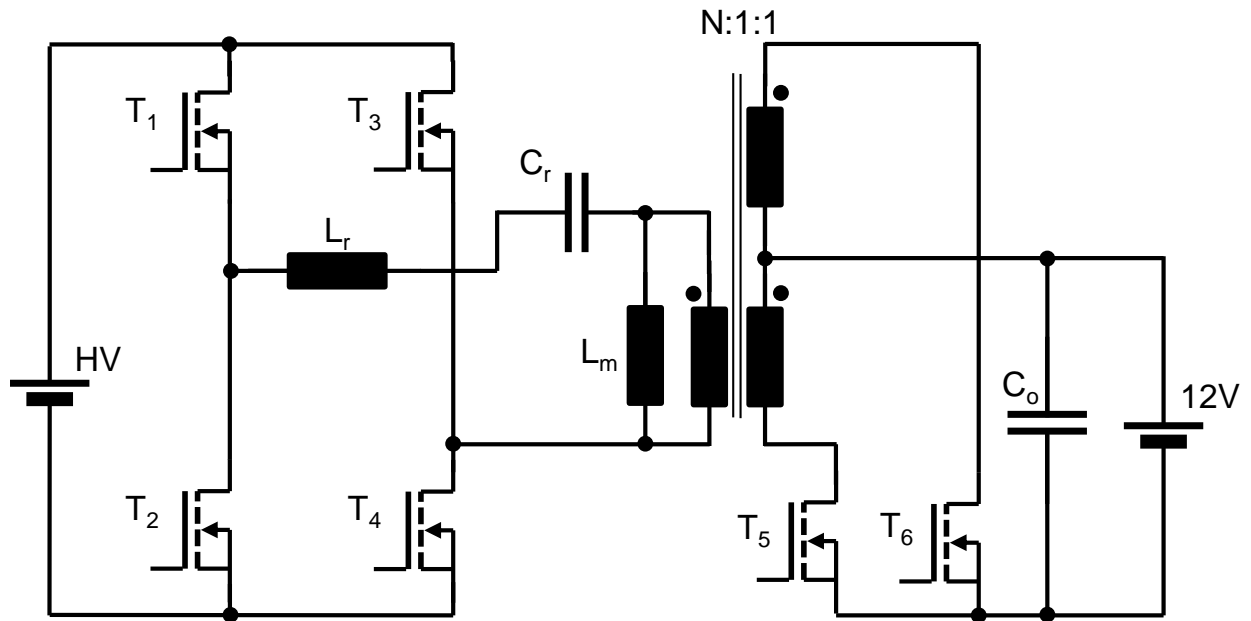


Abbildung 1.13: HV/12V-LLC-Resonanzwandler

direktional arbeiten, was bei Hochvoltanwendungen zum Beispiel zum Aufladen der Zwischenkreiskondensatoren genutzt werden kann. Resonanzwandler sind ebenfalls weit verbreitet und erbringen gleichermaßen Wirkungsgrade deutlich größer 90% bei kompakter Größe [Inf16]. Abbildung 1.13 stellt eine gängige, als LLC-Konverter bekannte Topologie dar. Diese besteht aus eingangsseitiger Vollbrücke (MOSFETs  $T_1$  bis  $T_4$ ), Transformator, Resonanznetzwerk ( $L_r$ ,  $L_m$ ,  $C_r$ ) sowie ausgangsseitigem Synchrongleichrichter ( $T_5$ ,  $T_6$ ,  $C_o$ ). Durch die Verwendung des Resonanznetzwerks ist der Transformatorstrom nahezu sinusförmig, durch Schalten in Strom- bzw. Spannungsnulldurchgang können Schaltverluste im kompletten Lastbereich minimiert werden [Zac09]. Im Gegensatz zur DAB oder auch dem Buck- bzw. Boost-Konverter wird die zu übertragende Leistung nicht über den Tastgrad, sondern über die Frequenz geregelt. Diese hängt maßgeblich vom dem Verhältnis der Versorgungs- zur Ausgangsspannung ab und von der angeschlossenen Last. Da sich die Frequenz als Stellgröße nur in gewissen Maße sinnvoll ändern lässt, ist ein weiterer Eingangsspannungsbereich für Resonanzwandler nur schwierig darstellbar. Daher wird dem LLC-Konverter meist ein weiterer Regler vorgeschaltet, um dessen Eingangsspannung auf einem konstanten Wert zu halten. Zudem ist die LLC-Topologie nicht ohne weiteren Aufwand bidirektional nutzbar [Kri10].

Ein DC/DC-Konverter mit rund 2 kW Ausgangsleistung bestehend aus einem galvanisch getrennten LLC-Konverter mit vorgeschaltetem Buck-Konverter ist beispielsweise im BMW i3 der ersten Generation verbaut. Dort versorgt dieser das 12V-Bordnetz aus der Hochvoltbatterie. Als weitere Serienanwendung ist der 12V/48V-Wandler zur Spannungsversorgung des 48V-Inselsystems im Audi SQ7 TDI [Aud18a] zu nennen.

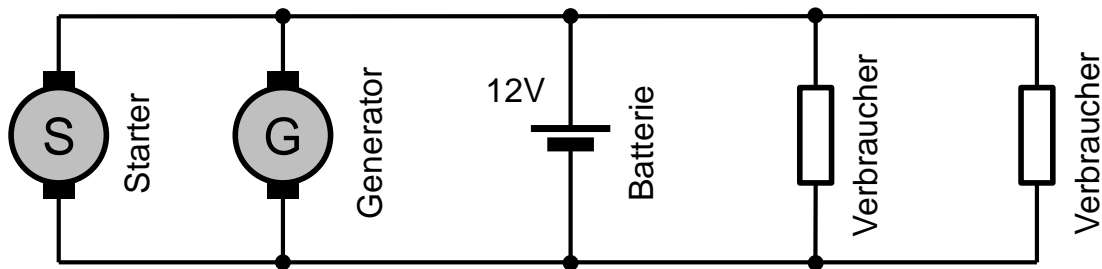


Abbildung 1.14: Ein-Batterien-Bordnetz

### 1.4.5 Bordnetz-Topologien

Das (Leistungs-)Bordnetz des Kraftfahrzeuges setzt sich klassischerweise aus Energiequellen wie Batterie und Startergenerator sowie einer Vielzahl elektrischer Verbraucher zusammen. Der Generator deckt dabei idealerweise den gesamten Leistungsbedarf aller Verbraucher und stellt zusätzlich den notwendigen Strom zum Laden der Fahrzeugbatterie zur Verfügung.

Im Folgenden soll zunächst das klassische 12V-Bordnetz diskutiert werden. Dabei wird auf die grundsätzliche Topologie und die Funktionsweise eingegangen, sowie exemplarisch Umsetzungen in Serienanwendungen aufgezeigt. Aktuelle Entwicklungen in Kombination mit dem 48V-Bordnetz und Hochvoltbordnetz sowie auf mögliche Weiterentwicklungen werden nachfolgend ebenfalls kurz dargestellt.

#### 1.4.5.1 Konventionelles Ein-Batterie-Bordnetz

Das konventionelle Bordnetz ist in Abbildung 1.14 dargestellt. Es besteht aus einer Batterie, einem Starter, einem Generator sowie einer Reihe von Verbrauchern. Im Normalbetrieb liefert der Generator idealerweise die gesamte erforderliche Leistung bestehend aus der Summe sämtlicher Verbraucher sowie der Leistung, die zum Laden der Batterie erbracht werden muss. Gerade bei modernen Kraftfahrzeugen, die über eine Vielzahl von Verbrauchern verfügen, besteht über den Fahrzyklus hinweg ein sehr unterschiedlicher Leistungsbedarf. Insbesondere zu Beginn der Fahrt ist ein hoher Bedarf durch Verbraucher wie Heizung, Frontscheibenenteisung oder Klimaanlage zu nennen. Bei verbrennungsmotorischen Fahrzeugen muss zudem die Energie, die zum Starten des Motors aufgewendet wurde, wieder der Fahrzeugbatterie zugeführt werden. Mittels der Spannungsreglung im Erregerkreis des Generators wird sichergestellt, dass auch im Falle eines Leistungsbedarfs größer als der maximalen Generatorleistung dieser nicht überlastet wird. Kurzzeitig ist diese negative Ladungsbilanz zulässig, da das Leistungsdefizit durch die Batterie ausgeglichen werden kann. Über den kompletten Fahrzyklus hinweg ist jedoch auf eine ausgeglichene bzw. positive Ladungsbilanz zu achten, sodass die Fahrzeugbatterie vollständig geladen wird. Nur so ist ein zuver-

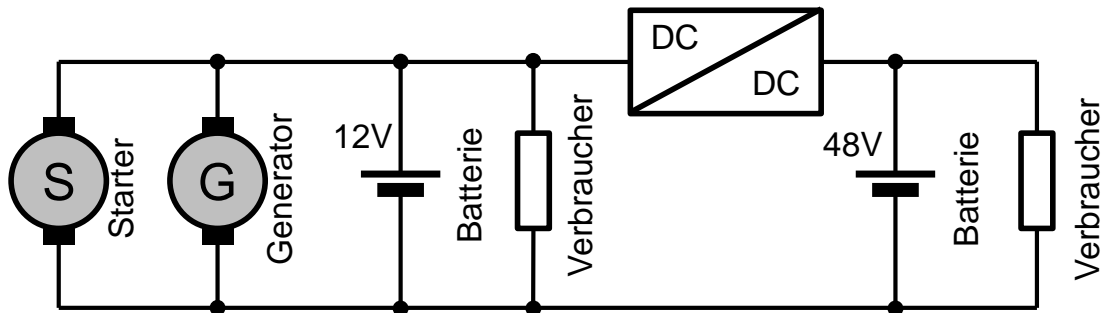


Abbildung 1.15: 12V/48V Bordnetz, 48V als Inselnetz

lässiges Bordnetz darstellbar, in dem sämtliche Verbraucher voll-umfänglich verfügbar sind.

#### 1.4.5.2 Moderne Bordnetze

Unter dem Begriff des „modernen Bordnetzes“ sollen diejenigen Bordnetze zusammengefasst werden, die über das konventionelle Ein-Batterien-Bordnetz hinausgehen. Zunächst werden dazu typische Implementierungen eines 12V-Bordnetzes im Zusammenspiel mit einem 48V-Bordnetz dargestellt, und anschließend diese Konzepte um ein Hochvoltnetz ergänzt.

Beim 2-Ebenen-Bordnetz kommt sowohl das konventionelle 12V-Bordnetz als auch ein 48V-Bordnetz für leistungsintensive Verbraucher zum Einsatz. Im folgenden sollen verschiedene Konzepte, die teils schon in Serienfahrzeugen implementiert sind, vorgestellt und ihre Vor- und Nachteile kurz umrissen werden.

Abbildung 1.15 zeigt beispielhaft ein klassisches 12V-Bordnetz, welches per DC/DC-Konverter zu einer 48V-Insellösung erweitert wurde. Je nach Ausführung des DC/DC-Konverters kann die Erweiterung galvanisch getrennt erfolgen, aus Kostengründen werden jedoch meist galvanisch gekoppelte Konverter, wie in 1.4.4.3 beschrieben, eingesetzt. Diese Umsetzung ist dort vorteilhaft, wo das 48V-Netz zunächst evolutionär als ergänzendes Inselnetz ins Fahrzeug integriert werden kann [GSB16]. Diese Topologie findet beispielsweise Anwendung im Porsche Panamera mit Porsche Dynamic Chassis Control (PDCC) als 48V-Netz [Por18a] [BBE15] oder im Audi SQ7 TDI [PG18]. Vorteilhaft bei diesem Konzept ist, dass hohe Spitzenleistungen im 48V-Netz direkt durch eine 48V-Batterie abgefangen werden. Die im Mittel aufgenommene Leistung, welche deutlich unter den Spitzenleistungen liegt, wird durch das 12V-Bordnetz zur Verfügung gestellt. So ist der Audi SQ7 TDI in der Lage, das komplette 48V-Teilbordnetz mit einem Generator von 3 kW zu versorgen, obwohl dort ein elektrisch angetriebener Verdichter (EAV) sowie die elektromechanische aktive Wankstabilisierung

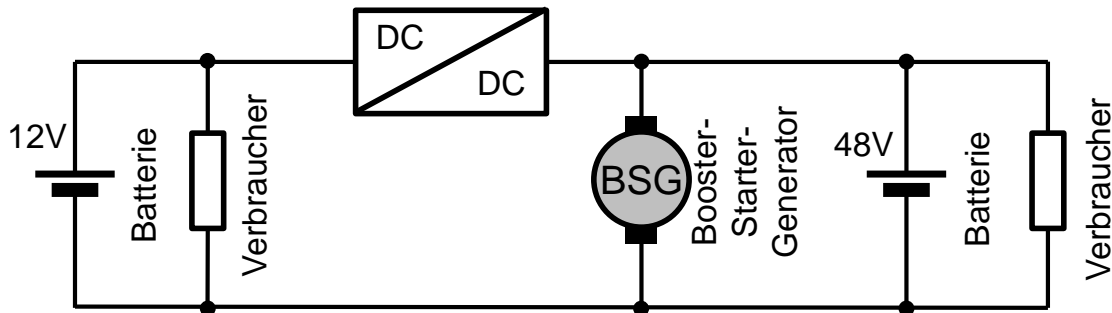


Abbildung 1.16: 12V/48V Bordnetz mit BSG auf 48V-Seite

(EAWS) versorgt werden müssen [Aud18a], welche im Summe eine deutlich höhere Spitzenleistung aufweisen.

Gegensätzlich ist dazu das in Abbildung 1.16 gezeigte Konzept, welches auf einen integrierten Start-Generator mit Boostfunktion im 48V-Bordnetz setzt. Als Bindeglied zwischen den beiden Bordnetzen kommt auch hier ein DC/DC-Konverter zum Einsatz. Diese Topologie ist optimal für die Verwendung in Mildhybridfahrzeugen und ist beispielweise im Audi A7 Sportback im Serieneinsatz [Aud18b]. Der Starter-Generator erreicht beim Verzögern eine Rekuperationsleistung von 12 kW, welche in 48V-Bordnetz eingespeist wird. Gleichzeitig kann das Potential des 48V-Bordnetzes unterstützend beim Beschleunigen oder beim Segeln mit abgeschaltetem Motor ausgeschöpft werden. Gegenüber dem in Abbildung 1.15 gezeigten Konzept, in welchem die mittlere Leistung des 48V-Bordnetzes auf die des 12V-Generators begrenzt ist, stellt hier die Obergrenze der 48V-seitige Generator dar, die etwa bei 16 kW liegt [Con18].

Praktisch alle am Markt befindlichen Fahrzeugbordnetze verfügen über einen Energiespeicher in Form eines Akkumulators. Dieser wird üblicherweise aus mehreren, seriell und teils auch parallel geschalteten Zellen aufgebaut. Blei-Säure-Akkumulatoren verwenden in der Regel 6, Lithium-Ion-Akkumulatoren 13 Zellen, um die entsprechende Nennspannung von 12V bzw 48V zu erreichen. Daher ist es möglich, einen Akkumulator zu entwerfen, der in Summe 48 V liefert, aber zusätzlich einen Abgriff für 12 V bietet. Diese Topologie ist beispielhaft in Abbildung 1.17 skizziert. Zuzüglich muss ein DC/DC-Konverter als Teil des Batteriepacks verbaut sein, der eine ausgeglichene Ladungsbilanz der einzelnen Zellen untereinander gewährleistet. Als potentiell vorteilhaft dieser Topologie kann die Tatsache gewertet werden, dass das Bordnetz aus nur einzigen Batterie versorgt wird. Dies ermöglicht die Reduktion von Gewicht und Volumen der im Fahrzeug verbauten Batterie gegenüber einer Topologie wie sie in Abbildung 1.15 vorgestellt wurde [GDB15]. Eine bisherige Serienanwendung dieses Konzepts ist nicht bekannt.

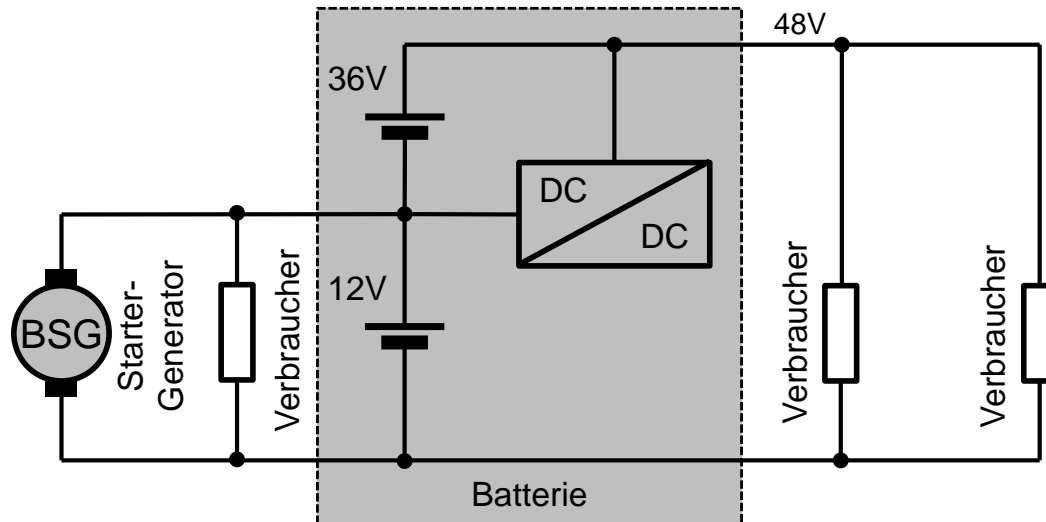


Abbildung 1.17: Bordnetz mit integrierter 12V/48V Batterie und DC/DC-Wandler [GDB15]

Als weiterer Ansatz zur Ausgestaltung eines 2-Ebenen-Niederspannungs-Bordnetzes wird abschließend das in Abbildung 1.18 gezeigte Konzept vorgestellt. Hierbei handelt es sich, ähnlich wie bei dem eingangs in Abbildung 1.15 vorgestellten System, um ein Bordnetz, in dem das 48V-Teilbordnetz als Inselsystem ausgeführt wird. Dabei ist jedoch das 48V-Netz in einzelne Domänen unterteilt, mit dem Ziel, Teile des System selektiv deaktivieren zu können und somit eine etwaige Fehlerfortpflanzung zu verhindern.

Alle vier der vorgestellten Topologien sehen eine Koexistenz der beiden Niederspannungsebenen vor. Dabei ist positiv zu bewerten, dass automatisch ein redundantes Energieversorgungssystem entsteht, das sich prinzipiell zur Versorgung sicherheitsrelevanter Verbraucher eignet. Zudem bietet sich die Möglichkeit, die Verbraucher auf das Netz und umgekehrt optimal aufeinander abzustimmen. Die Kopplung der Netze mittels bidirektionalem DC/DC-Konverter erlaubt eine gegenseitiges Stützen der Netze im Fehlerfall.

Langfristig kann jedoch erwartet werden, dass Komponenten nur auf einer Niedervoltagebene zu finden sein werden, da nur so die notwendigen Stückzahlen erreicht werden können [BGS16].

In rein elektrisch angetriebenen Fahrzeugen wird üblicherweise auf die 48V-Ebene verzichtet und stattdessen ein Hochvolt-Bordnetz verwendet. Dies bietet potentiell deutlich gesteigerte Fahrleistungen und kleine Antriebsaggregate, da die im System auftretenden Ströme gegenüber denen in einem System gleicher Leistung bei 48 V entspre-

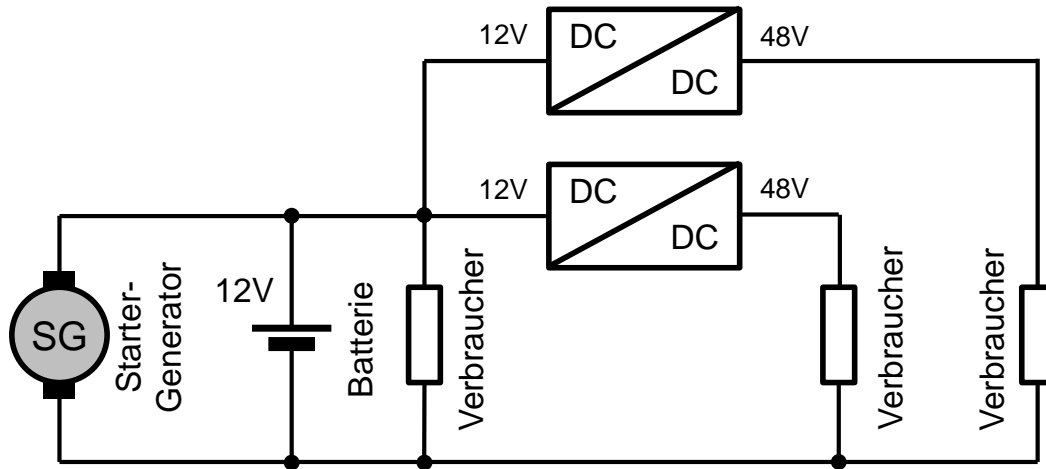


Abbildung 1.18: 12V/48V Bordnetz mit zwei 48V-Domänen

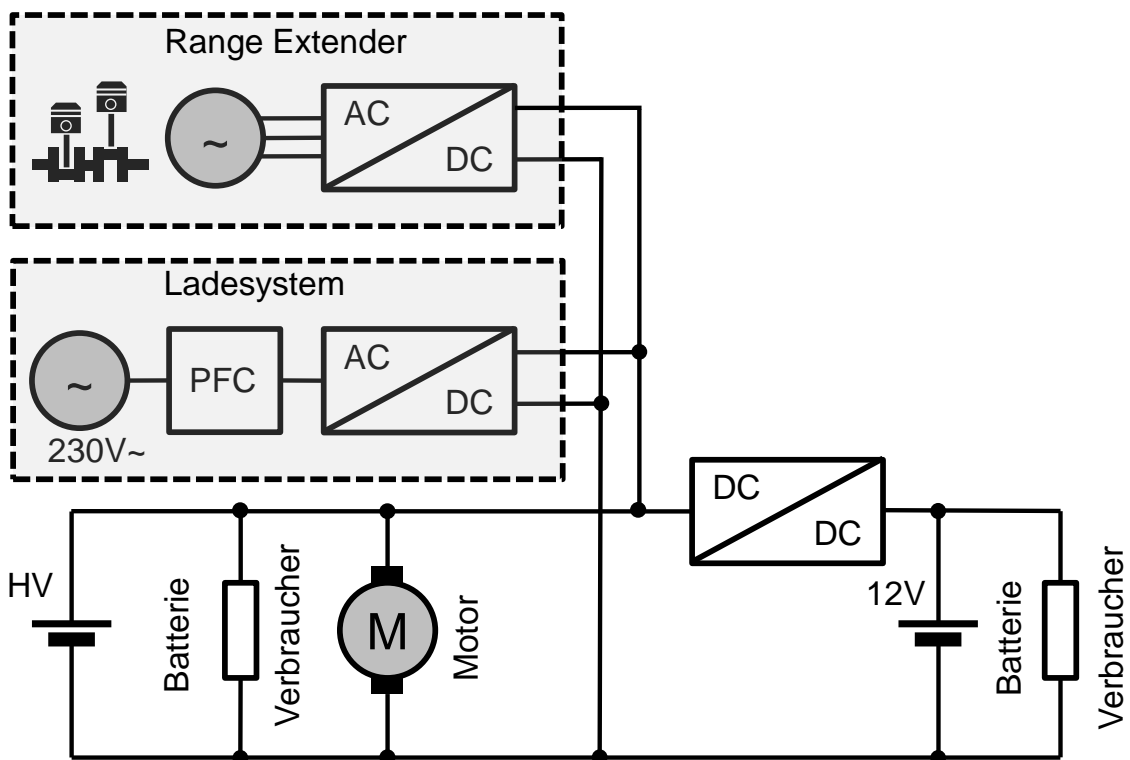


Abbildung 1.19: 12V/HV-Bordnetz mit Ladesystem und Range Extender (BMW i3, erste Generation)

chend geringer sind. Das in Abbildung 1.19 dargestellte Prinzipschaltbild entstammt dem BMW i3 der ersten Generation und soll beispielhaft den Aufbau eines 2-Ebenen-Bordnetzes eines Elektrofahrzeuges verdeutlichen. Dies besteht aus einem HV-Bordnetz zum Antrieb der Fahrzeugs und einem klassischen 12V-Bordnetz für die sonstigen Steuergeräte. Das Hochvoltsystem ist auf eine Batterienennspannung von 360 V ausgelegt, die Batterie erreicht eine Kapazität bis zu 27,2 kWh [BMW18]. Neben dem Elektromotor sind leistungsintensive Verbraucher wie beispielsweise die Heizung direkt an die Hochspannungsebene angeschlossen. Hinzu kommt zum Laden der Fahrzeugbatterie notwendigerweise ein Ladesystem, hier ausgeführt zum direkten Anschluss an 230 V bzw. an ein Gleichspannungsnetz zur Schnellladung. Optional kann ein Range-Extender in das System eingebracht werden, der mittels Verbrennungsmotor einen Generator antreibt, welcher wiederum seine Leistung direkt ins Hochspannungsnetz einspeist. In der Konzeptstudie Porsche Mission E, mittlerweile als Porsche Taycan in Serie, wurde die Hochspannungslage auf 800 V angehoben, um mehrere Beschleunigungsvorgänge hintereinander ohne Leistungsverlust zu ermöglichen [Por18b].

Die Antriebsnennleistung wird im BMW i3s mit 75 kW und die Spitzenleistung mit 135 kW angegeben [BMW18], was einer Stromaufnahme von rund 200 A bzw. 375 A entspricht. Die hierzu notwendigen Kabelquerschnitte liegen im Bereich von 35 mm<sup>2</sup> bis 50 mm<sup>2</sup>, was den Querschnitten im Niedervolt-Bordnetz entspricht.

Aufgrund der deutlich höheren Spannungslage sind jedoch erhebliche zusätzliche Maßnahmen zur Einhaltung der erforderlichen Betriebssicherheit vonnöten. Dies reicht von Kabeln mit entsprechender Isolationsfestigkeit über die Verwendung spannungsfester Stecksysteme bis zu Isolationsüberwachungsgeräten, die während des Betriebs etwaige ohmsche Verbindungen der Hochvoltkomponenten zur Fahrzeugkarosserie überwachen.

Unter Multi-Ebenen-Bordnetze können Versorgungskonzepte gezählt werden, bei denen drei oder mehr Spannungsebenen zum Einsatz kommen. Hierbei sind vor allem die Möglichkeiten der Kopplung interessant sowie die Möglichkeit, Komponenten wirkungsgradoptimal mit Energie zu versorgen. Bisher ist ein Multi-Ebenen-Bordnetz bestehend aus 12 V, 48 V und einem Hochvoltnetz von 400 V im Forschungsfahrzeug SpeedE zum Einsatz gekommen [F<sup>+</sup>16]. In Serienfahrzeugen ist bisher aufgrund des Kostendrucks keine Mehrspannungsarchitektur implementiert worden.

#### **1.4.6 Fehlerfälle und Absicherung im Bordnetz**

Im Bordnetz des Fahrzeugs können, wie in jedem technischen System auch, Fehler während des Betriebs auftreten. Im klassischen 12V-Bordnetz sind dies maßgeblich Kurzschlussfälle, bei denen eine niederohmige Verbindung zwischen dem Pluspol der Batterie und der Karosserie hergestellt wird. Als Folge dessen sind Kurzschlussströme von bis zu 1000 A oder darüber hinaus möglich. Um die im Fahrzeug verbauten

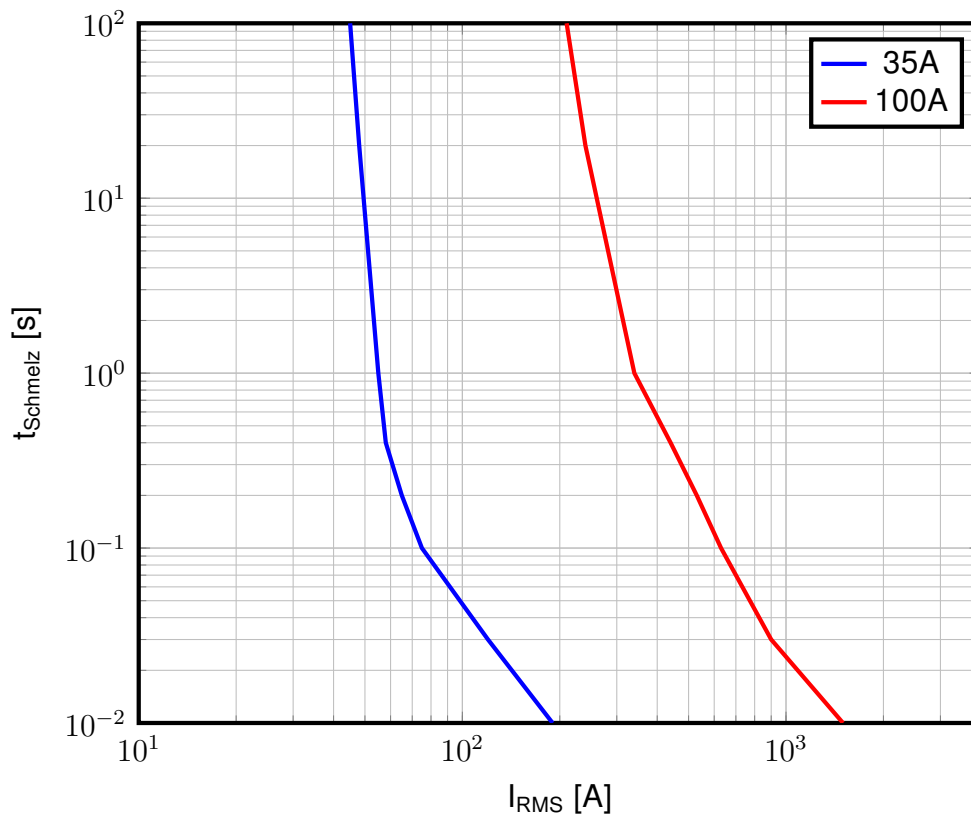


Abbildung 1.20: Auslösecharakteristik 48V-Sicherung, CNNE Serie Littelfuse [Lit15]

Leitungen zu schützen und Sekundärfolgen wie Kabelbrände zu verhindern, unterbrechen Sicherungselemente den Stromfluss im Fehlerfall. Deren Aufgabe ist stets der Leitungsschutz, sodass die Sicherungselemente nach elektrischer Belastung und thermischen Eigenschaften der nachgeschalteten Leitungen ausgelegt werden müssen. Als offensichtlicher Nachteil von Schmelzsicherungen ist zu nennen, dass diese nur einmalig auslösen können und dann ersetzt werden müssen.

Baumförmige Energieverteilungsstrukturen, wie sie heute überwiegend verwendet werden, sind flexibel in der Fertigung und durch weitere Äste erweiterbar. Es können keine Maschen ausgebildet werden, sie verlangen jedoch ein hierarchisches Sicherungskonzept. Dabei wird in der Nähe der Batterie eine Hauptsicherungsbox angebracht, von der die Hauptenergieleitungen zu weiteren Verteilungsknoten verzweigt wird. Die weitere Unterverteilung und deren Absicherung finden dann wiederum in den Knoten statt. Die Sicherungen sind so auszulegen, dass bei Auslösung selektiv nur der jeweilige betroffene Zweig getrennt wird. Dies wird dadurch erreicht, dass die Sicherungen bezüglich ihrer Auslösecharakteristik (schnell bis träge) bzw. ihres Sicherungswertes gestaffelt werden.

Schmelzsicherungen als passive Schutzmaßnahme sind schon seit den Anfängen der elektrischen Absicherung im Kraftfahrzeug zum Einsatz. Im Normalbetrieb, also bei Betrieb unterhalb des Nennstromes  $I_{\text{Nenn}}$  der Sicherung, ist die Aufgabe der Siche-

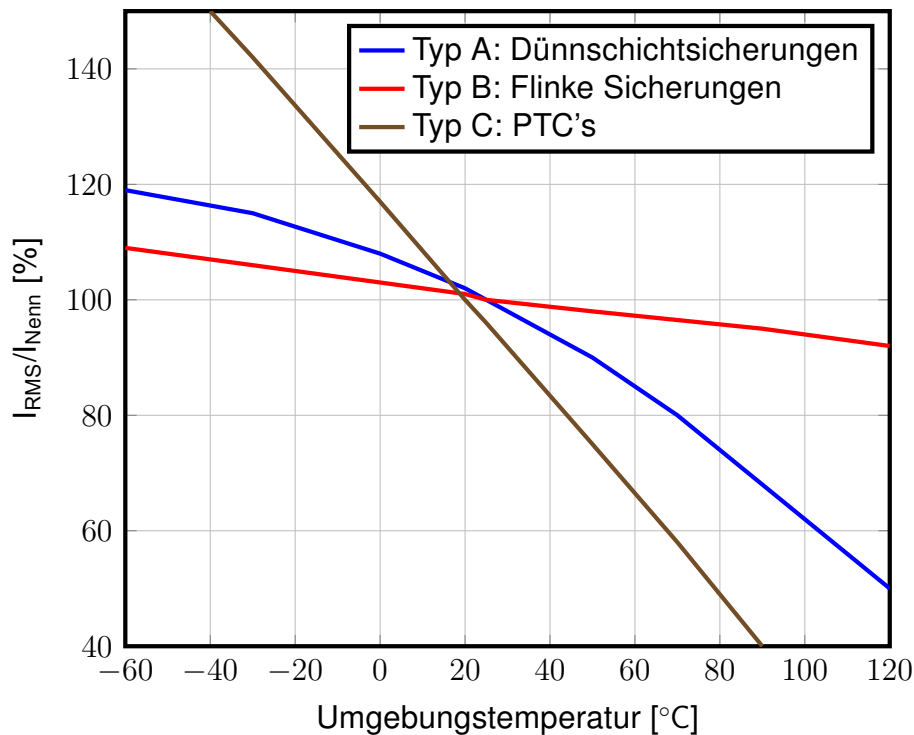


Abbildung 1.21: Rerating verschiedener Sicherungen  
[Lit14]

rung ein möglichst verlustarmes Führen des Stromes. Wird dieser überschritten, so erwärmt sich das Sicherungselement soweit, dass es schmilzt und irreversibel auslöst. Abbildung 1.20 zeigt beispielhaft die Auslösecharakteristik basierend auf dem  $I^2t$ -Schmelzintegral verschiedener, flinker 48V-Sicherungen. Betrachtet man die 100A-Sicherung, so ist erkenntlich, dass bei einem Fehlerstrom von ca. 340 A rund eine Sekunde vergeht, ehe die Sicherung auslöst, bei einem Fehlerstrom von rund 1000 A sind es noch immerhin 20 Millisekunden. Weiterhin ist zu beachten, dass das  $I^2t$ -Schmelzintegral der Sicherung für eine Nenntemperatur von 25 °C gegeben ist. Aus Abbildung 1.21 ist erkenntlich, dass beispielsweise eine Sicherung vom Typ B bei 70 °C schon bei 80% des Nennwert auslöst. Konkret bedeutet dies, dass bei der Auslegung der Sicherung bzw. der Abschätzung der Auslösezeit beachtet werden muss, welchem Wärmeeintrag die Sicherung ausgesetzt ist. Dazu sind weitere Faktoren wie die mechanischen Montage der Sicherung oder die Nähe zu Wärmequellen, wie dem Verbrennungsmotor, zu beachten. Darüber hinaus ist die Stromform respektive die Pulsfestigkeit der Sicherungen zusätzlich bei der Auslegung zu berücksichtigen.

Das Auslöseverhalten ist analog auf Sicherungen für 12V- oder Hochvoltsysteme übertragbar. Während bei 12V-System das Trennen von Kabeln und Steckern nahezu keine Lichtbögen verursacht, sind diese bei 48V-Bordnetzen und Hochvoltsystemen anzutreffen. Die dabei freigesetzte thermische Energie kann an Kontaktstellen bzw. Fehlerstellen zu erheblichen Beschädigungen führen. Problematisch ist hierbei, dass die Fehlerströme, bei denen ein Lichtbogen entsteht, im Allgemeinen unterhalb der Aus-

löseschwelle der Schmelzsicherungen liegen und somit durch diese nicht abgesichert werden können.

Als weiterer Fehlerfall ist die Berührung verschiedener Bordnetze untereinander zu nennen. Dabei ist allen voran der Fehlerfall einer Verbindung des 12V- zum 48V-Bordnetz von Relevanz, da, im Gegensatz zu Hochvoltbordnetzen, für beide Bordnetze keine gesonderten Berührungsschutzmaßnahmen gefordert sind. Diese Fehlerkategorie wurde grundsätzlich in [Ams04] beleuchtet. Allerdings ist hier maßgeblich die Analyse eines Kurzschlusses zwischen dem 42V-Bordnetz und dem 12V-Bordnetz betrachtet worden. Darin ist unter anderem dargestellt, dass der Kurzschlussfall insbesondere für das 12V-Bordnetz ein erhebliches Gefährungspotential darstellt. Dies ist darin begründet, dass das 12V-Bordnetz dauerhaft über die erlaubte Betriebsspannung angehoben werden kann, was wiederum angeschlossene Komponenten beschädigen kann.

## 2 Forschungsansatz

Im folgenden Kapitel werden basierend auf dem Stand der Technik die Problemstellung und der daraus resultierende Forschungsbedarf mit den zugehörigen Forschungsfragen abgeleitet. Anschließend werden der Forschungsansatz sowie die verwendete Methodik zur Beantwortung der Forschungsfragen vorgestellt.

### 2.1 Einordnung und Motivation

Die Lenkung im Fahrzeug stellt ein sicherheitskritisches System dar. Der Übergang zu Fahrzeugkonzepten der Automatisierungsstufen 4 und 5 bedeutet voll-autonome Fahrzeuge, wobei sowohl die Trajektorie als auch die plante Fahrstrecke zum Zielort durch Softwarefunktionen rechnergestützt berechnet werden. Ergebnis dieser Berechnung sind Informationen bzw. Anforderungen an die Fahrzeuglängs- sowie Querführung. Die Umsetzung der Fahrzeugquerführung erfolgt durch entsprechende mechatronische Systeme, die mittels Elektromotoren die Lenkanforderungen in Lenkbewegungen der Räder umsetzen. Gleichmaßen werden Anforderungen zur Längsführung durch ein verändertes Antriebsmoment bzw. Bremsmoment an den Rädern dargestellt. Im Gegensatz zu konventionell geführten Fahrzeugen steht der Fahrer nicht mehr als Rückfallebene im Fehlerfall zur Verfügung. Folglich müssen die Funktionen zur Längs- und Querführung fehlertolerant sein, bei sicherheitskritischen Systemen wie der Lenkung ist eine Klassifizierung gemäß ISO 26262 mit ASIL D zu erwarten [Gil15].

Diese Klassifizierung ist auch auf die Energieversorgung zu übertragen, da beim Ausfallen selbiger im Steer-By-Wire -System keine Lenkfunktion zur Verfügung stehen würde. Elektrische Komfortfunktionen, wie beispielsweise die elektromechanischen Lenkunterstützung oder die Lenkradsperre, nehmen bei Ausfall der Energieversorgung konstruktionsbedingt einen sicheren Zustand ein. Dies bedeutet ein Abschalten der Lenkunterstützung bzw. ein geöffnetes Lenkradschloss [Bos02], sodass die Lenkfunktion weiter aufrecht erhalten bleibt. Bei Steer-By-Wire-Systemen, die im Allgemeinen unter allen Umständen eine Lenkfunktion erbringen müssen, ist ein solcher sicherer Zustand nicht zu erreichen, das System ist demnach als fail-operational auszulegen. Analog lässt sich dieses Verhalten auf sämtliche X-By-Wire-Systeme übertragen, welche ebenfalls auf eine zuverlässige Energieversorgung angewiesen sind.

Die hohe Sicherheitsanforderung wird aktuell durch eine mechanische Rückfallebene, d.h. den Fahrer bei klassischen Lenkkonzepten, oder durch redundante Energieversorgung in Form von zwei separater Energiequellen mit Doppelverkabelung von Komponenten gelöst, bis hin zu zwei unabhängigen Bordnetzen [BB12]. Die redundante Verkabelung erhöht die Produktionskosten, das Gewicht und den notwendigen Bauraum des Bordnetzes erheblich. Demnach ist eine Auslegung von zwei separaten, gleichartigen Bordnetzen eine teure Lösung, deren Akzeptanz in einem stark kosten-sensitivem

Umfeld wie der Automobilbranche als unrealistisch eingestuft werden kann. In dieser Arbeit wird daher ein Ansatz ohne mechanische Rückfallebene oder Doppelverkabelung in der Lenkung gesucht, welche sich somit für zukünftige und autonome Fahrzeugkonzepte eignet.

## 2.2 Anforderungen an Komponenten im 48V Bordnetz

In Kapitel 1.4.2 wurden die Betriebsspannungsbereiche des 48V-Netzes vorgestellt, sowie die gemäß der LV148 definierten Funktionszustände der Komponente. Besonders interessant sind in diesem Kontext die Tests bzw. und dazugehörigen Vorschriften für den Funktionszustand für transiente Über- und Unterspannungen sowie Spannungsunterbrechungen. Unterspannungen entstehen infolge von Kurzschlüssen, in denen das Bordnetz kurzzeitig einbricht. Überspannungen entstehen vor allem bei Lastabwurfsszenarien, wenn ein kurzgeschlossener Zweig oder ein leistungsintensiver Verbraucher abgeschaltet werden. Das Abschalten einer fehlerhaften Domäne, bestehend aus einem Überlastszenario mit anschließendem Lastabwurf, führt unweigerlich zu einem transienten Systemvorgang. Ziel ist, dass dieser Vorgang nicht die Funktion anderer Komponenten beeinflusst und somit die Lenkfunktion beeinträchtigt. Im folgenden sollen daher relevante Systemparameter für die Auslegung der Leistungsflusssteuerung identifiziert werden. Dabei werden maßgeblich diejenigen Vorgänge betrachtet, welche beim Zu- und Abschalten von Domänen auftreten. Tests, welche beispielsweise die Sicherstellung des Berührschutzes abdecken, werden nur nachrangig betrachtet. Für eine detaillierte Beschreibung der Testprozeduren sei auf die Konzernnorm LV148 verwiesen [Vol11]. Folgende Tests stellen einen Ausschnitt der LV148 dar und sind im Kontext der sicherheitsrelevanten Energieversorgung für Lenksysteme von besonderem Interesse:

- E48-02 Transiente Überspannung bzw. load-dump: Bei diesem Test wird eine Überspannung für 100ms von 70V angelegt. Anschließend wird die Spannung für 600 ms auf 58 V gesenkt. Komponenten müssen während der Test Funktionszustand A behalten. Dieser Test simuliert beispielsweise Lastabwürfe im Bordnetz.
- E48-03 Transiente Unterspannung: Aufgrund des Einschaltens von Verbrauchern kann es zu transienten Unterspannungen im Bordnetz kommen. Dazu wird die Betriebsspannung auf 24 V für 500 ms gesenkt und danach wieder auf Nennspannung angehoben. Die Komponenten müssen anschließend mindestens Funktionszustand B aufweisen.
- E48-05 Überlagerte Wechselfspannung: Der Bordnetzspannung können Wechselfspannungen überlagert sein, welche beispielsweise im generatorischen Be-

trieb auftreten können. Der Test sieht verschiedene Wechselspannungskomponenten zwischen 15 Hz und 200 kHz vor, im gesamten Test muss Funktionszustand A gewährleistet sein.

- E48-09 Kurze Unterbrechungen: Die Versorgungsspannung der Komponente wird für eine kurze Zeit unterbrochen. Die Komponente muss für Unterbrechungen von kleiner gleich 100  $\mu$ s den Funktionszustand A behalten, für Unterbrechungen von 100  $\mu$ s bis 2 Sekunden muss mindestens Funktionszustand C erreicht werden.
- E48-15 Betrieb im Bereich ohne Funktionseinschränkung: Die Komponente wird an den Grenzen des Betriebsbereichs getestet, es ist Funktionszustand A zu erreichen.
- E48-16 und E48-17 Betrieb im oberen/unteren Bereich mit Funktionseinschränkung: Das Betriebsverhalten der Komponente mit Wechsel und an den Bereichsgrenzen wird überprüft. Die Norm schreibt nicht direkt ein Systemverhalten vor, laut Definition sind jedoch Funktionseinschränkung erlaubt. Im konkreten Kontext der sicherheitsrelevanten Energieversorgung für Lenksysteme ist ein Zustand anzustreben, der die Funktionsfähigkeit der Lenkung nicht beeinflusst.

Die zuvor aufgelisteten Tests der LV148 zeigen, unter welchen Systembedingungen im 48V-Bordnetz eine Komponente noch uneingeschränkt funktionieren muss. Speziell die Anforderung E48-02 (transiente Überspannung bei Lastabwurf) und E48-09 (kurzzeitiges Unterbrechen der Versorgungsspannung) können somit als Anforderungen an das Konzept der Leistungsflusssteuerung verstanden werden, welche schlussendlich jede Komponente im 48V-Netz versorgen soll. Basierend auf diesen Anforderungen sowie den diskutierten Topologien gemäß Kapitel 3.1 soll nachfolgend die Leistungsflussreglung konzeptioniert werden.

### 2.3 Initiale Sicherheitsbetrachtung des Steer-By-Wire Systems

Im Zuge der Sicherheitsbetrachtung gemäß ISO 26262 werden Sicherheitsziele definiert, auf Basis derer anschließend das Sicherheitskonzept implementiert wird. Die folgenden Sicherheitsbetrachtungen erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit, Ziel ist es vielmehr, die notwendigen Anforderungen an das Design der Energieversorgung für By-Wire Systeme zu motivieren.

Demnach kann folgende top-level Anforderung ganz allgemein für Steer-By-Wire Systeme formuliert werden, welche das Systemverhalten auf oberster Ebene beschreibt:

<b>A</b>	Ein unzulässiger lateraler Versatz des Fahrzeuges muss sicher verhindert werden
----------	---

Mittels einer Situationsanalyse gemäß ISO 26262 soll ein Satz von repräsentativen Situationen betrachtet werden, die die Einsatzbedingungen des Systems beschreiben. Dabei ist das Ziel, relevante sowie irrelevante Umfänge zu identifizieren, um den Analyseaufwand zu minimieren. Treten Fehler innerhalb des Lenksystems auf, so ist in dessen Konsequenz eine ungewollte oder ausbleibende laterale Bewegung des Fahrzeugs möglich. Diese ist im Wesentlichen von den Fahrzustandsgrößen Längsgeschwindigkeit, Längs- und Querbewegung sowie dem Reibwert anhängig. Weiterhin sind als Einflussfaktoren das Fehlerausmaß und das Übertragungsverhalten des Fahrzeugs zu nennen. Zudem ist der seitliche Abstand zu Hindernissen bzw. Fremdfahrzeugen entscheidend bei der Bewertung der Schadenswahrscheinlichkeit sowie der Schadensschwere. Tabelle 2.1 stellt hierzu ausgewählte Szenarien inklusive der Eintrittswahrscheinlichkeit dar, welche durch Gillen [Gil15] entwickelt wurde.

Die Gefährdungsidentifikation erfolgt analog zu den Richtlinien der ISO 26262, dabei wurden acht besonders kritische Gefährdungen gemäß Tabelle 2.2 betrachtet. Die Bewertung der Gefährdungssituationen erfolgt wie in Kapitel 1.4 gemäß der Vorschriften zur Klassifikation nach ISO 26262.

Basierend auf der Überlegung, dass ein Verlust der Funktion beider Lenkwinkelsteller bzw. der Generierung der Lenkwinkelvorgabe einen vollständigen Ausfall des Lenksystems zur Folge hat, ist die Kontrollierbarkeit des Fehlverhaltens mit C3, d.h. schwer beherrschbar bzw. unbeherrschbar, eingestuft worden. Der Verlust nur eines Lenkwinkelstellers lässt sich, bei entsprechender Auslegung des Systems, normalerweise beherrschen, sodass hierbei die Bewertung C2 gewählt wurde. Damit lassen sich anhand der Tabelle 2.3 zur ASIL-Einstufung des Systems zwei besonders kritische Sicherheitsziele ableiten:

<b>SZ1</b>	Ein unzulässiger lateraler Versatz des Fahrzeuges muss sicher verhindert werden	<b>ASIL D</b>
------------	---	---------------

<b>SZ2</b>	Die Lenkfähigkeit bzw. die Fahrzeugquerführung muss bis zum Erreichen des Stillstandes aufrechterhalten werden	<b>ASIL D</b>
------------	--	---------------

Die Gefährdungen aus dem Sicherheitsziel SZ1 beschreiben also diejenigen Fehlerfälle, bei welchen als Systemreaktion ein fehlerhafter Lenkwinkel gestellt wird. Dem gegenüber steht das Sicherheitsziel SZ2, welches Fehlfunktionen adressiert, die ein Ausbleiben der Lenkvorgabe als Folge haben bzw. im Fehlerfalle die Fehlertoleranz des Systems betreffen.

Abbildung 2.1 stellt den Fehlerbaum dar, welcher für die Sicherheitsziele SZ1 sowie SZ2 gültig ist. Es ist ersichtlich, dass eine Fehlfunktion bzw. Ausfall erst dann eintreten kann, wenn entweder beide Steller die Lenkvorgabe nicht umsetzen können oder

Situation	Beschreibung	Fahrgrößen	E-Bewertung
S1	Autobahn Baustelle Kurvenfahrt (Radius 100m bis 300m) Trocken Fließend	$v_x: 80 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: 1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: 2 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: 0,5 \text{ m}$ $\mu_h > 0,8$	3
S2	Autobahn Abfahrt (Radius 40m bis 100m) Kurvenfahrt Trocken	$v_x: 120 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: -1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: 2 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: >0,8 \text{ m}$ $\mu_h > 0,8$	2
S3	Autobahn Normale Strecke Kurvenfahrt (Radius 100m bis 300m) Trocken Fließend	$v_x: >120 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: 1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: 2 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: 0,5 \text{ m}$ $\mu_h > 0,8$	3
S4	Landstraße Kurvenfahrt (Radius 100m bis 300m) Regen Fließend	$v_x: 80 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: 1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: 2 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: >0,8 \text{ m}$ $\Delta\mu_h > 0,3$	1
S5	Stadt Normale Strecke Trocken Fließend Normale Beschleunigung	$v_x: > 0 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: 1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: 2 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: 0,5 \text{ m}$ $\mu_h > 0,8$	4
S6	Stadt Einparken Trocken	$v_x: < 5 \text{ km h}^{-1}$ $a_x: < 1 \text{ m s}^{-2}$ $a_y: < 1 \text{ m s}^{-2}$ $d_y: < 0,5 \text{ m}$ $\mu_h > 0,8$	3

Tabelle 2.1: Katalog ausgewählter Gefährdungssituationen gemäß Gillen [Gil15]

Hazards	Fehlermodus	Beschreibung
H1	Comission	Lenkvorgang Steller 1 obwohl nicht angefordert
H2	Omission	Lenkwinkelsteller 1 blockiert
H3	Stuck	Lenkanforderung Steller 1 wird nicht umgesetzt
H4	Comission	Lenkvorgang Steller 1 & 2 obwohl nicht angefordert
H5	Omission	Lenkwinkelsteller 1 & 2 blockiert
H6	Stuck	Lenkanforderung Steller 1 & 2 wird nicht umgesetzt
H7	Comission	Lenkvorgabe obwohl nicht angefordert
H8	Omission	Lenkvorgabe bleibt aus

Tabelle 2.2: Übersicht der abgeleiteten Gefährdungen

		Hazards			
		H1	H2	H3	H4
Situation	S1	ASIL A	ASIL A	ASIL A	ASIL C
	S2	ASIL B	ASIL B	ASIL B	ASIL B
	S3	ASIL C	ASIL B	ASIL B	ASIL D
	S4	ASIL A	ASIL A	ASIL A	ASIL A
	S5	ASIL C	ASIL B	ASIL B	ASIL D
	S6	QM	QM	QM	QM
		H5	H6	H7	H8
		S1	ASIL C	ASIL C	ASIL C
Situation	S2	ASIL B	ASIL B	ASIL B	ASIL B
	S3	ASIL D	ASIL D	ASIL D	ASIL D
	S4	ASIL A	ASIL A	ASIL A	ASIL A
	S5	ASIL D	ASIL D	ASIL D	ASIL D
	S6	QM	QM	QM	QM

Tabelle 2.3: Übersicht der Gefährdungsbewertung

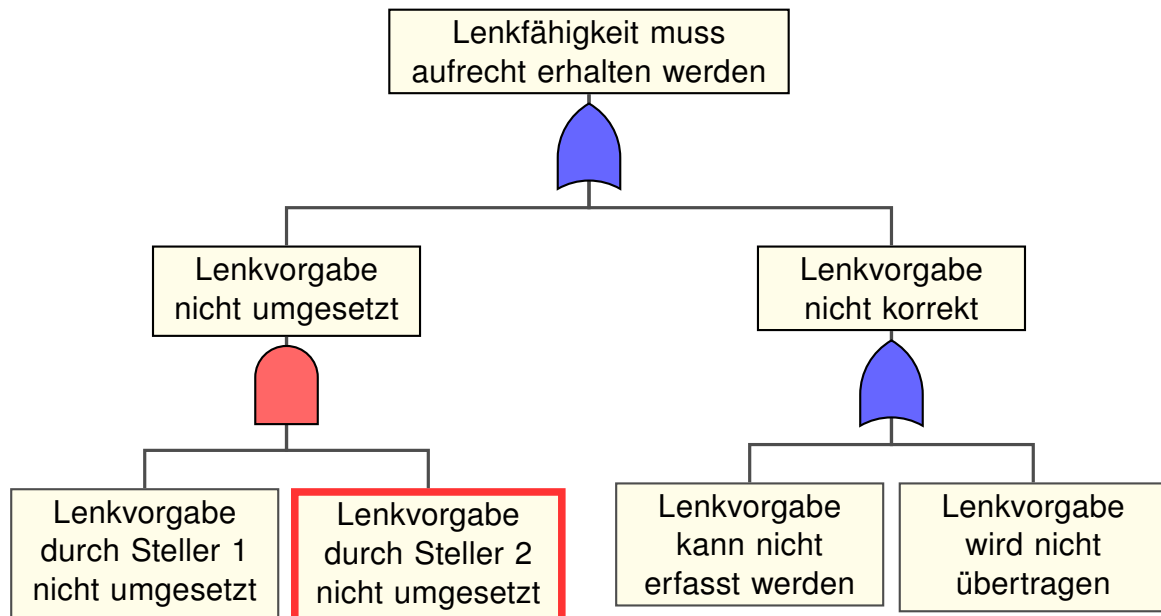


Abbildung 2.1: Ausschnitt aus dem Fehlerbaum zu Sicherheitsziel SZ1 (Lateraler Ver-satz)

wenn aus dem System zur Generierung der Lenkvorgabe kein korrekter Wert übermittelt wird. Das Sicherheitsziel wird, dargestellt durch die UND-Verknüpfung im linken Ast, durch die Redundanz der Lenkwinkelsteller gewährleistet. Damit ergibt sich zunächst das Bild, dass ein Fehler eines Stellers alleine kein Risiko darstellt. Anhand des Fehlerbaums in Abbildung 2.2 werden nun die Möglichkeiten zum Ausfall eines Stellers genauer betrachtet. Dabei sind Fehlerfälle wie eine mechanische Blockierung in Betracht zu ziehen, sowie Fehlerfälle, die den Aktuator selbst bzw. dessen Ansteuerung betreffen. Zudem befindet sich auf der untersten Ebene das Ereignis einer fehlerhaften Energieversorgung, welches, gemäß des Fehlerbaums, zu einem Ausfall eines Stellers, jedoch nicht zu einer Verletzung des Sicherheitsziels führt. Diese Aussage hat jedoch nur dann Gültigkeit, wenn davon ausgegangen wird, dass der Ausfall der Energieversorgung nur eine Komponente isoliert betrifft. Dies kann jedoch in einem konventionellen Bordnetz nicht garantiert werden, da sämtliche elektrischen Systeme mittels des Kabelbaum untereinander verbunden sind. So ist es prinzipiell möglich, dass sich ein Fehler im Energienetz beide Stellsysteme kompromittiert. Trotz redundanter Auslegung der Steller kann diese Art von Fehler nicht abgefangen und damit die Lenkfunktion nicht aufrecht erhalten werden.

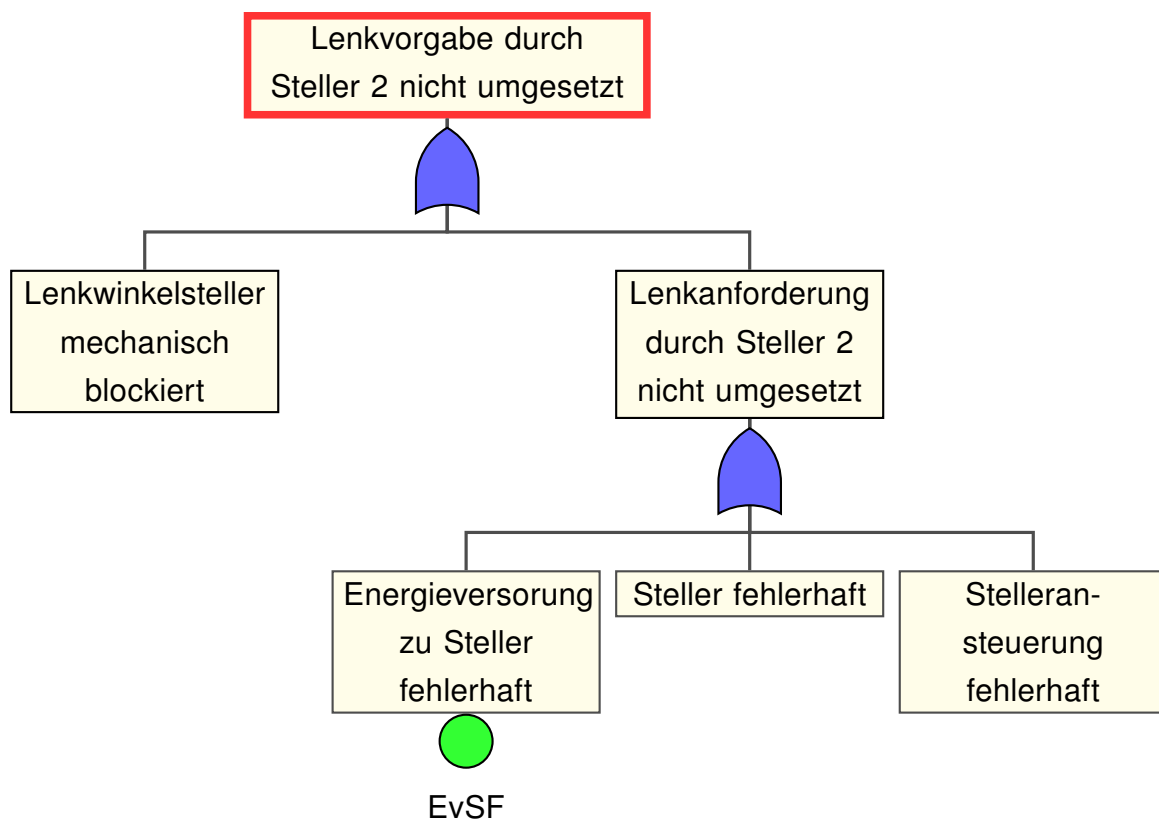


Abbildung 2.2: Ausschnitt zur Fehlerfunktion „Lenkvorgabe durch Steller 2 nicht umgesetzt“

Analog kann das Sicherheitsziel SZ2 betrachtet. Hierbei spielt die Energieversorgung

ebenfalls eine wesentliche Rolle bei der Umsetzung der Lenkfunktion. Bei einem Ausfall derer kann zwar nicht erwartet werden, dass das Lenksystem in der Lage ist, ohne Energieversorgung eigenmächtig eine gefährliche Querschleunigung aufzubauen. Vielmehr besteht hier die Gefahr, dass der Ausfall innerhalb einer dynamischen Fahrsituation wie zum Beispiel dem Fahrspurwechsel zu einer Verletzung des Sicherheitsziels führt. Da der Versagensmechanismus identisch zu dem von Sicherheitsziel SZ1 ist, wird an dieser Stelle auf eine detaillierte Fehlerbaumbetrachtung verzichtet.

## 2.4 Ableitung der Forschungsfragen

Durch Gillen [Gil15] und Krautstrunk [Kra05] wurden bereits Konzepte zur Fahrzeugführung mittels By-Wire-Technologie diskutiert, wobei entweder die funktionale Absicherung und Methodik (Gillen) bzw. der eigentliche Aktor (Krautstrunk) im Fokus stehen. Die Energieversorgung wird hingegen nicht betrachtet. Abel thematisiert in seiner Dissertation eine modellbasierte Zuverlässigkeitsanalyse des Bordnetzes, mit dem Ziel, eine Bewertung und analytische Methodik für die Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit abzuleiten [Abe08].

In dieser Arbeit soll in Ergänzung dazu eine intelligente Einheit zu Leistungsverteilung, engl. „Power Distribution Unit (PDU)“ entwickelt werden, die die Möglichkeit bietet, sicherheitsrelevante Verbraucher zuverlässig mit Energie zu versorgen. Dabei wird zunächst ausschließlich die Applikation im Kontext der Lenksysteme betrachtet. Es ist jedoch zu erwarten, dass die Ergebnisse auf andere By-Wire-Systeme wie beispielsweise Bremssysteme übertragbar sind.

Wird die Entwicklung des Kraftfahrzeug im letzten Jahrzehnt betrachtet, so ist die Anzahl an vernetzten Funktionen sowie Steuergeräten und die damit verbundenen Bussysteme stetig gewachsen. Einher damit geht eine steigende Systemkomplexität, die in einer Vielzahl von Fahrzeugmodellen in kurzen Produktzyklen auf den Märkte gebracht werden. Die Automobilindustrie muss sich demnach der Herausforderung stellen, nicht nur effektive Produkte und Lösungen anzubieten. Diese müssen allen voran auch wirtschaftlich tragbar, d.h. effizient sein [Bö15]. Daher müssen, um den zuvor genannten Anforderungen an Effektivität und Effizienz zu genügen, folgende vier Eigenschaften bei der Entwicklung der PDU und notwendiger Peripherie berücksichtigt werden:

- höchste Zuverlässigkeit;
- geringe Kosten;
- geringes Gewicht;
- geringes Bauvolumen;

Aus der Forderung nach hoher Zuverlässigkeit muss als erste Forschungsfrage zunächst beantwortet werden, welche Sicherheitsziele bei der Umsetzung eines Bordnetzes für sicherheitsrelevante Verbraucher zu berücksichtigen sind. Hierbei soll für eine initiale Gefährdungsanalyse die ISO 26262 herangezogen werden. Implizit schließt sich daran die zweite Fragestellung an, welche technischen Maßnahmen bei der Planung und Umsetzung notwendig sind, um die geforderten Sicherheitsziele zu erreichen. Damit verbunden ist die Identifikation und Auswahl einer geeigneten Bordnetztopologie, innerhalb welcher die PDU integriert werden kann, um eine sichere Energieversorgung im Fahrzeug zu gewährleisten. Die Wahl der Topologie ist eng verknüpft mit den Produktanforderungen nach Gewicht und Volumen.

Als maßgebliche Fehlerfälle im Kraftfahrzeug sind Lichtbögen und Kurzschlüsse zu nennen, in Folge derer sich ein unzulässiger, hoher Stromfluss einstellt. Kurzschlüsse können das Ergebnis von Isolationsfehlern oder auch Bauteilversagen sein. Insbesondere bei Leistungselektronik wie DC/DC-Konvertern oder Invertern zur Motorsteuerung, welche auf hohe Ströme ausgelegt sind, können Fehler bzw. Kurzschlüsse in Leistungshalbleitern zu erheblichem Stromfluss führen [Mic08]. Statistische Betrachtungen haben zudem dargelegt, dass Leistungshalbleiter wie MOSFETs beim Versagen in 51% der Fälle kurzgeschlossen sind, Bipolartransistoren sogar in 73% [Cha91]. Daher werden im Kontext dieser Arbeit maßgeblich Überstromkonditionen betrachtet, da diese als wahrscheinlichste Fehler im Bordnetz aufgefasst werden können. Daraus kann abgeleitet werden, dass die PDU in der Lage sein muss, solche Überstromkonditionen einerseits zuverlässig zu erkennen, andererseits diese auch abschalten zu können. Folglich muss als dritter Themenkomplex die Frage beantwortet werden, wie eine entsprechende Erkennung ausgestaltet sein muss und welche Anforderungen an die Hardware der PDU zu stellen sind, um den Abschaltvorgang zu bewerkstelligen. Die Relevanz der Forschungsfragen für die Automobilindustrie wird durch eine Ankündigung von Bosch unterstrichen, ein vergleichbares System mittels einer anwendungsspezifische integrierte Schaltung (ASIC) umzusetzen. Bisher wurde jedoch kein Produkt vorgestellt bzw. zur Marktreife gebracht [HR18].

### 3 Entwurf der Leistungsflussregelung

Wie bereits eingangs in Kapitel 1.1 dargestellt wurde, ist die Lenkung im Fahrzeug ein sicherheitskritisches System. Gemäß dem Stand der Technik gelten dabei die Anforderungen an ein fehlertolerantes System mit höchster Verfügbarkeit. Daher ist der Nachweis zu erbringen, dass das System sicher funktioniert und keine Gefahr für Leib und Leben darstellt. Die in Kapitel 1.3.1 vorgestellten funktionale Sicherheitsnorm ISO 26262 stellt hierbei die Grundlage bei der Entwicklung dieser Systeme dar. Entsprechend dieser ist das Risikopotenzial, welches von einer Fehlfunktion der Lenkung ausgeht, initial zu evaluieren. Dieses wird, je nach Situation und Einschätzung, mit ASIL C oder D bewertet [Gil15]. In diesem Kapitel soll ein Konzept zur Energieversorgung einer Steer-By-Wire-Lenkanlage vorgestellt werden, beispielhaft ist in Abbildung 3.1 das Lenksystem eines Fahrzeugs dargestellt, welches über eine radindividuelle Lenkung verfügt. Die dafür abgeleiteten Anforderungen sollen primär anhand des Lenksystems hergeleitet werden. Es ist jedoch anzumerken, dass diese analog auf andere sicherheitsrelevante Systeme wie beispielweise Brake-By-Wire übertragbar sind.

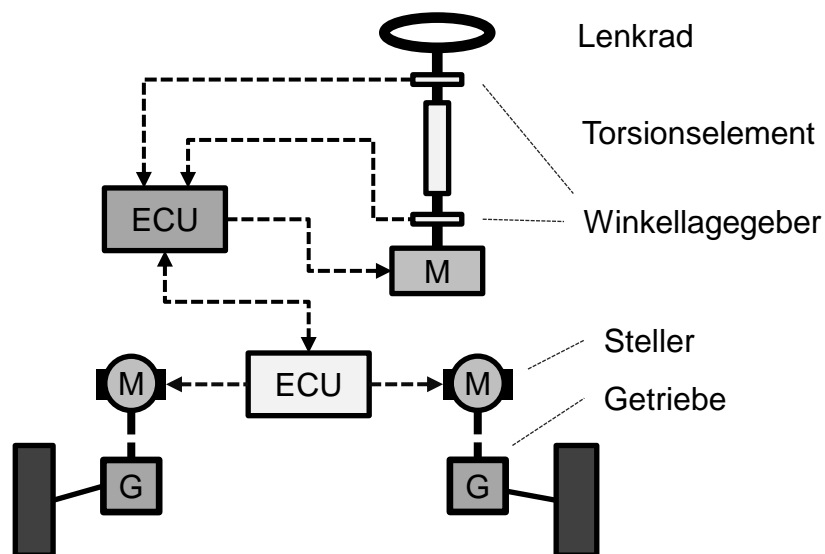


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung eines radindividuellen Lenksystems

#### 3.1 Mögliche Topologien

Die hohen Sicherheitsanforderung an das Lenksystem wird aktuell entweder durch die mechanische Verbindung erfüllt, die gemäß ECE Richtlinie 79 bei ordnungsgemäßer Auslegung als sicher gilt. Zudem ist der Fahrer als Rückfallebene bei Fehlfunktionen unterstützender Lenkhilfen noch verfügbar. Ab SAE Level 4 oder 5 muss das System Fehler selbstständig und voll-umfänglich abfangen können, das System ist demnach

als fail-operational auszuführen. Dies betrifft, wie bereits eingangs beschrieben, neben den Kommunikationskanälen insbesondere die Energieversorgung. Als Stand der Technik hat sich bereits etabliert, die notwendigen Aktorsysteme redundant auszuführen, um die notwendige Ausfallsicherheit zu gewährleisten. Das Konzept bezüglich der Energieversorgung sieht im Kontext der Sicherheitsbetrachtung vor, dass das System als *fail-operational* auszuführen ist. Die Ausführung des Systems als *fail safe* ist, da dies mit dem Verlust der Lenkfunktion gleichzusetzen ist, keine zielführende Alternative.

Um die Funktionalität der Aktuatoren zu garantieren, muss folglich sichergestellt werden, dass zu jedem Zeitpunkt ausreichend Energie zur Aktuierung der Lenkwinkelsteller zur Verfügung steht. Konkret bedeutet dies, dass zu jedem Zeitpunkt mindestens eine Quelle in der Lage sein muss, die gesamte notwendige Energie aufzubringen, die für die korrekte Funktion der sicherheitsrelevanten Verbraucher benötigt wird. Zusammenfassend lassen sich also vier Anforderungen bei den Topologiebetrachtungen und deren Auslegung ableiten:

- Das Lenksystem muss aus mindestens zwei Aktuatoren bestehen, sodass im Fehlerfall die Fahrzeugführung gewährleistet ist (A1).
- Das Lenksystem muss über mindestens zwei Energiequellen verfügen, sodass im Fehlerfall einer der Quellen die Fahrzeugführung gewährleistet ist (A2).
- Das Lenksystem muss sicherstellen, dass jederzeit mindestens ein Akuator und mindestens eine Energiequelle zur Verfügung stehen (A3).
- Das Lenksystem muss im Fehlerfall solange seine Funktion aufrechterhalten, bis das Fahrzeug einen sicheren Zustand erreicht hat (A4). Der sichere Zustand kann beispielsweise das Anhalten auf dem Seitenstreifen der Fahrbahn sein, ein Fail-Silent ist nicht zulässig (A4).

Basierend auf den in Kapitel 1.3.3 vorgestellten Redundanzkonzepten sowie den in Kapitel 1.4.5 aufgezeigten Bordnetzen sollen mögliche Ausprägungsformen einer Bordnetzarchitektur diskutiert werden.

Grundsätzlich wird davon ausgegangen, dass ein Steer-By-Wire Lenksystem in Minimalanordnung über zwei Lenkwinkelsteller verfügt, um im Fehlerfall die Lenkfunktion aufrecht zu erhalten (Anforderung A1 und A4). Gleiches gilt für die Energieversorgung, sodass dafür Sorge getragen werden muss, dass auch im Fehlerfall mindestens eine Energiequelle zur Verfügung steht (Anforderungen A2 und A3). Um dem erwarteten steigenden Energiebedarf im Bordnetz gerecht zu werden, wird davon ausgegangen, dass weitere nicht-sicherheitsrelevante Verbraucher ebenfalls aus dem 48V Bordnetz

gespeist werden müssen. Diese nicht-sicherheitsrelevante Verbraucher werden nachfolgend als „Auxillaries (Aux)“ zusammengefasst. Darüber hinaus ist es im Hinblick auf die (Serien-)Tauglichkeit im Kraftfahrzeug zwingend erforderlich, dass weitere Parameter wie Bauraumvolumen, Gewicht, Verkabelungsaufwand sowie die zu erwartenden Systemkosten berücksichtigt und optimiert werden. Da es unwahrscheinlich erscheint, dass das 12V-Bordnetz in naher Zukunft entfallen wird, ist es weiterhin in den Überlegungen zu den Topologien aufgeführt.

In den folgenden Abbildungen 3.2 bis 3.7 sowie zusammenfassend in den Tabellen 3.1 und 3.2 sollen mögliche Topologien diskutiert und bewertet werden. Da sich aus den zuvor genannten Anforderungen eine Vielzahl von Kombinationen ergeben, wie die einzelnen Teilsysteme miteinander verknüpft werden können, werden nachfolgend exemplarisch 6 vielversprechende Bordnetztopologien diskutiert.

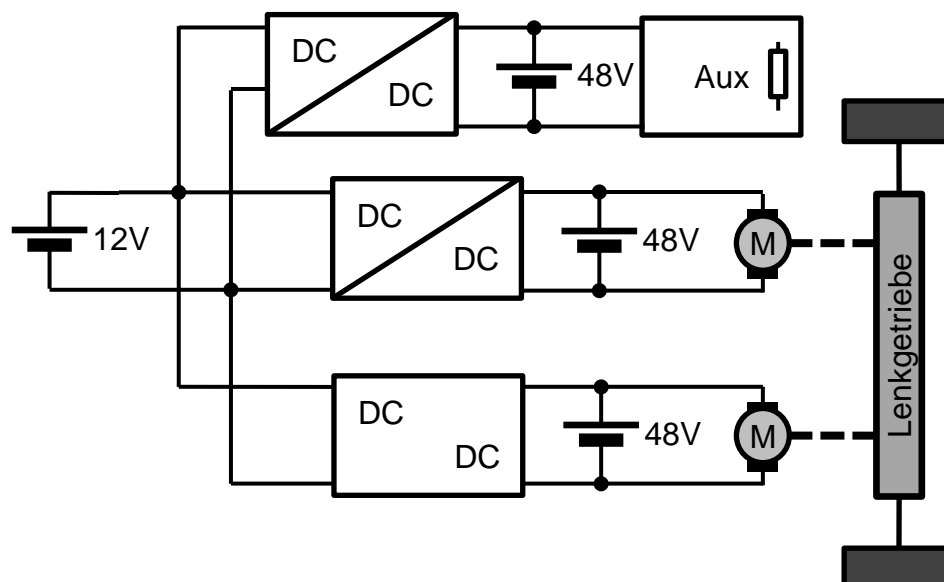


Abbildung 3.2: Bordnetztopologie 1: Inselssystemlösung für Lenksystem

Das in Abbildung 3.2 dargestellte System folgt konsequenterweise dem Ansatz der Inselssysteme. Hierbei ist es charakteristisch, dass jeder sicherheitskritische Teilpfad einen individuellen DC/DC-Konverter sowie eine eigene Stützbatterie mitbringt. Energieintensive Komfortfunktionen werden ebenfalls aus einer eigenen Kombination aus DC/DC-Konverter und Batterie versorgt. Sollte in einer der Domänen ein Kurzschluss auftreten, ist durch die konsequente Trennung der einzelnen Domänen eine maximale Unabhängigkeit und Rückwirkungsfreiheit untereinander gegeben. Zudem erlaubt die Konzeption als einzelne Inseln die vergleichsweise einfache Integration in existierende Fahrzeugsysteme. Offensichtlicher Nachteil ist hierbei die hohe Anzahl notwendiger Komponenten. Dabei ist zu erwarten, dass die DC/DC-Konverter maßgeblich die Systemkosten in die Höhe treiben, und die zusätzlichen Batterien das Gewicht des Ge-

samtsystems. Da die Umstellung von Serienfahrzeugen auf By-Wire-Technologie einen revolutionären Schritt darstellt, ist nicht zu erwarten, dass an gewachsenen Bordnetzstrukturen festgehalten wird. Somit kann nicht davon ausgegangen werden, dass diese Topologie Einzug in Fahrzeuge mit Steer-By-Wire erhalten wird.

Die nachfolgend dargestellten Konzepte unterscheiden sich grundlegend gegenüber dem in Abbildung 3.2 präsentierten System. Anstatt einer Aufteilung in einzelne Inselssysteme, welche einen hohen Einsatz an Ressourcen bedeuten, bieten Domänen-orientierte Ansätze zur Ausgestaltung des Bordnetzes ein erhebliches Einsparpotential bezüglich der Anzahl notwendiger Komponenten. Diese Ansätze sehen vor, dass eine zentrale Instanz zur Leistungsflusssteuerung, eine sogenannte PDU zum Einsatz kommt. Diese zentrale Komponente, auf die in den nachfolgenden Kapiteln noch näher eingegangen wird, erlaubt das gezielte Zu- und Abschalten einzelner Leistungspfade. Ihr übergeordnetes Ziel ist die Identifikation fehlerhafter Domänen und deren Abschaltung im Fehlerfall, um die Fehlerfortpflanzung in das restliche Bordnetz zu verhindern.

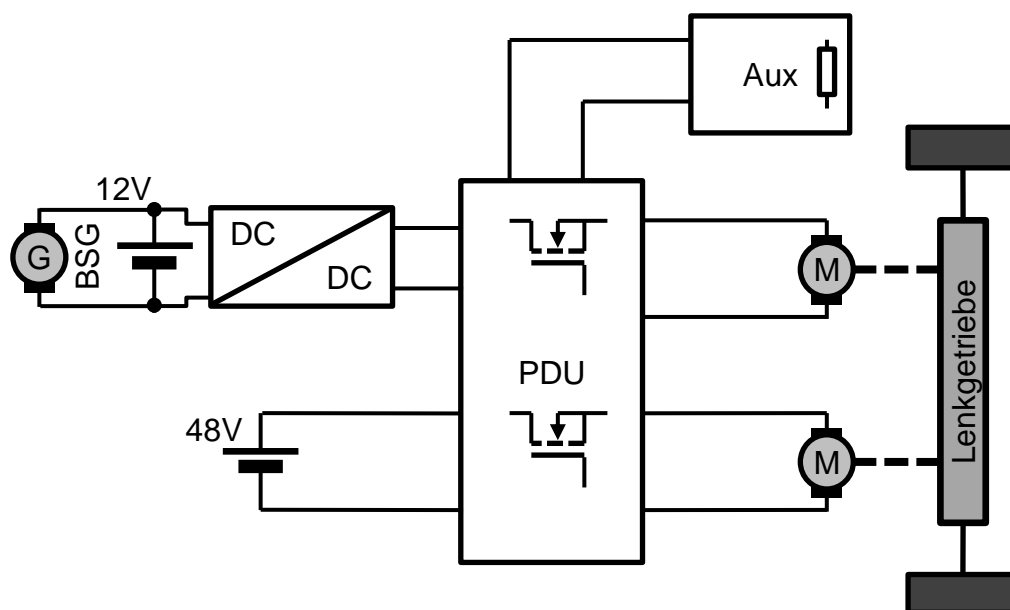


Abbildung 3.3: Bordnetz Topologie 2: PDU und konventionelles Lenksystem

Das in Abbildung 3.3 dargestellte System besteht aus der PDU als zentralem Energiemanagementsystem und einer redundanten Energieversorgung, welche aus einer 48V-Batterie und einem DC/DC-Konverter gebildet wird. Der DC/DC-Wandler kann wahlweise bi- oder unidirektional ausgeführt werden und verbindet das 48V-Bordnetz mit einem weiteren, in Fahrzeug vorhandenen Bordnetz. In Fahrzeugen mit verbrennungsmotorischem Antrieb kann hier von einem 12V-Bordnetz mit Startergenerator ausgegangen werden, in voll-elektrischen Fahrzeugen ist hier theoretisch ein HV-Netz denkbar. Weiterhin sind zwei Steller zum Ansteuern eines mit Spurstange gekoppelten

Lenkungssystem vorgesehen, sowie weitere nicht-sicherheitskritische Verbraucher, die als Auxiliaries zusammengefasst sind. Vorteilhaft bei dieser Realisierung ist im Vergleich zu dem in Abbildung 3.2 dargestellten Konzept, dass die Anzahl der Komponenten, insbesondere der großen und schweren Batterien sowie der DC/DC-Konverter, reduziert werden kann. Bezogen auf das 48V-Bordnetz sind zwei divers-redundante Energiequellen, die Batterie und der DC/DC-Konverter, verfügbar. Erstere kann vergleichsweise klein ausfallen, da sie nur Leistungsspitzen des Lenksystems abfangen muss. Als untere Schranke muss bei der Auslegung beachtet werden, dass im Fehlerfall des DC/DC-Konverters noch genügend Energie zum Überführen des Fahrzeugs in einen sicheren Zustand zur Verfügung steht. Die im Mittel benötigte Energie des 48V-Bordnetzes wird über den DC/DC-Wandler und damit über das klassische 12V-Bordnetz zur Verfügung gestellt. Diese Kopplung an nur einem Punkt ist gerade im Hinblick auf die Integration in bestehende Fahrzeuge vorteilhaft. Gleichzeitig bedeutet dies jedoch, dass die verfügbare Dauerleistung auf die Leistungsfähigkeit des 12V-Bordnetzes von rund 3,5 kW beschränkt bleibt. Durch die Verknüpfung der einzelnen Domänen über eine zentrale Instanz, die als potentieller Single Point of Failure identifiziert werden kann, resultiert daraus eine Einstufung der PDU als ASIL D. Als Folge dessen ist ein besonderes Augenmerk auf die Entwicklung dieser Komponente zu legen, mögliche Lösungsansätze werden in den nachfolgenden Kapiteln vorgestellt.

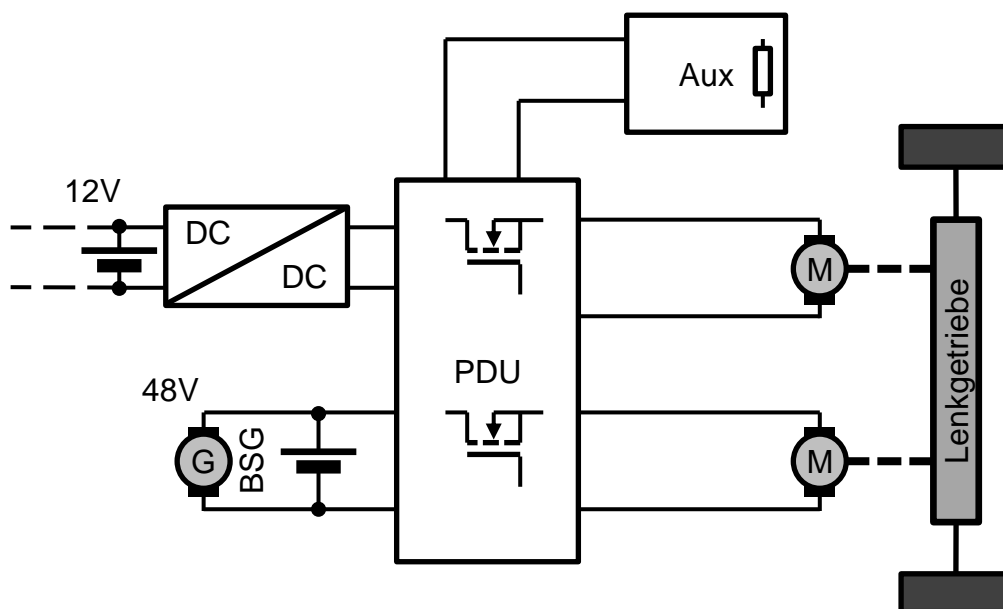


Abbildung 3.4: Bordnetz Topologie 3: PDU, BSG und konventionelles Lenksystem

Der in Abbildung 3.4 vorgestellte Ansatz nutzt ebenfalls das zuvor eingeführte Konzept der Leistungsflusssteuerung mittels PDU, sodass gleichermaßen zwei Lenkwinkelsteller und eine divers-redundante Energieversorgung Anwendung finden. Im Vergleich zu der vorherigen Architektur befindet sich der Generator jedoch nicht mehr im 12V-Bordnetz, sondern ist Teil des 48V-Bordnetzes. Somit ist die Dauerleistung des

48V-System nur noch durch die Leistungsfähigkeit des Generators begrenzt, sodass in diesem Konzept das volle zur Verfügung stehende Leistungspotential ausgeschöpft werden kann. Als Folge der neuen Position des Generator im Gesamtsystem arbeitet der DC/DC-Konverter im Normalbetrieb als Tiefsetzsteller, es findet also ein Leistungsfluss von der 48V- zu 12V-Seite statt. Tritt ein Fehler in der Domäne des Generators auf, so muss der DC/DC-Wandler einen Leistungsfluss von der 12V- zur 48V-Seite gewährleisten, um die Lenkfunktion aufrechtzuerhalten. In dieser Architektur ist demnach ein bidirektionaler DC/DC-Wandler eine notwendige Voraussetzung zur Darstellung eines sicheren Lenksystems.

Das bereits im Stand der Technik vorgestellt Forschungsfahrzeug SpeedE nutzt ein 48V-System zur Versorgung der Lenkung, welche mit radindividuellen Lenkwinkelstellern realisiert ist [F<sup>+</sup>16]. Dadurch entfällt die im klassischen Lenksystem erforderliche Spurstange. Eine mögliche Realisierung des Konzepts der Leistungsflusssteuerung in Kombination mit radindividuellen Lenkwinkelstellern ist in Abbildung 3.5 skizziert.

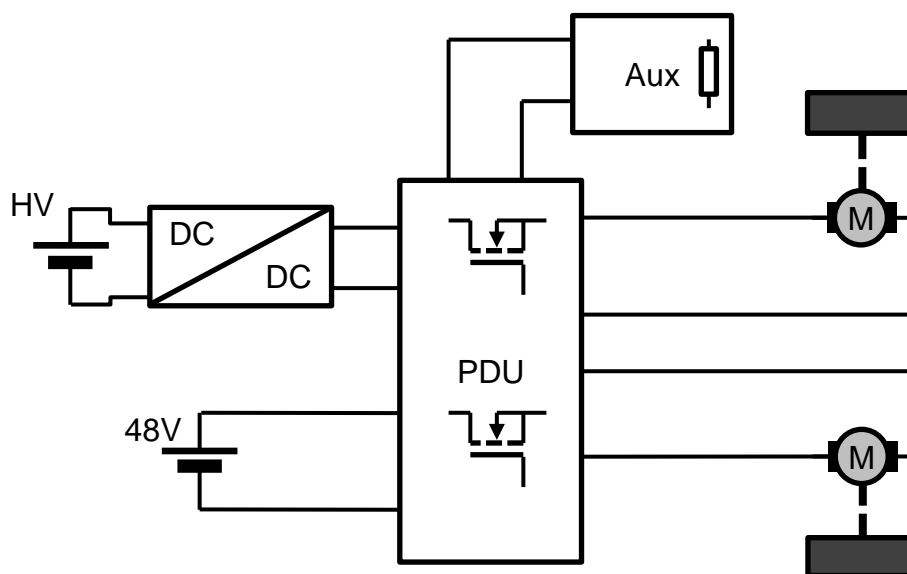


Abbildung 3.5: Bordnetz Topologie 4: PDU und individuellen Lenkwinkelstellern

Auch hier bildet die PDU das zentrale Steuerelement, die divers-redundante Energieversorgung besteht hier aus einer 48V-Batterie und einem DC/DC-Konverter. Dieser muss galvanisch getrennt ausgeführt werden, da er das HV-Bordnetz mit dem 48V-Bordnetz verbindet. Es ist ausreichend, dass dieser nur unidirektional arbeitet, da nur ein Leistungsfluss von der Hochvolt- zur 48V-Seite gefordert ist. Da das Hochvoltnetz große Mengen an Energie zur Verfügung stellen kann, ist das 48V-Bordnetz nur durch die Leistungsfähigkeit des DC/DC-Wandlers limitiert. Sollte die Domäne eines Lenkwinkelstellers ausfallen, ist die Position des Rads nicht mehr steuerbar. Als Folge dessen ist dafür Sorge zu tragen, dass der Lenkwinkelsteller entweder festgebremst wird oder sich das Rad durch konstruktive Maßnahmen nachläuft und damit keine störenden

Seitenführungskräfte verursacht. Der noch zur Verfügung stehende Lenkwinkelsteller muss nun in der Lage sein, die Fahrzeugführung zu bewerkstelligen, gegebenenfalls sind zusätzliche Maßnahmen, wie z.B. „Torque Vectoring“ des Antriebs, zur Lenkunterstützung notwendig.

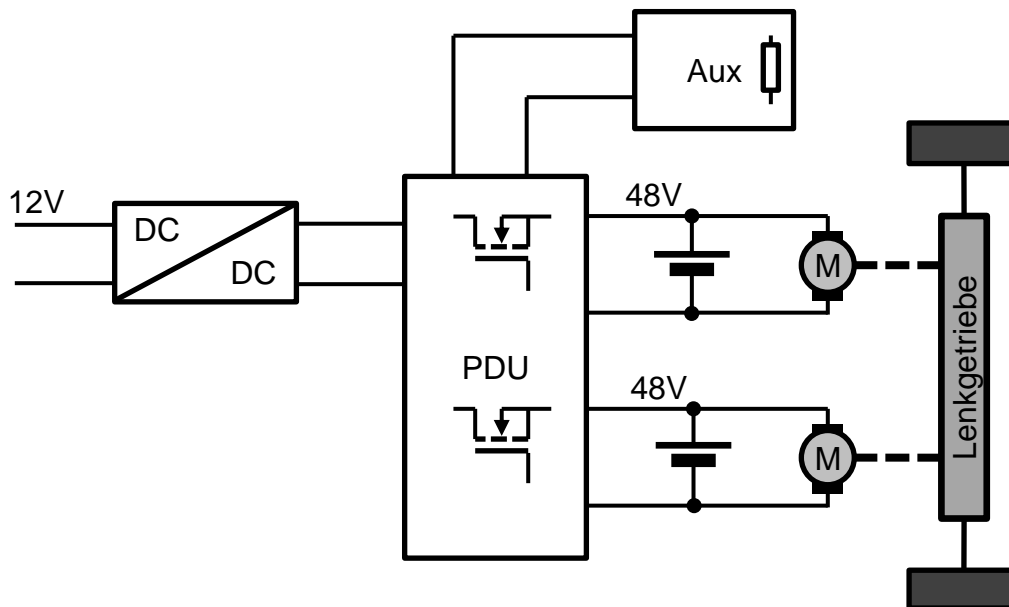


Abbildung 3.6: Bordnetz Topologie 5: PDU und Inselsystem für Lenkwinkelsteller

Das in Abbildung 3.6 dargestellte Konzept stellt eine Mischung aus Inselsystemen und Leistungsflusssteuerung dar, welche grundsätzlich für radindividuelle als auch konventionelle Lenkanlagen geeignet ist. Im Gegensatz zu dem in Abbildung 3.5 vorgestellten Konzept werden nun zwei getrennte kleinere Batterien auf der 48V-Ebene eingesetzt. Dabei sind diese nahe der Lenkwinkelsteller verortet, um die Kabellänge zwischen dem Energiespeicher und dem Aktuator zu minimieren. Der Ansatz, mehrere stark dezentraler Energiespeicher nahe des radindividuellen Stellers zu platzieren, ist insbesondere bei großen und schweren Fahrzeugen vielversprechend. So können Rückwirkungen auf das restliche Bordnetz, wie zum Beispiel bei hoher Leistungsanforderung oder Rekuperation des Stellmotors, minimiert werden. Zudem besteht eine hervorragende Skalierbarkeit des Konzepts, sodass dieses auch auf Fahrzeuge mit beispielsweise vier radindividuellen Stellern oder auf radindividuelle Lenksystem mit Radnabenantrieb übertragbar ist. Aufgrund der Tatsache, dass kein Strom aus einer Motordomäne in die PDU rückgespeist werden kann und im Fehlerfall die komplette Domäne abgeworfen wird, kann der entsprechende Kanal unidirektional aufgebaut werden, was schlussendlich die Bauteilkosten der PDU senkt. Diese Auslegung ist aber nur dann gegeben, wenn der verbaute DC/DC-Konverter in der Lage ist, die notwendige Leistung der nicht-sicherheitskritischen Verbraucher zu decken. Als nachteilig kann bei diesem Konzept betrachtet werden, dass hierbei mehrere kleine Batterien anstatt nur einer einzigen zum Einsatz kommen. Selbst bei gleicher Summenkapazität der Einzelbatte-

rien ist zu erwarten, dass diese mehr Bauraum benötigen und schwerer sind als eine Einzelbatterie. Zudem gilt die zuvor genannte Anforderung an den DC/DC-Konverter oder alternativ die Notwendigkeit bidirektionaler Kanäle in der PDU, damit auch Leistungsspitzen über die Batterien abgefangen werden können. Dadurch und aufgrund der stark dezentralen Position der Energiespeicher ist die Positionierung und Integration leistungsintensiver nicht-sicherheitskritische Verbraucher komplizierter als in den voran vorgestellten Konzepten.

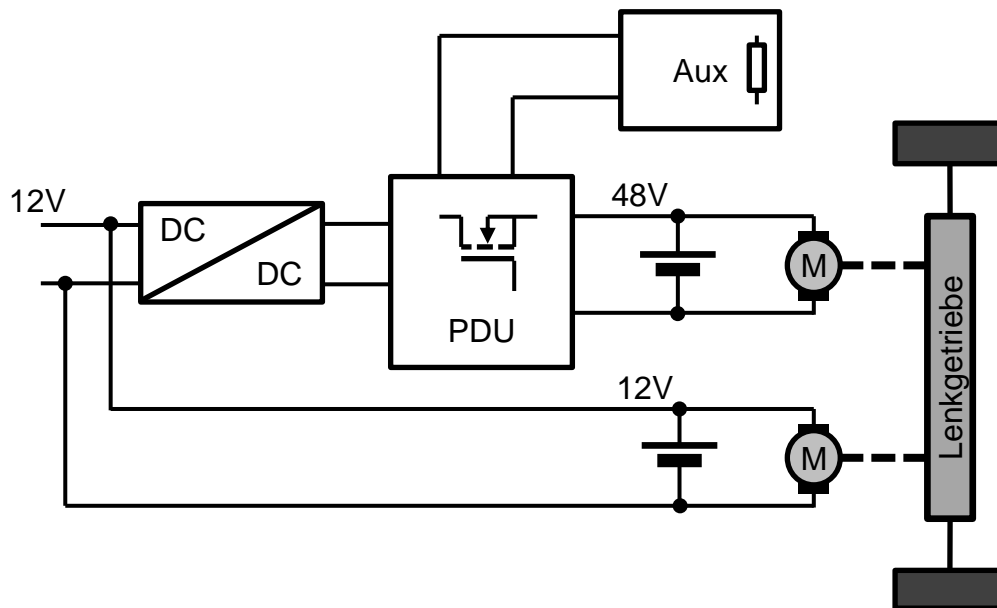


Abbildung 3.7: Bordnetz Topologie 6: PDU und Lenksystem mit getrennt versorgten Lenkwinkelstellern

Abschließend soll noch ein weiterer Ansatz gemäß Abbildung 3.7 vorgestellt werden. Dieser nutzt ebenfalls das Konzept der Leistungsflusssteuerung mittels PDU, zuvor behandelte Komponenten wie der DC/DC-Konverter, nicht-sicherheitskritische Verbraucher sowie ein Lenkwinkelsteller an 48V sind ebenfalls integriert. Weiterhin besteht das Lenksystem aus zwei Stellern, die derart verbunden sind, dass sie gemeinsam das Lenkgetriebe antreiben. Entscheidend bei diesen Ansatz ist jedoch, dass hierbei zwei verschiedene Motoren mit jeweils 12V und 48V zum Einsatz kommen, welche konsequenterweise aus dem 12V- und dem 48V-Bordnetz versorgt werden. Hierbei ergibt sich eine diversitäre Redundanz seitens der Steller, da bei diesem Konzept erstmals verschiedenartige Aktoren eingesetzt werden, was die Anfälligkeit für systematische Fehler reduziert. Die PDU kann hierbei in zwei unterschiedlichen Ausprägungen realisiert werden. In ersterer entspricht die Auslegung der PDU der zuvor vorgestellten Funktion der Leistungsflusssteuerung, im Fehlerfall wird die betroffene Domäne abgeschaltet. In der zweiten Variante ähnelt die PDU vielmehr einem Trennschalter, der im Fehlerfall die Verbindung zwischen dem 12V- und dem 48V-Bordnetz aufhebt. Somit wird, im Vergleich zu den zuvor dargestellten Konzepten, nicht eine Domäne, sondern gleich das gesamte fehlerhafte Bordnetz abgeworfen. Vorteilhaft ist hierbei, dass die

PDU deutlich weniger komplex ausgeführt werden muss, da schlussendlich nur ein Kanal, nämlich derjenige, der die beiden Bordnetze über den DC/DC-Konverter verbindet, abgeschaltet werden muss. Umgekehrt bedeutet dies jedoch, dass ein schwerwiegender Fehler potentiell dazu führen kann, dass ein komplettes (Teil-)Bordnetz abgeworfen werden muss und somit nicht mehr für eine redundante Energieversorgung zur Verfügung steht. Dies ist bei der Auslegung und der Aufteilung der Komponenten zusätzlich beim Entwicklungsprozess des Bordnetzes zu berücksichtigen.

Es ist zudem anzumerken, dass aufgrund des Einsatzes eines 12V-Stellers die mögliche Leistung gegenüber eines Ansatzes basierend auf einem 48V-System begrenzt ist. Folglich kann daraus abgeleitet werden, dass das vorgestellte Lenksystem hohes Potential für den Einsatz im PKW bietet, hingegen für schwere Fahrzeug oder Fahrzeuge mit radindividuellen Stellern die Systemleistung wahrscheinlich nicht ausreichend sein wird.

Die Tabellen 3.1 sowie 3.2 fassen die Eigenschaften der zuvor vorgestellten Topologien zusammen. Diese sind anhand der Kriterien Anzahl an Komponenten, Verkabelungsaufwand, Gewicht und zu erwartendem ASIL bei der Auslegung bewertet. Weitere Kriterien sind die Rückwirkungsfreiheit, die darstellbare Systemleistung an 48V sowie die Möglichkeit der Lichtbogenerkennung. Schlussendlich werden zusätzliche Anforderungen benannt, welche bei der Systemauslegung bzw. Integration maßgeblich sind.

Anhand der Bewertungen in den Tabellen können die Topologien 2 und 3 als bevorzugt identifiziert werden, da diese neben hoher elektrischer Leistungsfähigkeit eine evolutionäre Integration neben der bereits etablierten Bordnetzstruktur erlauben. Aufgrund der Vielzahl an möglichen Kombinationen von Komponenten sowie stark unterschiedlichen Anforderungen an das Bordnetz in Abhängigkeit von der Fahrzeugklasse muss für die jeweilige Systemauslegung eine individuelle Bewertung erfolgen. Gemeinsam bei allen gezeigten Konzepten ist jedoch das Konzept der zentralen Energieflusssteuerung, welche die jeweiligen Domänen überwacht und steuert. Zudem ist diese gut skalierbar, beispielsweise für den Fall, dass weitere sicherheitsrelevante Domänen eingebracht werden müssen. Daher wird im Folgenden ein Konzept der Leistungsflusssteuerung entwickelt, welches generisch ausgestaltet ist, sodass es in allen der oben genannten Topologien einsetzbar ist.

	<b>Topologie 1</b>	<b>Topologie 2</b>	<b>Topologie 3</b>
<b>Beschreibung</b>	Multi-DC/DC ohne PDU	Inselsystem mit PDU, BSG auf 12V	Inselsystem mit PDU, BSG auf 48V
<b>Anzahl Komponenten</b>	-	0	0
<b>Verkabelung</b>	-	+	+
<b>Gewicht</b>	-	+	+
<b>ASIL</b>	+	-	-
<b>Rückwirkungsfreiheit</b>	+	0	0
<b>Systemleistung 48V</b>	0	+	++
<b>Lichtbogenerkennung</b>	-	+	+
<b>Zusätzl. Anforderungen</b>	Motor fail silent	Motor fail silent	Motor fail silent und bidirekt. DC/DC
<b>Referenz</b>	Abb. 3.2	Abb. 3.3	Abb. 3.4

Tabelle 3.1: Klassifizierung der Bordnetz-Topologien 1 bis 3

	<b>Topologie 4</b>	<b>Topologie 5</b>	<b>Topologie 6</b>
<b>Beschreibung</b>	3-Ebenen Bordnetz „SpeedE“	2-Batterien In-selsystem mit PDU	Bordnetz mit gemischt versorgtem Aktuator
<b>Anzahl Komponenten</b>	0	0	+
<b>Verkabelung</b>	+	+	++
<b>Gewicht</b>	0	0	+
<b>ASIL</b>	-	+	+
<b>Rückwirkungsfreiheit</b>	0	++	-
<b>Systemleistung 48V</b>	+	0	-
<b>Lichtbogenerkennung</b>	++	0	-
<b>Zusätzl. Anforderungen</b>	Motorbremse, ggf. Torque Vectoring	Torque Vectoring	
<b>Referenz</b>	Abb. 3.5	Abb. 3.6	Abb. 3.7

Tabelle 3.2: Klassifizierung der Bordnetz-Topologien 4 bis 6

### 3.2 Konzept der Leistungsflussregelung

Die Aufgabe der PDU bzw. der Leistungsflussregelung ist die Aufrechterhaltung des 48V-Bordnetzes im Fehlerfall. Fehlerfälle, die zum Zusammenbruch der Energieversorgung führen, sind maßgeblich Kurzschlüsse und Überlastkonditionen. Die PDU muss demnach hohe Ströme mit sehr hoher Zuverlässigkeit erkennen können, Abschaltungen aufgrund fehlerhafter Messungen müssen jedoch verhindert werden, da diese das System in einen degradierten Zustand zwingen. Dies stellt entsprechend hohe Anforderungen an die Güte der Strommessung in der PDU. Zudem muss gewährleistet sein, dass das System jederzeit in der Lage ist, eine fehlerhafte Domäne abzuwerfen.

Abbildung 3.8 zeigt die Prinzipdarstellung der PDU. Diese besteht aus  $N$  gleichartigen Schaltzellen, welche über eine Sammelschiene (DC Link) fest miteinander verbunden sind. Die Schaltzellen können gleich- oder verschiedenartig ausgelegt sein, um den jeweiligen Anforderungen an die Stromtragfähigkeit Sorge zu tragen. Sie verfügen jedoch notwendigerweise über ein Element zur Strommessung, einer Spannungsmessung auf der Seite der Last bzw. Quelle, sowie das eigentliche Schaltelement zum Abwerfen des Kanals. Weiterhin wird die Möglichkeit zur Erfassung der Spannung  $U_{\text{Link}}$  an der Sammelschiene vorgesehen. Die in Abbildung 3.8 verwendeten Batteriesymbole stehen stellvertretend für Quellen im System, d.h. Batterien, Generatoren oder DC/DC-Konverter. Der Elektromotor repräsentiert sicherheitsrelevante Verbraucher wie die Aktuatoren der By-Wire-Lenkung, der elektrische Widerstand  $R$  fasst weitere nicht sicherheitsrelevante Verbraucher zusammen. Diese werden, wie im vorherigen Kapitel diskutiert, gemeinschaftlich an einem Kanal der PDU betrieben. Ab dort können sie mittels Kabelbaum unterverteilt und entsprechend mit klassischen Schmelzsicherungen abgesichert werden.

Technisch betrachtet lässt sich die PDU in zwei Teilsysteme unterteilen. Hierbei ist zunächst das Teilsystem bestehend aus der Sammelschiene und den Schaltzellen zu nennen. Während erstere lediglich eine stabile und hochstromfähige Verbindung für die Schaltzellen darstellt, müssen letztere genaue und hochverfügbare Messgrößen für die Spannungs- und Strommessung liefern. Zudem müssen sie dazu in der Lage sein, zu jedem beliebigen Betriebszustand die fehlerhafte Domäne sicher vom Rest des Systems zu trennen. Den zweiten Teil stellt folglich die Logik dar, welche auf einem Mikrocontroller ausgeführt wird. Dieser erfasst sämtliche Messgrößen der PDU, bewertet anhand derer den Zustand des Systems und entscheidet schlussendlich darüber, welche Domäne zu- oder abgeschaltet wird. Diese Schaltinformation wird an die jeweilige Schaltzelle übertragen, die wiederum den Schaltvorgang durchführt. Zusätzlich müssen Kommunikationskanäle zum restlichen Fahrzeug etabliert werden, um über den Zustand der PDU bzw. des Bordnetzes zu informieren. Dies ist insbesondere dann notwendig, wenn weitere Systeme wie z.B. Torque-Vectoring oder radindividuelle Bremsengriffe zur Aufrechterhaltung der Lenkfunktion erforderlich sind.

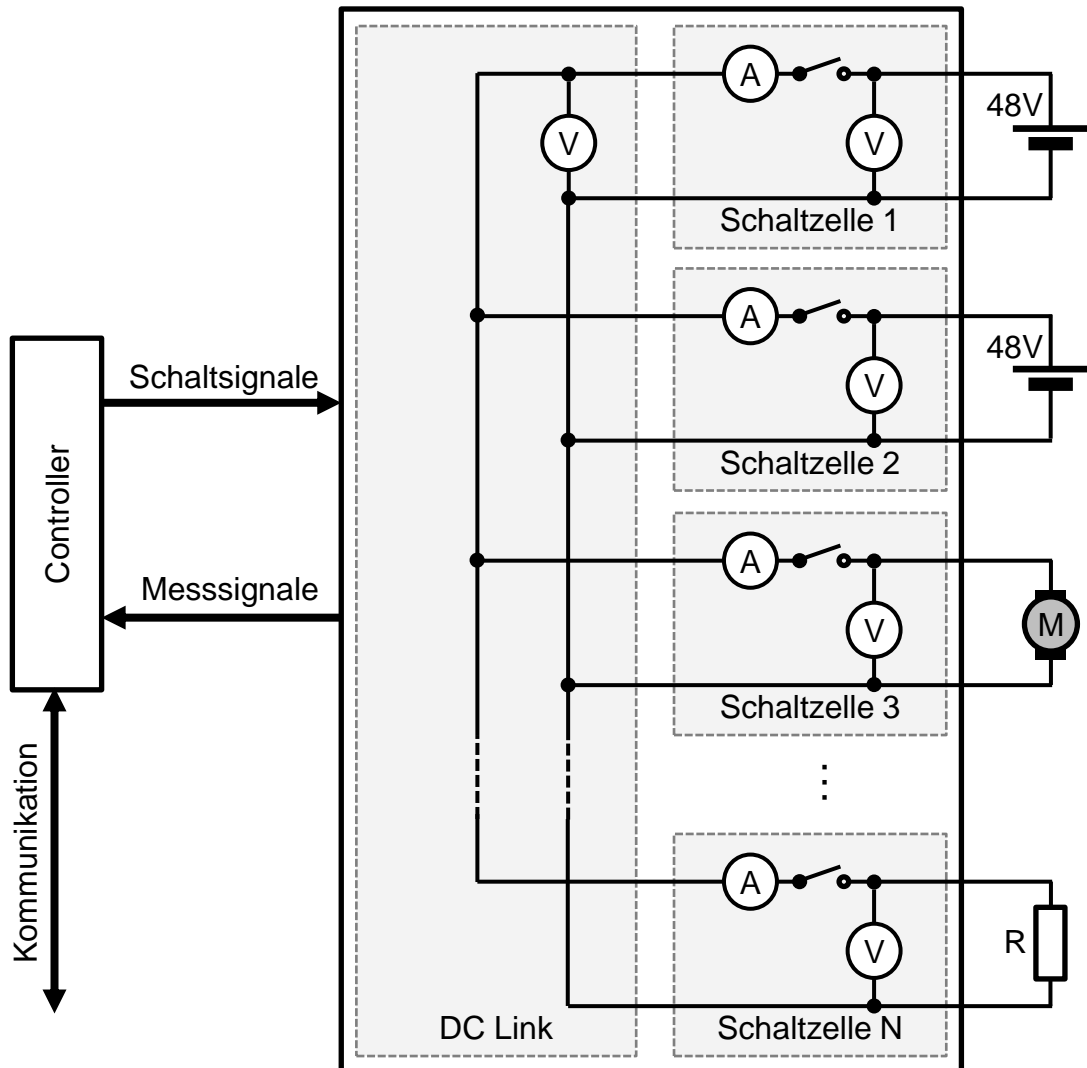


Abbildung 3.8: Prinzipdarstellung PDU

### 3.2.1 Definition von Fehlerfällen

Maßgebliche Fehlerfälle im Bordnetz sind Kurzschlüsse, bei welchen die spannungsführende Klemme mit der Fahrzeugkarosserie kurzgeschlossen wird. Vergleichbare Fehlerfälle können in Leistungsstufen von DC/DC-Wandlern oder Invertern zur Motoransteuerung auftreten, wenn im Falle eines Bauteilversagens die Leistungsstufe eine niederohmige Verbindung darstellt. Aufgrund des geringen Innenwiderstands von Batterie und Generator sowie großer Kabelquerschnitte und den daraus resultierenden niederohmigen Verbindungen können hohe Kurzschlussströme erreicht werden.

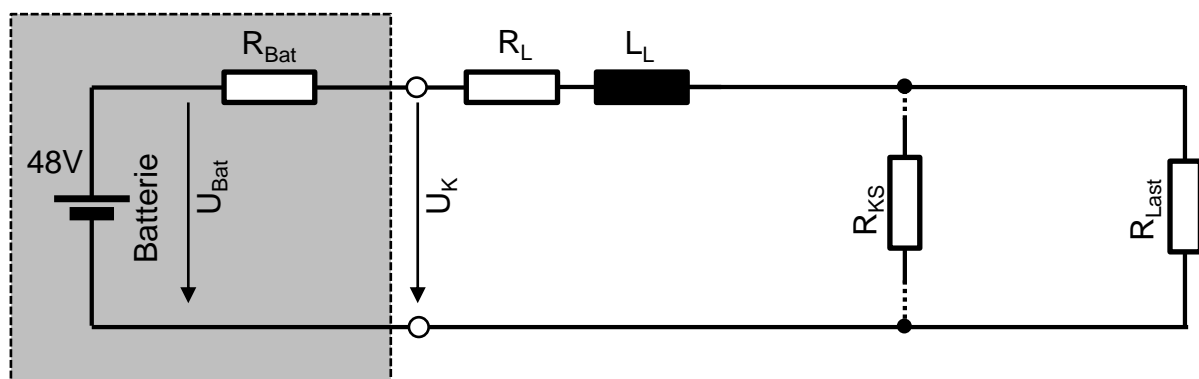


Abbildung 3.9: Kurzschluss von Klemme K40 zu Fahrzeugmasse bzw. K41

Abbildung 3.9 stellt vereinfacht den Kurzschlussfall innerhalb der Zuleitung eines Verbrauchers an 48 V dar. Zur Beschreibung des Kurzschlussverhalten sollen zunächst Größenordnungen der relevanten Komponenten abgeschätzt werden. Der Leitungswiderstand eines typischen Batteriekabels mit  $50\text{mm}^2$  Querschnitt beträgt rund  $344\ \mu\Omega$  pro Meter, die Leitungsinduktivität  $L_L$  kann mit rund  $1\ \mu\text{H}$  je Meter Kabellänge abgeschätzt werden. Der Innenwiderstand der Batterie  $R_{Bat}$  ist vom Ladezustand abhängig und liegt in der Größenordnung einiger  $10\ \text{m}\Omega$  bis zu rund  $100\ \text{m}\Omega$ . Der Kurzschluss kann, insofern sich kein Lichtbogen ausbildet, mit einem Widerstandswert  $R_{KS}$  von wenigen  $10\ \text{m}\Omega$  modelliert werden. Bei einer beispielhaft gewählten Leitungslänge von 5 Metern ergibt sich somit der maximal erreichbare Kurzschlussstrom  $I_{KS}$  aus der Summe der Teilwiderstände und der Batteriespannung  $U_{Bat}$  gemäß Gleichung 3.1.

$$I_{KS} = \frac{U_{Bat}}{R_S} = \frac{U_{Bat}}{R_{Bat} + R_L + R_{KS}} \quad (3.1)$$

Der Anstieg des Stromes im Kurzschlussfall ist durch die Leitungsinduktivität gegeben und entspricht einer Exponentialfunktion gemäß Gleichung 3.2, die Zeitkonstante  $\tau$  des Systems entsprechend nach Gleichung 3.3 geben.

$$I(t) = I_{KS} \cdot (1 - e^{-t \cdot \frac{R_S}{L_L}}) \quad (3.2)$$

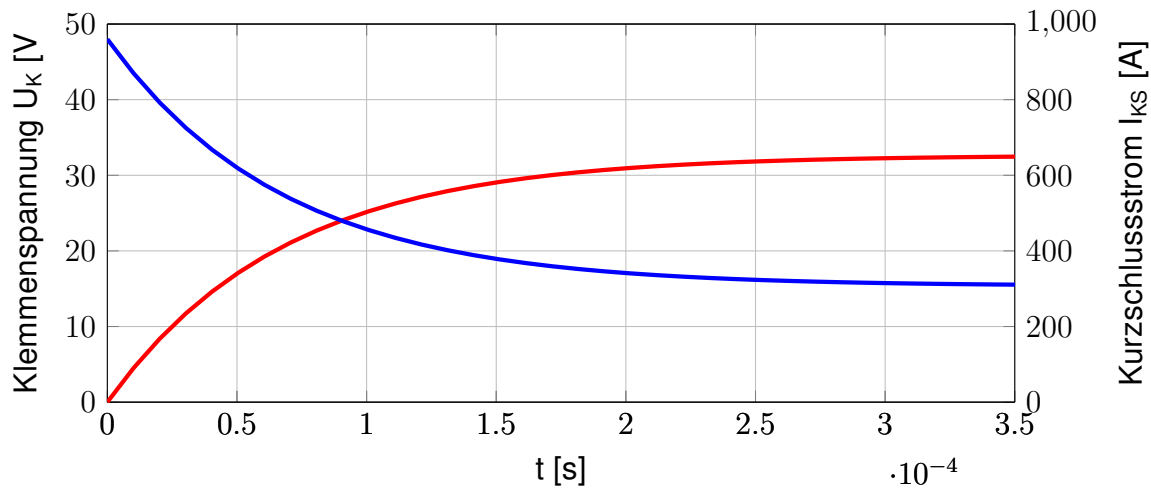


Abbildung 3.10: Simulierter Verlauf von Kurzschlussstrom  $I_{KS}$  und Klemmenspannung  $U_K$  bei 5 m Leitungslänge,  $L_L = 5 \mu\text{H}$ ,  $R_{BAT} = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $R_L = 3,5 \text{ m}\Omega$ ,  $R_{KS} = 20 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 \text{ V}$

$$\tau = \frac{L_L}{R_S} \quad (3.3)$$

Infolge des fließenden Kurzschlussstromes wird die Klemmenspannung  $U_K$  der Batterie aufgrund ihres endlichen Innenwiderstandes absinken. Die Klemmenspannung lässt sich ebenfalls durch eine Exponentialfunktion gemäß Gleichung 3.4 beschreiben.

$$U_K(t) = U_{Bat} - I(t) \cdot R_{BAT} \quad (3.4)$$

Der simulierte zeitliche Verlauf von Klemmenspannung und Kurzschlussstrom ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Hierbei ist Innenwiderstand  $R_{Bat}$  der Batterie mit  $50 \text{ m}\Omega$  und der Kurzschlusswiderstand mit  $20 \text{ m}\Omega$  angenommen. Diese beiden Widerstandswerte bestimmen maßgeblich den maximal erreichbaren Kurzschlussstrom. Der Leitungswiderstand für Hin- und Rückleiter ist durch  $R_L$  mit  $3,5 \text{ m}\Omega$  modelliert und damit rund eine Größenordnung kleiner als die beiden zuvor genannten Werte. Entsprechend der Abbildung ist ersichtlich, dass bereits nach ca.  $400 \mu\text{s}$  die Bordnetzspannung auf  $24 \text{ V}$  einbricht. Dieser Punkt ist insofern relevant, als dass ein Spannung unter  $24 \text{ V}$  als Unterspannungsbereich definiert ist und daher keine Funktion von Komponenten gemäß LV148 vorgesehen ist. Einschränkend gilt hier jedoch, dass Spannungsunterbrechungen für weniger als  $100 \mu\text{s}$  zu tolerieren sind.

Weitere Fehlerfälle im 48V-Bordnetz sind Lichtbögen, wie sie beim Auftrennen von Leitungen oder infolge von Isolationsfehlern entstehen können. Grundsätzlich wird zwischen seriellen und parallelen Lichtbögen unterschieden, welche schematisch in Abbildung 3.11 und Abbildung 3.12 dargestellt sind.

Im Falle eines stabil brennenden Lichtbogen beträgt dessen Widerstand zwischen rund

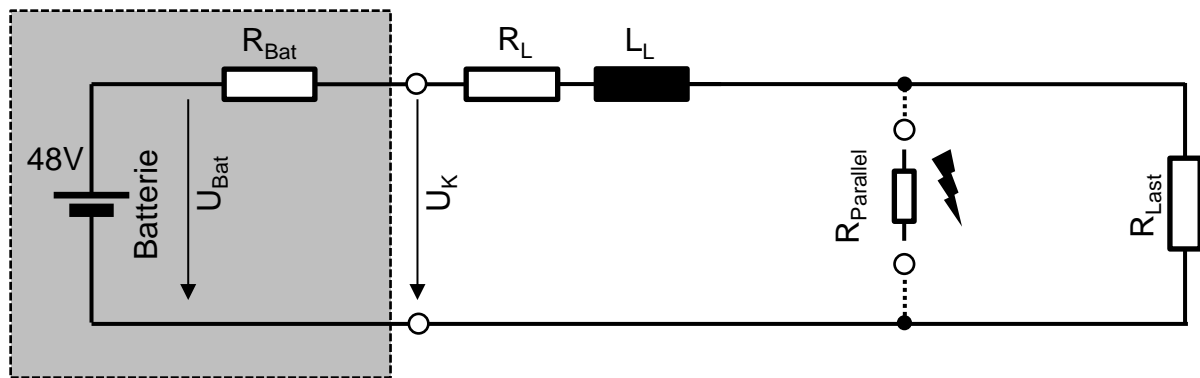


Abbildung 3.11: Paralleler Lichtbogen im 48V-Bordnetz

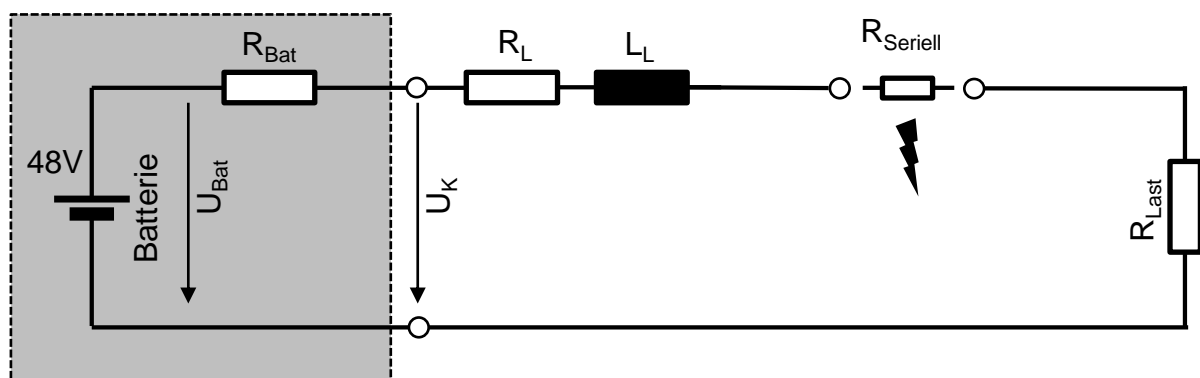


Abbildung 3.12: Serieller Lichtbogen im 48V-Bordnetz

1  $\Omega$  und 10  $\Omega$  [NSG06]. Infolge werden beim parallelen Lichtbogen Fehlerströme erreicht, die innerhalb der zu erwartenden Betriebsgrößen liegen, sodass diese nicht durch Sicherungen oder eine einfache Überstromdetektion erkannt werden können. Aufgrund des vergleichsweise hohen Widerstands des Lichtbogen bleibt die Klemmenspannung an der Komponente  $R_{Last}$  weiterhin bei Nennspannung, sodass diese weiterhin korrekt arbeitet. Allerdings werden im Lichtbogen auf kleinem Volumen hohe Energiemengen umgesetzt, die erreichten Temperaturen führen zu Sekundärfehlern wie Kabelbrand oder Kurzschlüssen. Diese bewirken schlussendlich dass die Energieversorgung oder Kommunikation mit der Komponente nicht mehr gewährleistet ist. Beim seriellen Lichtbogen ist eine identische Fehlerkette wirksam, mit dem Unterschied dass die Klemmenspannung der Komponente aufgrund der Serienschaltung kleiner als Nennspannung beträgt. In Konsequenz ist eine korrekte Funktion der Komponente, in deren Zuleitung sich der Lichtbogen ausbildet, nicht zu garantieren.

Abbildung 3.13 stellt den Fehlerfall eines Kurzschlusses in der Zuleitung zu einen sicherheitskritischen Verbraucher, hier Motor 1, dar. Der Kurzschluss selbst ist durch den Widerstand  $R_{KS}$  repräsentiert. Analog zu dem zuvor beschriebenen einfachen Kurzschlussfall ergibt sich der maximal erreichbare Kurzschlussstrom aus der Batterie bzw. Bordnetzspannung und der Summe der Serienwiderstände von Batterie zu Kurz-

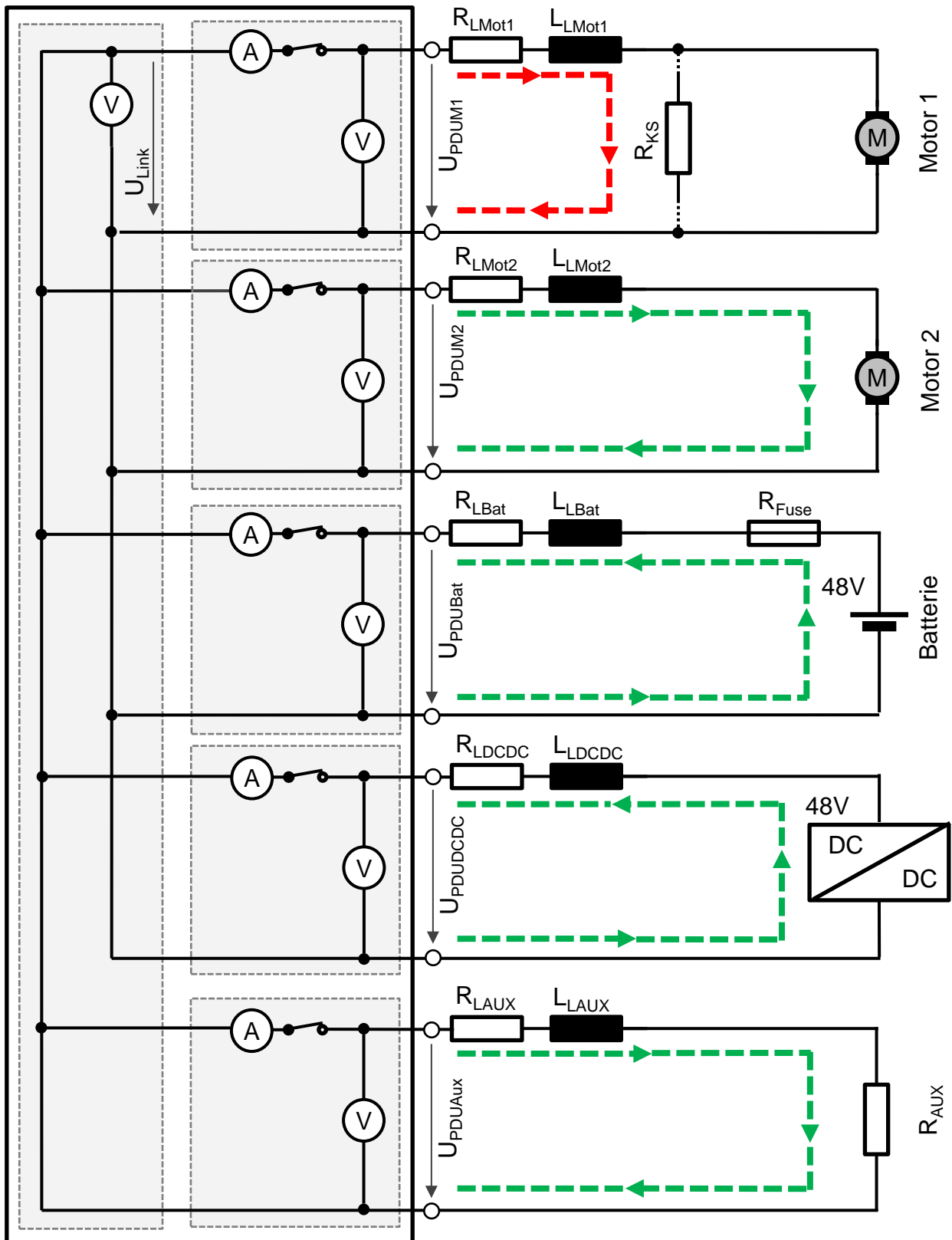


Abbildung 3.13: Kurzschluss im Pfad des kritischen Verbrauchers Motor 1

schluss. Hinzu kommt diejenige Stromkomponente, die der DC/DC-Wandler imstande ist dauerhaft zu liefern, welcher in diesem Fall als Konstantstromquelle modelliert werden kann. In der Konstellation von geringer Grundlast im Bordnetz und voll geladener 48V-Batterie liegt die Bordnetzspannung deutlich oberhalb von 48 V, sodass hierbei der potentiell höchste Kurzschlussstrom durch die PDU auftreten wird.

Infolge des Fehlers im Pfad des sicherheitskritischen Bauteils wird die Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  auf wenige Volt zusammenbrechen (vgl. Abbildung 3.10), sodass die Funktion der Komponente nicht gewährleistet ist. Folglich ist es zwingend notwendig, dass die (Lenk-)Funktion nun die redundante Komponente, hier Motor 2, aufrechterhalten wird. Als Reaktion auf den Fehler wird, wie bereits in Kapitel 3.2 beschrieben, die fehlerhafte Domäne abgeworfen, um so die Fehlerfortpflanzung zu verhindern. Aufgrund der Tatsache, dass die Domänen zur Energieversorgung vollständig zur Verfügung stehen, können Komfortverbraucher weiterhin im Bordnetz betrieben werden.

Abbildung 3.14 zeigt schematisch den Fehler eines Kurzschlusses in der Zuleitung des Batteriesystems. Analog zum vorherigen Fehlerfall ergibt sich der Kurzschlussstrom aus der Summe von Batteriestrom und Strom des DC/DC-Wandlers, allerdings kann nur der Teil des Wandlers durch die PDU abgeschaltet werden. Als Konsequenz muss die Batterie weiterhin mit einer Sicherung zur Absicherung von Kurzschlüssen und einem pyrotechnischen Element zum Abwurf der Batterie im Crashfall ausgestattet sein.

Nach dem Abschalten der fehlerhaften Domäne steht lediglich der DC/DC-Wandler als alleinige Energiequelle zur Verfügung. Abhängig von Auslegung und Energiebedarf im Bordnetz kann ein Zustand eingenommen werden, in dem der Energiebedarf nicht mehr ausschließlich über den Wandler gedeckt werden kann. In diesem Fall ist es zwingend erforderlich, weitere nicht-sicherheitsrelevante Verbraucher vom Bordnetz zu trennen oder diese über beispielsweise ein Leistungsmanagement in einen Zustand mit niedrigem Leistungsbedarf zu zwingen. Die vorangegangenen Überlegungen gelten analog für einen Fehler im Kanal des DC/DC-Wandlers, wenn folglich die Batterie die alleinige Energiequelle im System darstellt.

Beim Einsatz eines dualen Bordnetzes besteht die Möglichkeit, dass im Fehlerfall eine niederohmige Verbindung zwischen dem 12V- und den 48V-Bordnetz hergestellt wird. Dieser Fehler kann entweder durch ein Versagen der Isolation herbeigeführt werden, alternativ kann ein Fehler innerhalb des DC/DC-Wandlers zu einer Verbindung der beiden Bordnetze führen. Letzterer Fehler ist in Abbildung 3.15 dargestellt. Diese Konstellation ist kritisch, da sie einerseits dazu führt, dass das 48V-Bordnetz wie zuvor beschrieben zusammenbricht, andererseits wird das Spannungsniveau des 12V-Bordnetzes angehoben. Die genaue Spannungslage im Fehlerfall ergibt sich aus den Innenwiderständen der jeweiligen Quellen. Analog gilt hier, dass im 48V-Bordnetz eine Spannungslage unter 36 V zu Funktionseinschränkungen führt, eine Spannungslage

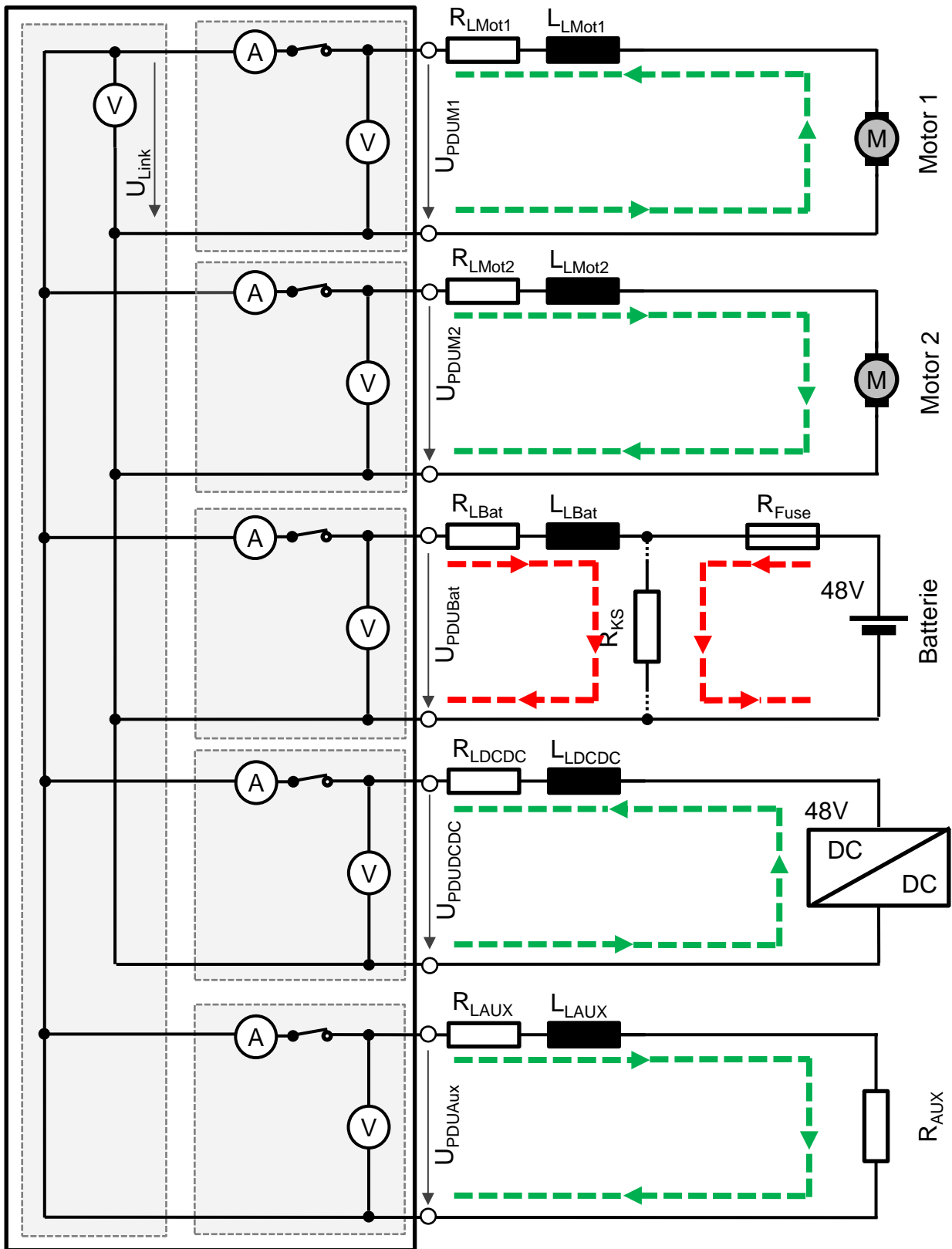


Abbildung 3.14: Kurzschluss im Pfad der Batterie

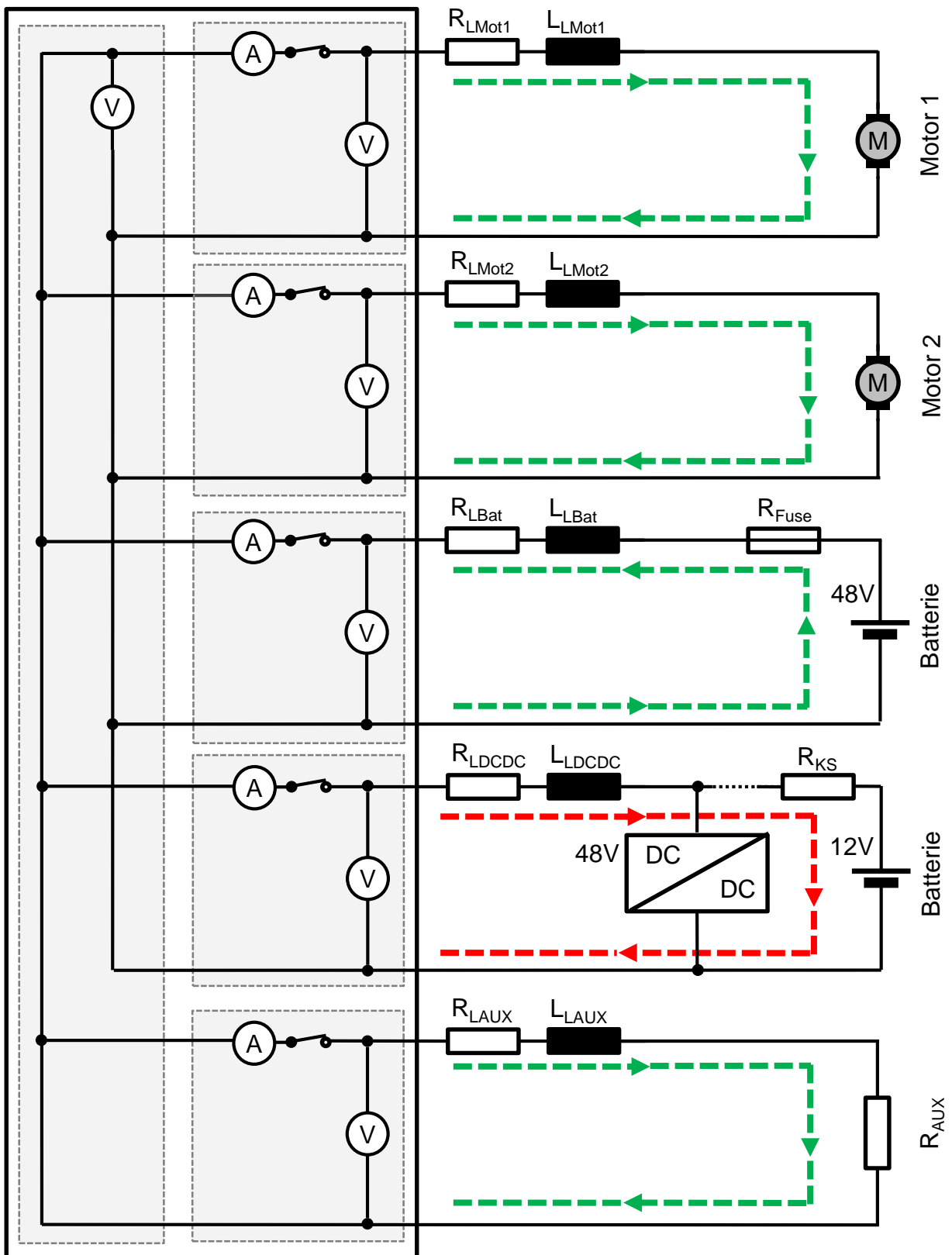


Abbildung 3.15: Kurzschluss im Pfad des DC/DC-Wandlers zur 12V Batterie

unterhalb von 24 V führt zum Ausfall der Komponente. Im 12V-Bordnetz ist eine Überspannung von 24 V für eine Minute tolerierbar, dies wird durch die Anforderung der Fremdstartfähigkeit an einem 24V-Bordnetz von Nutzfahrzeugen gewährleistet. Darüber hinaus ergeben sich potentiell Schäden an Steuergeräten mit dem entsprechenden Ausfall der Funktion.

### 3.2.2 Anforderungen an die Leistungsflussregelung

Basierend auf den Topologien und Konzepten aus Kapitel 3.1 ist hergeleitet worden, dass ein hochverfügbares By-Wire-Lenksystem aus mindestens zwei Lenkwinkelstellern sowie zwei Energiequellen bestehen muss. Daher wird nachfolgend ein minimales Setup der PDU betrachtet, welches den zuvor genannten Anforderungen genügt. Dabei wird im Folgenden beispielhaft die Topologie 2 gemäß Abbildung 3.3 verfolgt. Diese Topologie kann als Inselssystem vergleichsweise einfach in bestehende Fahrzeuge integriert werden und erlaubt innerhalb des 48V-Bordnetzes eine hohe Systemleistung. Als Energiequellen werden eine Batterie und ein DC/DC-Konverter eingesetzt, da dieses Konzept gemäß Topologie 2 eine Kopplung von 48V- und 12V-Bordnetz ermöglicht. Weiterhin werden die beiden Kanäle für die Motoren ergänzt sowie der Kanal für weitere Verbraucher. Um die Leistungsfähigkeit des 48V-Bordnetzes voll auszuschöpfen, können Ströme bis zu rund 250 A erwartet werden, die von der Batterie bzw. dem DC/DC-Konverter geliefert werden. Bereits im vorangegangenen Kapitel ist gezeigt worden, dass aufgrund des sehr geringen Innenwiderstands der Batterie deutlich höhere Kurzschlussströme bis zu einer Größenordnung von 700 A und darüber erreicht werden können. Da die Batterie während des Fahrzyklus ent- und geladen wird, ist eine bidirektionale Strommessung für den Batteriekanal zur Bewertung des „State of Charge (SoC)“ bzw. des „State of Health (SoH)“ unerlässlich. Äquivalente Überlegungen gelten ebenso für den DC/DC-Konverter, jedoch sind hier infolge der Kopplung mit dem 12V-Bordnetz und der damit verbundenen Limitierung der Dauerleistung auf rund 3 kW, geringere Ströme von deutlich unter 75 A an 48 V zu erwarten. Aufgrund der Ausgangskondensatoren innerhalb der Komponente (vgl. Abbildung 1.12) sind auch hier hohe Spitzenströme im Bereich bis zu 1000 A im Fehlerfall darstellbar. Entsprechend der Anforderungen an ein dynamisches Lenksystem gemäß Kap.1 Abbildung 1.10 ist für die beiden Lenksteller ein Messbereich mit 100 A gewählt worden. Damit lassen sich Lastspitzen der Aktuatoren erfassen, die erwartete mittlere Stromaufnahme der Steller liegt deutlich darunter.

Der Kanal für die nicht-sicherheitsrelevanten Verbraucher muss entsprechend der angeschlossenen Komponenten gewählt werden. Hier ist der Messbereich mit 100 A festgelegt worden, die Messbereiche sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst. Die Kanäle für die Steller sowie die zusätzlichen Verbraucher müssen nicht zwingend bidirektional den Stromfluss erfassen können, da im Fehlerfall kein Stromfluss von diesen Kom-

ponenten in die PDU hinein zu erwarten ist. Bereits in Kapitel 3.2.1 wurden initial die Verläufe von Spannung und Strom im Fehlerfall simulativ abgeschätzt. Die maximale Änderungsrate des Stromes ergibt sich aus der Ableitung des Kurzschlussstromes (Gl. 3.2) nach der Zeit zu

$$\frac{d}{dt}I(t=0) = \frac{U_{Bat}}{L_L}. \quad (3.5)$$

Im Kontext des simulativ betrachteten Fehlerfalls ergibt sich damit eine Stromanstieg von  $9,6 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$ , dies entspricht damit einer Kleinsignalbandbreite von 9,6 MHz. Diese Bandbreite ist rechnerisch notwendig, um den Kurzschlussvorgang vollständig erfassen zu können.

Neben der logischen oder messtechnischen Erfassung eines möglichen Fehlers ist eine Abschätzung bezüglich der Fehlertoleranzzeit des Systems notwendig. Diese ergibt sich aus der Detektionszeit zuzüglich jener Zeit, welche benötigt wird, um entsprechende Gegenmaßnahmen zu ergreifen. Da es Stand heute keine rechtlichen Rahmenbedingungen bezüglich einer definierten zeitlichen Fehlerreaktion bekannt sind, wird eine Abschätzung der Anforderung mithilfe des Spurversatzes des Fahrzeugs im Fehlerfall durchgeführt.

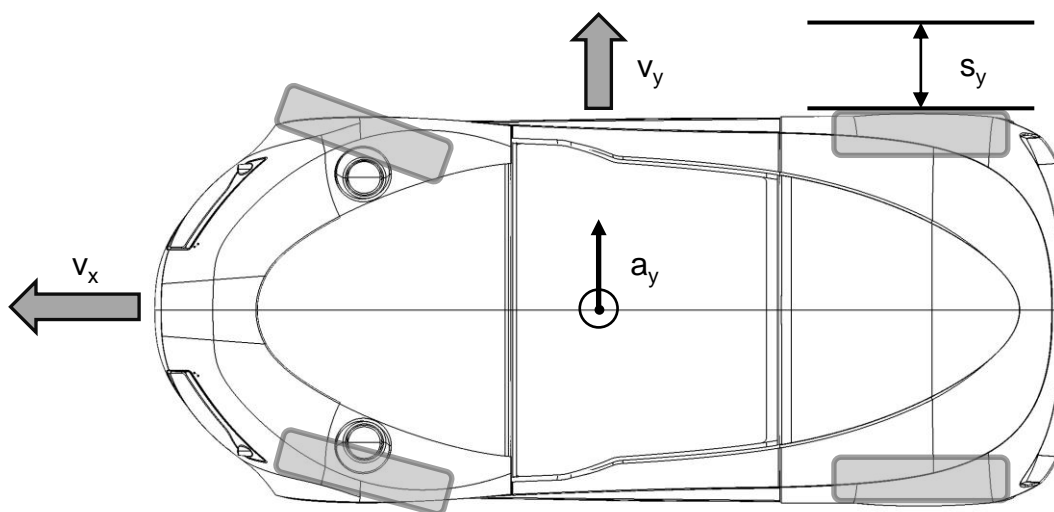


Abbildung 3.16: Zustandsgrößen beim Kraftfahrzeug

Dabei wird davon ausgegangen, dass im Worst-Case-Szenario des Fehlerfalls die Versorgungsspannung kurzzeitig soweit einbricht, sodass einer oder beide Lenkaktuatoren nicht korrekt funktionieren. Dieser Fehler ist während eines Fahrspurwechsels besonders kritisch, wo das Fahrzeug im Fehlerfall weiter einlenkt und die Spur verlassen kann. Aus diesem Grund müssen Fehler schnell genug erkannt und Gegenmaßnahmen ergriffen werden, bevor sich ein zu starker lateraler Versatz  $s_l$  des Fahrzeugs gemäß Abbildung 3.16 eingestellt hat.

$$s_y = \frac{1}{2} \cdot a_y \cdot t_y^2 \quad (3.6)$$

Gleichung 3.6 beschreibt den Querversatz  $s_y$  als Funktion von Querverbeschleunigung  $a_y$  und der Zeit  $t_y$ . Wird hierbei die maximale Querverbeschleunigung des ISO Fahrspurwechsels von  $10 \text{ m/s}^2$  angenommen sowie ein Spurversatz von  $0,8 \text{ m}$ , so ergibt sich, dass das Fahrzeug innerhalb von  $0,283 \text{ s}$  eine Strecke von  $0,4 \text{ m}$  zurücklegt. Abbildung 3.17 veranschaulicht dieses Verhalten qualitativ. Darüber hinaus müssen Fälle berücksichtigt werden, in denen das Fahrzeug schon eingelenkt hat und somit bereits eine Quergeschwindigkeit aufgebaut hat. Bei diesen schnellen Spurwechseln kann das Fahrzeug eine Quergeschwindigkeit relativ zur Fahrbahn von  $4 \text{ m/s}$  besitzen. Wird auch hier ein maximal erlaubter lateraler Versatz von  $0,4 \text{ m}$  angenommen, so ergeben sich lediglich  $100 \text{ ms}$ , innerhalb derer diese Strecke zurückgelegt wird.

Während dieser Zeit müssen auf Systemebene verschiedene Mechanismen angestoßen werden. Zunächst muss der Fehler durch die PDU erkannt sowie eine entsprechende Fehlerreaktion bzw. Gegenmaßnahme eingeleitet werden (siehe Abbildung 3.17, Teil 1). Darüber hinaus muss der Fehler zu weiteren fahrdynamischen System

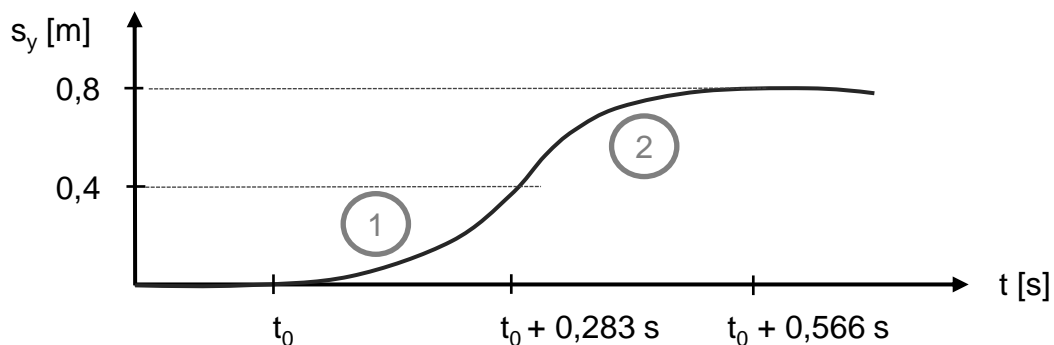


Abbildung 3.17: Qualitative Beschreibung des Fahrzeugquerversatzes  $s_y$  als Funktion der Zeit, max. Querversatz von  $0,8 \text{ m}$

kommuniziert werden, um über den möglicherweise reduzierten Funktionsumfang des Lenksystems zu informieren. Schlussendlich muss das fahrdynamische System das Fahrzeug wieder in eine gewünschte, stabile Trajektorie zwingen (siehe Abbildung 3.17, Teil 2). Das Fahrzeug muss anschließend, insofern möglich, an einer sicheren Position im Straßenverkehr zum Stillstand gebracht werden. Somit ergibt sich in erster Näherung die Fehlerreaktionszeit des Systems gemäß Gleichung 3.7 aus der Reaktionszeit der PDU  $t_{PDU}$ , der Zeit um den Fehler zu kommunizieren  $t_K$  sowie der Zeit  $t_T$  um die Trajektorie wieder einzuregeln.

$$t_R = t_{PDU} + t_K + t_T \quad (3.7)$$

Es ist direkt ersichtlich, dass im Sinne einer sicheren Fahrzeugführung alle Zeiten so

klein wie möglich ausfallen sollten. Erwartungsgemäß wird das Wiedereinregeln der Trajektorie aufgrund der Trägheit des Fahrzeugs den größten Teil der Fehlerreaktionszeit ausmachen. Hinzu kommt die Zeit zur Kommunikation des Fehlers, welche sich aufgrund von endlicher Datenrate, Zugriffszeiten und Arbitrierungsmaßnahmen auf den Bussystemen ergeben. Wird nun die Reaktionszeit  $t_{PDU}$  der PDU initial mit 10% der gesamten zuvor abgeschätzten Fehlerreaktionszeit angesetzt, so ergibt sich eine maximale erlaubte Reaktionszeit  $t_{PDU}$  von 10 ms. Ziel bei der Entwicklung der PDU muss folglich sein, diesen Wert deutlich zu unterschreiten. Eine schnelle Detektion bedeutet dass potentiell weniger Querversatz aufgebaut wird, was schlussendlich dazu führt, dass die Fehler bzw. der daraus resultierende Fahrzustand einfacher durch die fahrdynamischen Systeme abgefangen werden kann.

Für die angestrebte Minimierung der Reaktionszeit  $t_{PDU}$  ist ein Verständnis der zeitlichen Zusammenhänge innerhalb des Systems erforderlich. So kann gemäß der in Kapitel 3.2 eingeführten Unterteilung in das Teilsystem zur Fehlererkennung und das Teilsystem zum Abwurf der fehlerhaften Domänen abgeleitet werden, dass sich die Reaktionszeit  $t_{PDU}$  aus der Summe der Zeit zur Fehlerdetektion  $t_{Detect}$  sowie der Zeit zum Abschalten  $t_{Switch}$  gemäß Gleichung 3.8 ergibt.

$$t_{PDU} = t_{Detect} + t_{Switch} \quad (3.8)$$

Infolge der Abschätzung des Zahlenwerts von  $t_{PDU}$  ergeben sich weitere technische Rahmenbedingungen. In Kapitel 1.4.6 wurde dargestellt, dass die Auslösezeit von Schmelzsicherungen maßgeblich von der Umgebungsbedingungen sowie dem Fehlerstrom abhängen. Somit ist es bei ungünstigen Konstellationen wie niedriger Umgebungstemperatur und einem Fehlerstrom, der nur geringfügig über dem Auslösestrom liegt, möglich, dass die Sicherung erst nach einigen hundert Millisekunden auslöst. Aufgrund von Alterung der Sicherung und der starken Abhängigkeit der Auslösecharakteristik von der Umgebungstemperatur, ist eine akkurate Abschätzung bezüglich der Auslösezeit, wie sie in diesem Kontext gefordert ist, nicht möglich. Daraus kann abgeleitet werden, dass Schmelzsicherungen ungeeignet sind, die erforderlichen deterministischen Fehlerreaktionszeiten zu erreichen. Infolge dessen wird bei der weiteren Systemauslegung eine Schaltzelle basierend auf Halbleiterschaltern eingesetzt, welche potentiell deutlich geringere Schaltzeiten aufweisen. Gemäß der LV148 wurden Überspannungssituationen beschrieben, die eine minimale Spannungsfestigkeit der Komponente von 70V fordern. Diese Anforderungen sind insbesondere bei der Auslegung und dem Entwurf der Schaltzelle zu berücksichtigen, Tabelle 3.3 fasst diese technischen Anforderungen an die PDU zusammen.

	<b>Bat.</b>	<b>DC/DC</b>	<b>Mot. 1</b>	<b>Mot. 2</b>	<b>Aux</b>
<b>Nennstrom</b>	$\pm 250A$	$\pm 75A$	$50A$	$50A$	$100A$
<b>Messbereich</b>	$\pm 250A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$
<b>Bidirektionale Messung</b>	✓	✓	(✓)	(✓)	(✓)
<b>Bidirektionale Abschaltung</b>	✓	✓	(✓)	(✓)	(✓)
<b>Max. Abschaltstrom</b>	ca. 1000 A				
<b>Bandbreite Strommessung</b>	ca. 10 MHz				
<b>Spannungsfestigkeit</b>	mind. 70 V				
<b>Detektionszeit PDU</b>	max. 10 ms				
<b>Abschaltzeit PDU</b>	kleiner 100 $\mu$ s				
<b>Effizienz</b>	größer 99%				

Tabelle 3.3: Zusammenstellung von Anforderungen an die PDU

### 3.2.3 Entwurf der Schaltzelle

In den vorangegangenen Unterkapiteln wurde die Schaltzelle mit den Funktionen zur Strom- und Spannungsmessung sowie der Abschalteinheit eingeführt. Die Auslegung der Schaltzelle sowie der weiteren PDU-Elektronik erfolgen simulationsgestützt. Dazu wird zur Modellierung des elektrischen Verhaltens und insbesondere der Schaltvorgänge das Simulationstool LTspice XVII eingesetzt. Dieses nutzt Spice Level 3 Modelle für MOSFETs, welche neben temperaturabhängigen Kanaleigenschaften der MOSFETs auch Sekundäreffekte wie Eigenerwärmung darstellen können [Lin18]. Zudem lassen sich einfach thermische Netzwerke einbinden, um auch die Chiptemperatur der MOSFETs simulieren zu können. Dadurch ist es möglich, bereits im Vorfeld Aussagen über die Eignung bzw. Zuverlässigkeit der Schaltung zu treffen, da bei Halbleitern die Sperrschichttemperatur i.A. der limitierende Faktor bei der Auslegung ist.

Aufgrund der Anforderung nach schneller Auslösezeit und Verschleißfreiheit wird nachfolgend eine Schaltzelle auf Basis von Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistoren (MOSFETs) entworfen. Hierbei bieten sich MOSFETs in N-Kanal-Technologie an, da diese gegenüber der P-Kanaltechnologie deutlich schnelles Schalten bei gleichzeitig kleinerer Chipfläche und geringerem Kanalwiderstand  $R_{DSon}$  ermöglichen. Dies liegt darin begründet, dass die Elektronenbeweglichkeit, welche bei N-Kanal-Transistoren den Leitwert des Kanals bestimmt, um den Faktor 2 bis 3 höher liegt als die Löcherbeweglichkeit, welche bei P-Kanal-Transistoren für den Leitwert verantwortlich ist [Rei07b]. Des Weiteren ist die Verwendung von Anreicherungstypen (engl. Enhancement MOSFET) vorteilhaft, da diese im Normalzustand ausgeschaltet sind. Dabei sind nahezu sämtliche MOSFETs auf Siliziumbasis technologiebedingt derart aufgebaut, dass sie eine parasitäre interne Body-Diode von Source nach Drain besitzen. Dies hat zur Folge, dass der MOSFET nur für  $U_{DS} > 0$  V den Kanal sperren kann. Ein vollständiges Trennen für beliebige Spannungslagen ist daher nur möglich, indem zwei MOSFETs antiparallel wie in Abbildung 3.18 in Reihe geschaltet werden, um so das Verhal-

ten eines idealen Schalters zu erreichen. Ein entsprechender Gate-Treiber übernimmt die Ansteuerung der beiden MOSFETs. Da bereits gemäß LV148 im 48V-Bordnetz Spannungslagen bis 70 V erreicht werden können, müssen die MOSFETs eine entsprechende Durchbruchspannungsfestigkeit  $V_{(BR)DSS, 25^\circ\text{C}}$  von 80 V oder besser 100 V aufweisen. Die Durchbruchspannungsfestigkeit wird bei 25 °C angegeben, und weist einen negativen Temperaturkoeffizienten auf. Es muss also bei der Auslegung berücksichtigt werden, dass bei Außentemperaturen von bis zu -40 °C die Sperrspannungsfestigkeit niedriger ausfällt.

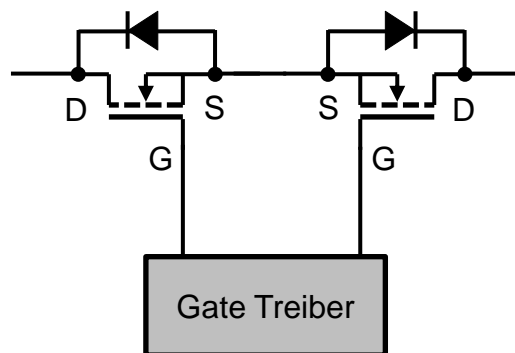


Abbildung 3.18: Zwei antiparallele MOSFETs als idealer Schalter

Im Normalbetrieb, d.h. wenn kein Fehler innerhalb einer Domäne vorhanden ist, ist der Schalter geschlossen, infolge sind beide MOSFETs durchgeschaltet. Aufgrund des endlichen Kanalwiderstand  $R_{DSon}$  im eingeschalteten Zustand ergeben sich im Betrieb statische Verluste in der bekannten Form nach dem Ohm'schen Gesetz:

$$P_V = \frac{1}{2} \cdot R_{DSon} \cdot I^2 \quad (3.9)$$

Um die Forderung nach einer möglichst hohen Effizienz  $\eta_{PDU}$  Sorge zu tragen, darf innerhalb der PDU eine auf die Nennspannung  $U_N$  und den Nennstrom  $I_N$  bezogene maximale Verlustleistung gemäß Gleichung

$$P_{Budget} = U_N \cdot I_N \cdot (1 - \eta) \quad (3.10)$$

anfallen. Die Verlustleistung der PDU wird maximal, wenn der gesamte Nennstrom durch genau einen Kanal hinein und genau einen Kanal aus der PDU hinaus fließt. Damit ergibt sich eine obere Schranke des erlaubten Kanalwiderstands der Schaltzelle, welche sich zu

$$R_{DSonMax} = \frac{U_N \cdot (1 - \eta_{PDU})}{I_N} \quad (3.11)$$

berechnen lässt. Legt man die in Tabelle 3.3 festgelegten Nenngößen zugrunde, ergibt sich bei einer geforderten Effizienz von größer 99% ein erlaubter maximaler Wi-

derstand der Schaltzelle von  $1,92 \text{ m}\Omega$ , was  $960 \text{ }\mu\Omega$  je MOSFET bedeutet. Diese Betrachtung berücksichtigt keine Verluste im DC-Link oder die notwendige Leistung zu Ansteuern der MOSFETs, sodass der Nennwiderstand der Halbleiter geringer ausfallen muss. Ein derart geringer Widerstand bei der benötigten Spannungsfestigkeit lässt sich bei gegebener Halbleitertechnologie nur durch die Parallelschaltung mehrerer MOSFETs erreichen. Dabei zeigt Abbildung 3.19 eine Schaltzelle, die aus jeweils 2 parallel geschalteten MOSFETs  $M_1$  und  $M_3$  bzw.  $M_2$  und  $M_4$  besteht, wobei die Ansteuerung gemeinsam aus einem entsprechenden Controller erfolgt.

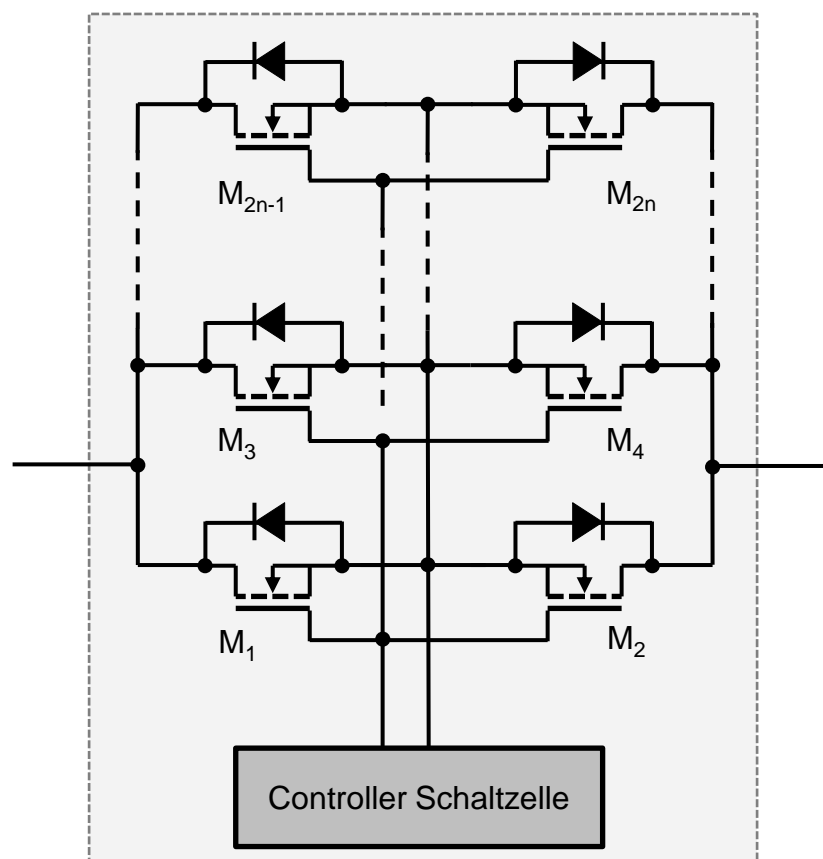


Abbildung 3.19: Leistungsschalter innerhalb Schaltzelle

Abbildung 3.20 stellt auf Basis von Simulationsdaten die erreichbare Effizienz der PDU als Funktion der Anzahl verwendeter MOSFETs je Schaltzelle dar. Beispielhaft werden hier zwei MOSFETs verglichen, die relevanten technische Daten sind in Tabelle 3.4 angegeben.

Aus den Simulationsergebnissen kann abgelesen werden, dass  $R_{DS(on)}$  einen positiven Temperaturkoeffizient aufweist, der die erreichbare Effizienz bei Sperrschichttemperaturen  $T_J$  größer  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  stark begrenzt. Aus den Graphen ist weiterhin erkenntlich, dass bei gleichmäßiger Stromverteilung mindestens 3 parallele MOSFETs benötigt werden, um auch bei einer Sperrschichttemperatur  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  von einer Effizienz von über 99% zu erreichen. Eine Auslegung der Schaltzelle mit lediglich 2 parallelen MOSFETs erreicht nur bei moderaten Umgebungsbedingungen die angestrebte Effizienz.

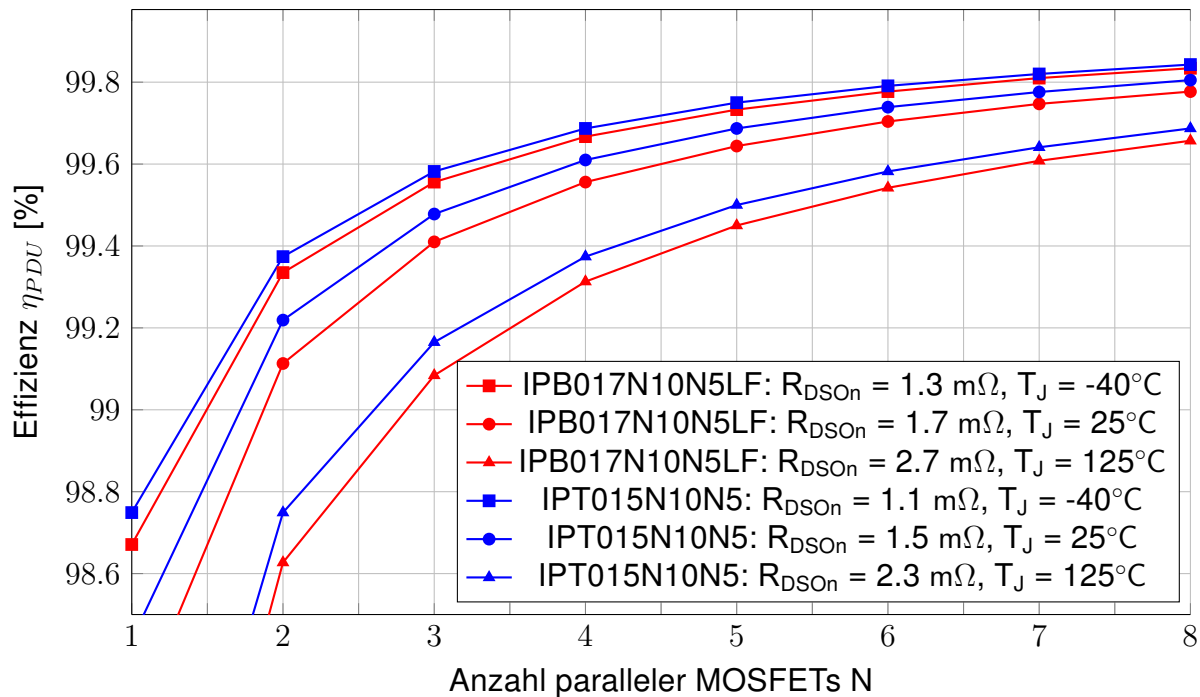


Abbildung 3.20: Simulierte Effizienz  $\eta_{PDU}$  der PDU bei Nennleistung ( $U_N = 48 \text{ V}$ ,  $I_N = 250 \text{ A}$ ) in Abhängigkeit der Anzahl paralleler MOSFETs pro Schaltzelle und verschiedenen Sperrschichttemperaturen  $T_J$  der MOSFETs,  $T_C = 25^\circ\text{C}$

Parameter	IPB017N10N5LF	IPT015N10N5
	(OptiMOS 5 LinearFET)	(OptiMOS 5 Power-Transistor)
$U_{BR(DSS)}$	100 V	100 V
$R_{DS(on),Max,25^\circ\text{C}}$	1,7 m $\Omega$	1,5 m $\Omega$
$I_{DS,Max}$	314 A	300 A
$I_{DS,Max,Pulse}$	720 A	1200 A
$U_{GSTh,Min}$	2,5 V	2,2 V
$U_{GSTh,Max}$	4,1 V	3,8 V
$E_{Avalanche, 25^\circ\text{C}}$	979 mJ	775 mJ

Tabelle 3.4: Vergleich ausgewählter Parameter Leistungs-MOSFETs

Aufgrund von Bauteiltoleranzen kann nicht sichergestellt werden, dass sich der Laststrom innerhalb Schaltzelle im eingeschalteten Zustand gleichmäßig auf die Halbleiter verteilt. Dazu wird exemplarisch eine Schaltzelle mit 3 parallelen MOSFETs simuliert, innerhalb derer je ein Zweig mit minimalem, mittleren und maximalem Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)}$  modelliert ist. Es wird zum Zeitpunkt  $t_0$  der Nennstrom von 250 A auf die Schaltzelle aufgeprägt. Der Laststrom verteilt sich Abbildung entsprechend 3.21 derart, dass der MOSFET M1 mit dem niedrigsten Widerstand den größten Strom von ca. 90 A trägt, der MOSFET M3 mit den höchsten Widerstand den geringsten Strom von ca. 77 A. Infolge der anfallenden Verlustleistung steigt die Sperrschichttemperatur  $T_J$ , was wiederum einen Anstieg des Widerstand  $R_{DS(on)}$  zur Folge hat. Dies ist ersichtlich durch die steigende Verlustleistung über die Betriebszeit. Der MOSFET M1, welcher

den höchsten Strom trägt, wird damit die höchste Verlustleistung erfahren und den daraus resultierenden größten Anstieg von  $R_{DSOn}$ . Diese Art der Gegenkopplung, bedingt durch den positiven Temperaturkoeffizienten von  $R_{DSOn}$ , verhindert, dass sich die Differenz der Ströme in den einzelnen Ästen der Schaltzelle weiter vergrößert, sodass sich nach einiger Zeit ein thermisches Gleichgewicht einstellt. Somit ist es problemlos möglich, mehrere Halbleiter parallel im statischen Betrieb zur Reduktion der Verlustleistung einzusetzen.

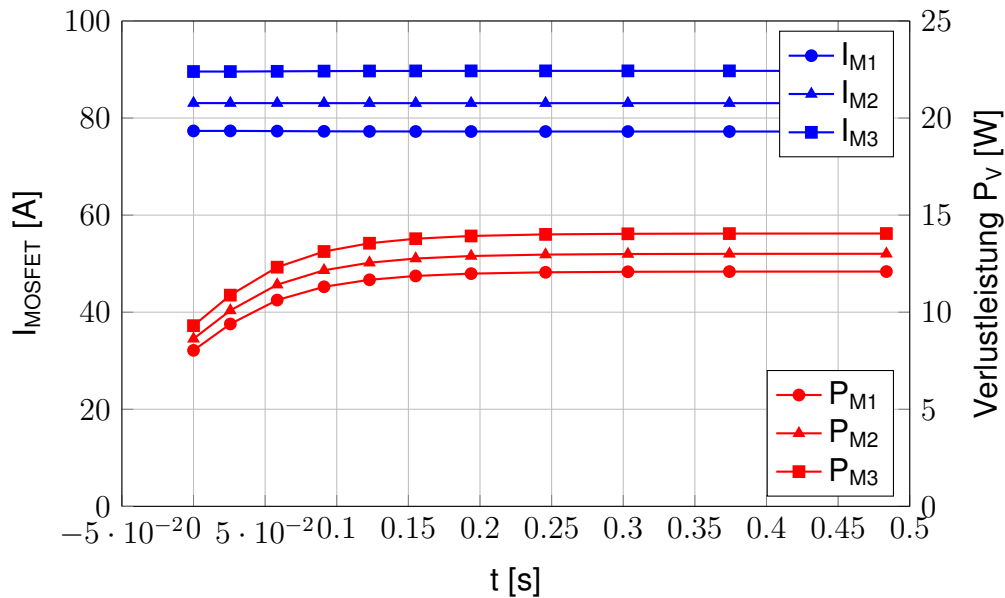


Abbildung 3.21: Simulierter Verlauf der Lastströme in der Schaltzelle

### 3.2.3.1 Abschaltvorgang

Abbildung 3.22 zeigt auf Schaltplanebene den Vorgang des Lastabwurfs, dabei ist in der zu überwachenden Domäne des Verbrauches ein Kurzschluss nach Masse aufgetreten. Die PDU wird daraufhin als Fehlerreaktion den Schalter (MOSFET) öffnen, um die fehlerhafte Domäne abzuwerfen. Infolge dessen ergeben sich drei Stromkreise, deren transientes Verhalten genauer betrachtet wird. Aufgrund der Induktivität  $L$  des Kabels ist Energie in Form eines Magnetfeldes im Kabel gespeichert, die sich durch Gleichung 3.12 beschreiben lässt. Dabei ist  $I$  der Momentanwert des Stromes.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (3.12)$$

Die Induktivität  $L_{L2Mot1}$  im Stromkreis  $I_{L2Mot1}$  treibt den Strom weiter zum Verbraucher. Im Moment des Kurzschlusses ist  $I_{L2Mot1}$  weiterhin gleich der vorherigen Stromaufnahme der Komponente, die im Kabel gespeicherte Energie wird in selbiger umgesetzt. Da dieses Verhalten keinen Einfluss auf das restliche Bordnetz hat, wird dieser Stromkreis nicht weiter betrachtet.

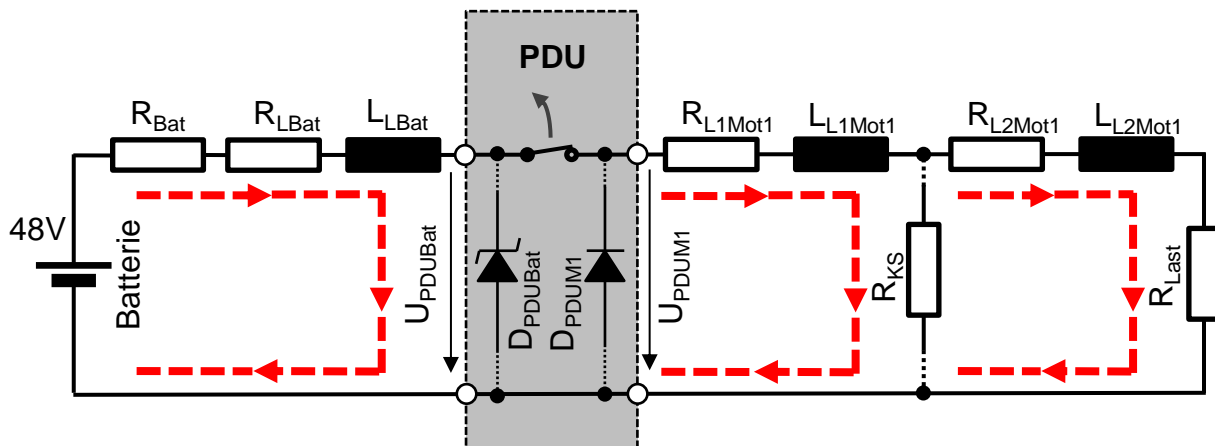


Abbildung 3.22: Kurzschluss im Pfad eines sicherheitskritischen Verbrauchers

Param.	$R_{Bat}$	$R_{LBat}$	$L_{LBat}$	$R_{L1Mot1}$	$L_{L1Mot1}$	$R_{KS}$	$R_{L2Mot1}$	$L_{L2Mot1}$	$R_{Last}$
Sim. 1	$50\text{m}\Omega$	$0,5\text{m}\Omega$	$100\text{nH}$	$0.5\text{m}\Omega$	$5\mu\text{H}$	var.	$0,1\text{m}\Omega$	$100\text{nH}$	$1\Omega$
Sim. 2	$50\text{m}\Omega$	$0,5\text{m}\Omega$	$5\mu\text{H}$	$0.5\text{m}\Omega$	$5\mu\text{H}$	var.	$0,1\text{m}\Omega$	$100\text{nH}$	$1\Omega$
Sim. 3	$50\text{m}\Omega$	$0,5\text{m}\Omega$	$1\mu\text{H}$	$0.5\text{m}\Omega$	$5\mu\text{H}$	var.	$0,1\text{m}\Omega$	$100\text{nH}$	$1\Omega$

Tabelle 3.5: Simulationsparameter zu Abbildung 3.22

Der zweite Stromkreis  $I_{L1Mot1}$  trägt im Moment des Abschaltens den vollen Kurzschlussstrom, sodass eine deutlich erhöhte Energiemenge umgesetzt werden muss. Es bietet sich demnach ein, für einen Freilaufpfad mittels einer Diode oder MOSFET zu sorgen, sodass die in der Leitung gespeicherte Energie abgebaut werden kann. Zusätzlich zwingt diese die Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  auf ein definiertes Potential. Abbildung 3.23 zeigt entsprechend die Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  sowie den Stromverlauf in der abzuschaltenden Domäne  $I_{LLMot1}$  als Funktion der Zeit. Die dabei in der Freilaufelement  $D_{PDUM1}$  anfallende Verlustleistung ist maßgeblich durch den Kurzschlussstrom bestimmt, welcher in voller Höhe im Abschaltmoment getragen werden muss.

Analog zu der Betrachtung der MOSFETs im statischen Fall ist aufgrund von Bauteiltoleranzen das Einschalt- als auch das Abschaltverhalten nicht identisch. Ein wesentlicher Parameter, welcher das dynamische Verhalten beeinflusst, ist die Schwellenspannung (engl. threshold voltage)  $U_{GSTh}$ . Sie definiert diejenige Spannung, die mindestens am Gate des Transistors anliegen muss, damit ein nennenswerter Drainstrom fließt. Die Schwellenspannung hat einen vergleichsweise weiten Toleranzbereich (vgl. Tabelle 3.4) und weist einen negativen, nicht-linearen Temperaturkoeffizienten auf, sodass bei steigender Temperatur die Schwellenspannung sinkt. Dadurch wird das Verhalten begünstigt, dass ein bereits stark erwärmter MOSFET aufgrund der niedrigeren Schwellenspannung den Abschaltstrom länger tragen muss, was zu erhöhten Verlusten und damit einem weiteren Temperaturanstieg führt.

Um den zuvor beschriebenen Effekt sowie den Einfluss der Leitungsinduktivität auf die

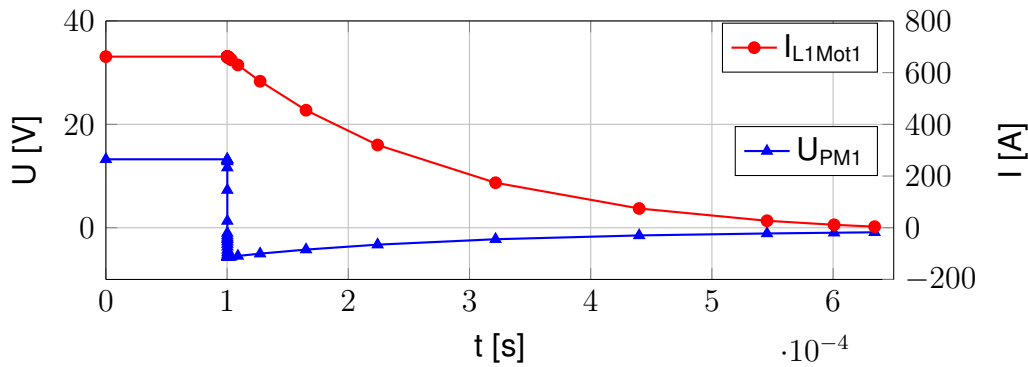


Abbildung 3.23: Simulierter Verlauf im Abschaltmoment von Kurzschlussstrom  $I_{L1Mot1}$  und Klemmenspannung  $U_{PM1}$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu\text{H}$ ,  $L_{LBat} = 100 \text{ nH}$ ,  $R_{BAT} = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $R_{LBat} = R_{L1Mot1} = 3,5 \text{ m}\Omega$ ,  $R_{KS} = 20 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 \text{ V}$

Auslegung der PDU zu beschreiben, sind Simulationsmodelle für zwei verschiedene Anwendungsszenarien erstellt worden. Die Simulationsparameter sind in Tabelle 3.5 einzusehen. Zunächst wird der Fall betrachtet, dass sich die Batterie in unmittelbarer Nähe zur PDU befindet, sodass die Leitungsinduktivität  $L_{LBat}$  mit 100 nH modelliert werden kann. Somit kann das Abschaltverhalten durch die Schaltzelle sowie die passiven Komponenten  $L_{L1Mot1}$ ,  $R_{L1Mot1}$  und die Diode  $D_{PDUM1}$  beschrieben werden. Hierzu wird die für den MOSFET angegebene nominale Schwellenspannung  $U_{Th}$  innerhalb ihrer Minimal- und Maximalgrenzen variiert. Abbildung 3.24 stellt basierend auf dieser Abhängigkeit den resultierenden Stromverlauf bei einer Schaltzelle bestehend aus je 2 parallelen MOSFETs im Abschaltmoment dar. Die Betrachtung einer Schaltzelle mit nur 2 parallelen MOSFETs kann als Worst-Case angenommen werden, da bei der Verwendung von mehr Halbleitern jeder MOSFET-Zweig weniger Strom tragen muss. Der Parameter  $\Delta U_{Th}$  repräsentiert dabei die skalierte Abweichung der Schwellenspannung von ihrem Nominalwert, demnach entspricht  $\Delta U_{Th}=1$  der minimalen,  $\Delta U_{Th}=-1$  der maximalen Schwellenspannung. Als weiterer Parameter wird die Halbleitertemperatur  $T_J$  betrachtet.

Aus den Simulationsergebnissen in Abbildung 3.24 ist abzulesen, dass erwartungsgemäß das Ungleichgewicht in der Stromverteilung der parallelen MOSFETs mit steigender Ungleichheit der Schwellenspannung  $U_{Th}$  steigt. Diese Ungleichheit wird direkt im Abschaltmoment deutlich, wo derjenige Halbleiter mit der geringsten Schwellenspannung rund 60 A mehr Strom führt als derjenige mit der höchsten Schwellenspannung. Weiterhin ist ersichtlich, dass mit steigender Temperatur die Zeit, bis der MOSFET komplett abgeschaltet ist, sich stetig erhöht. Dies ist liegt darin begründet, dass die Transkonduktanz  $gm$  sowohl mit steigender Temperatur als auch mit steigendem Strom kleiner wird. Infolge dessen ergibt sich eine erhöhte Abschaltzeit, wodurch im Anschaltmoment entsprechend mehr Verlustleistung anfällt.

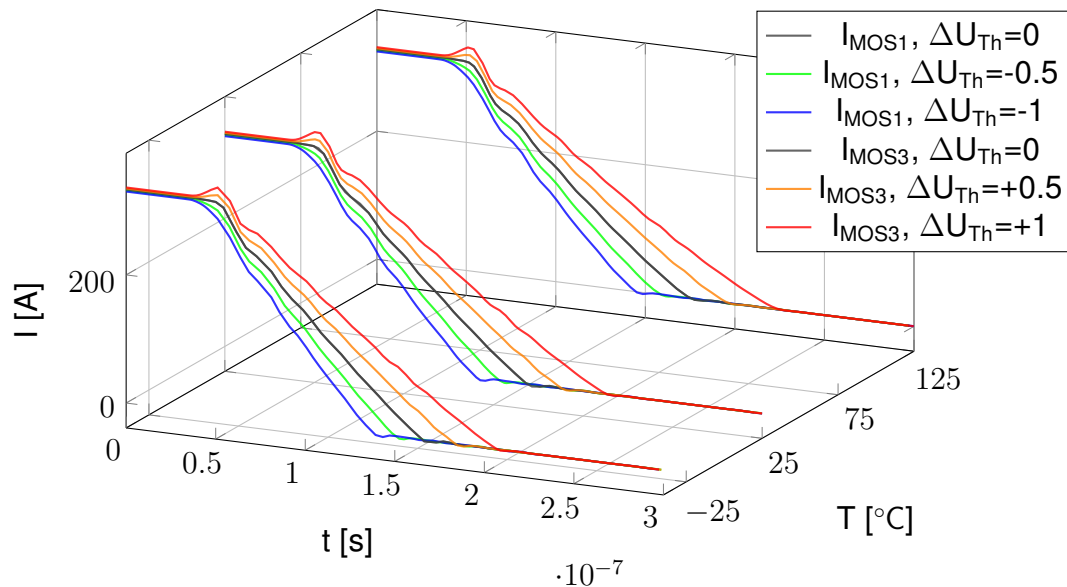


Abbildung 3.24: Simulierter Verlauf der Lastströme  $I_{MOSx}$  von MOSFETs M1 und M3 innerhalb der Schaltzelle als Funktion der Chiptemperatur  $T_j$

Abbildung 3.25 verdeutlicht detailliert diese Abhängigkeit der Verlustleistung und Stromverteilung in den Halbleitern als Funktion von Temperatur und Schwellenspannung. Zunächst wird der Zeitpunkt  $t=0.3$  ns betrachtet, bei welchem die Halbleiter beginnen abzuschalten. Zum Zeitpunkt  $t=0.6$  ns wird nun die maximale Verlustleistung der MOSFETs erreicht, die Schaltzelle trägt den vollen Laststrom, die Spannung am Ausgang beginnt nun abzufallen. Dabei tragen M1 sowie M3 einen Großteil der Verluste, da nur diese in der Lage sind, den Stromfluss zu unterbrechen. Da die MOSFETs M2 und M4 ebenfalls ausgeschaltet werden, wird der Laststrom nicht mehr durch den MOSFET, sondern durch die interne parasitäre Bodydiode getragen. Diese bewirkt einen höheren Spannungsabfall, was schlussendlich zu erhöhten Verlusten in diesen Bauteilen führt. Dieses Kommutieren des Strom vom Kanal des MOSFETs auf die Bodydiode bewirkt, dass sich die Variation der Schwellenspannung vernachlässigbar auf die MOSFETs M2 und M4 auswirkt. Wird die im Abschaltvorgang von M1 und M3 umgesetzte Energie betrachtet, so ergeben sich als Funktion der Schwellenspannung Werte von rund 450  $\mu$ J bis 700  $\mu$ J je MOSFET. Diese Energie ist so klein, dass diese von der thermischen Kapazität des Halbleiters aufgefangen werden kann. Infolge dessen ergibt sich kein nennenswerter Anstieg in der Temperatur des Halbleiters. Damit kann Abschaltscenario 1 aufgrund der in den Halbleitern auftretenden Ströme sowie Verlustleistungen als unproblematisch für den Betrieb eingestuft werden.

Im zweiten Szenario wird eine größere Distanz zwischen Batterie und PDU angenommen, sodass die Leitung eine nennenswerte Induktivität  $L_{LBat}$  aufweist. Weiterhin soll untersucht werden, welche Wirksamkeit die Diode zum Clamping im Batteriekreis ( $D_{PDUBat}$ , Abb. 3.22) sowie die Diode für den Freilauf ( $D_{PDUM1}$ , Abb. 3.22) auf das Schaltverhalten haben.

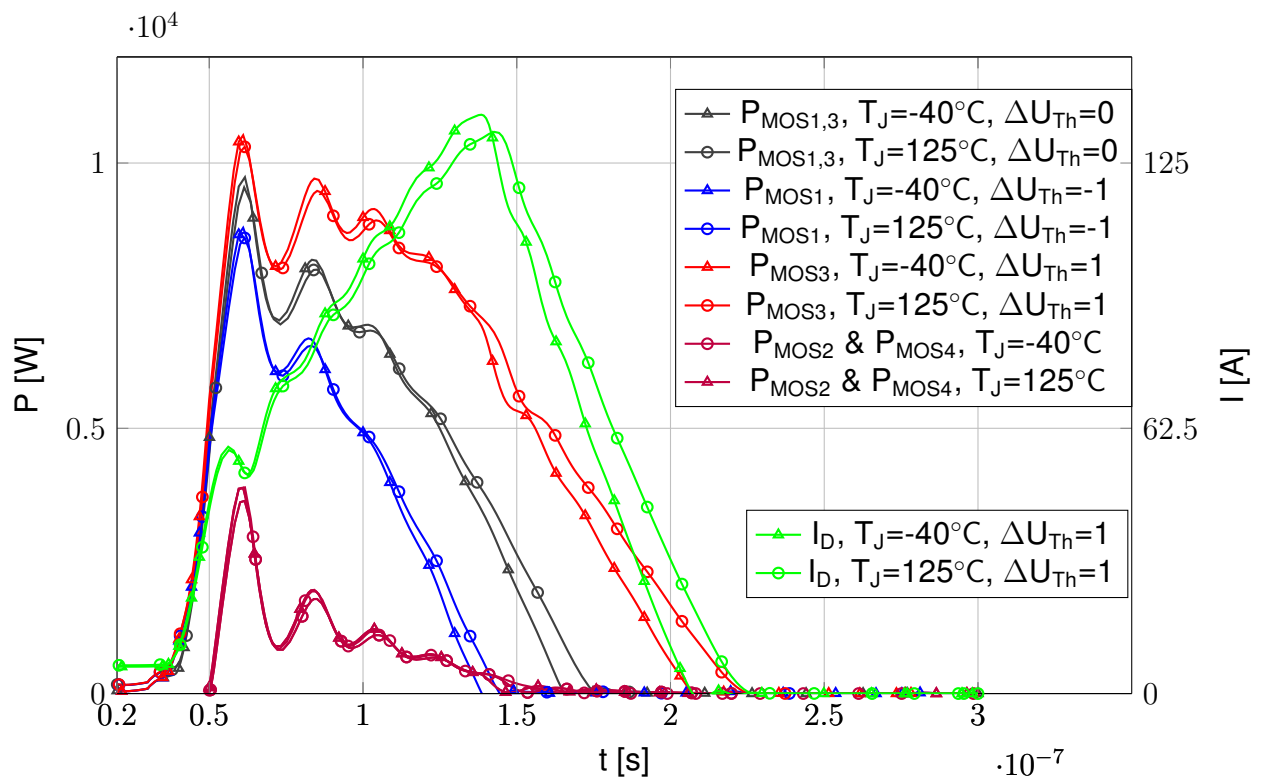


Abbildung 3.25: Simulationsszenario 1: Verlauf im Abschaltmoment von (Kurzschluss-) Strom  $I_{L1Mot1}$  und Verlustleistung  $P_{MOS}$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu\text{H}$ ,  $L_{LBat} = 100 \text{ nH}$ ,  $R_{BAT} = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $R_{LBat} = R_{L1Mot1} = 3,5 \text{ m}\Omega$ ,  $R_{KS} = 20 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 \text{ V}$

Zunächst wird das Verhalten ohne die zusätzlichen Dioden simulativ betrachtet. Während des Abschaltmoments tragen die Leitungselemente  $L_{LBat}$  und  $L_{L1Mot1}$  gemäß Abbildung 3.22 den vollen Kurzschlussstrom. In Ermangelung eines Freilaufpfades ergibt sich an der Klemmenspannung der PDU  $U_{PDUBat}$  eine transiente Überspannung, welche durch die in den Leitungen gespeicherte Energie definiert ist. Da diese über die PDU mit dem restlichen Bordnetz verbunden ist, wird diese Transiente dem gesamten 48V-Bordnetz aufgeprägt. Sie wird in ihrer Höhe durch die Durchbruchspannung der MOSFETs M1 bzw. M3 begrenzt (engl. clamping). Oberhalb derer arbeitet der MOSFETs im Avalanche-Betrieb und verhält sich wie eine Zenerdiode. Entsprechend wird für die Dauer der Transiente die komplette in der Zuleitung gespeicherte Energie in der Schaltzelle (bzw. M1 und M3) umgesetzt. Abbildung 3.26 zeigt den Moment des Lastabwurfs in Abhängigkeit verschiedener Lastströme und die daraus resultierende Spannung an den MOSFETs M1 und M3. Diese liegt bei über 120 V, die Dauer der Transienten ergibt sich aus dem Abschaltstrom und erreicht nahezu 50  $\mu\text{s}$ . Spiegelt man dieses Ergebnis gegen die Anforderungen der LV148, so ist die Dauer der Transienten zulässig, die Spannungslage mit 120 V jedoch deutlich oberhalb der in der LV148 geforderten Grenzen.

Der Avalanche-Betrieb der MOSFETs ist mit erheblichen Verlusten verbunden, wie sie in Abbildung 3.27 bei identischem Abschaltvorgang dargestellt sind. Im Vergleich zu

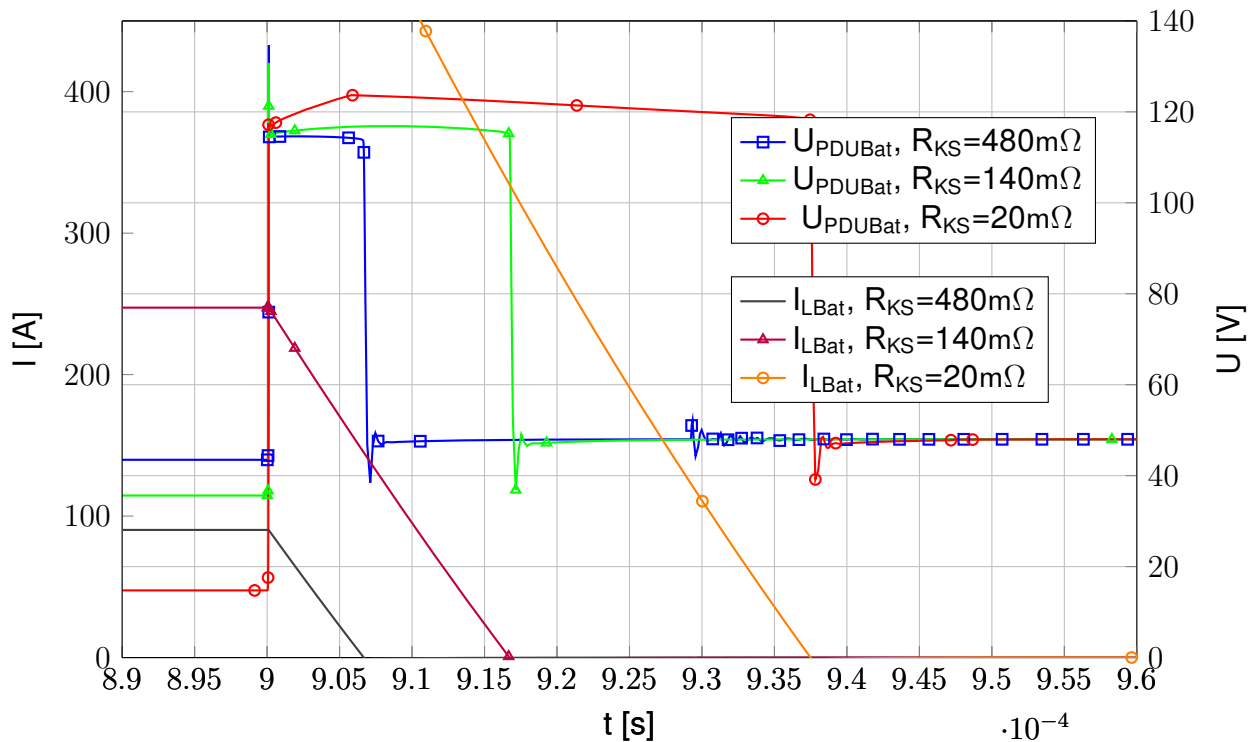


Abbildung 3.26: Simulationsszenario 2: Verlauf im Abschaltmoment von (Kurzschluss-) Strom  $I_{L1Mot1}$  und Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu\text{H}$ ,  $L_{LBat} = 100 \text{ nH}$ ,  $R_{BAT} = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 \text{ V}$ ,  $T_{Amb} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Simulationsszenario 1 sind die Verluste deutlich höher, da die komplette, in den Leitungen gespeicherte Energie in den MOSFETs umgesetzt wird.

Folglich fallen die Verluste über einen längeren Zeitraum von rund  $50 \mu\text{s}$  an (gegenüber nur  $200 \text{ ns}$  in Szenario 1). Infolge dessen ist ein simulierter Temperaturanstieg  $T_J$  des Halbleiters im Worst-Case auf über  $400 \text{ }^\circ\text{C}$  zu beobachten. Bei einer spezifizierten maximalen Betriebstemperatur von  $150 \text{ }^\circ\text{C}$  bei üblichen Silizium-MOSFETs kann davon ausgegangen werden, dass der beobachtete Temperaturanstieg zu einem sofortigen Versagen des Halbleiters führt. Dabei ist die Umgebungstemperatur mit  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  angenommen, sowie eine ideale Kühlung des MOSFETs auf Umgebungstemperatur. Um den Temperaturanstieg im MOSFET zu begrenzen, ist es denkbar, weitere MOSFETs parallel zu schalten. Dabei wären ca. 8 bis 10 parallele Halbleiter notwendig, um die umgesetzte Energie gleichmäßig zu verteilen. Dies verbessert zusätzlich die Gesamteffizienz des System, bedingt jedoch hohe Anforderungen an Bauraum sowie ansteigende Kosten für Bauteile. Deutlich effizienter ist Installation einer Clamping-Diode  $D_{DBat}$  wie bereits in Abbildung 3.22 dargestellt. Damit können die in den Halbleitern anfallenden Verluste verringert und auf die Clamping-Diode übertragen werden. Die in der Diode umgesetzte Energie ist der Gleichung 3.13 zu entnehmen, dabei ist  $U_{DClamp}$  die Nenndurchsprungsspannung der Clampingdiode.

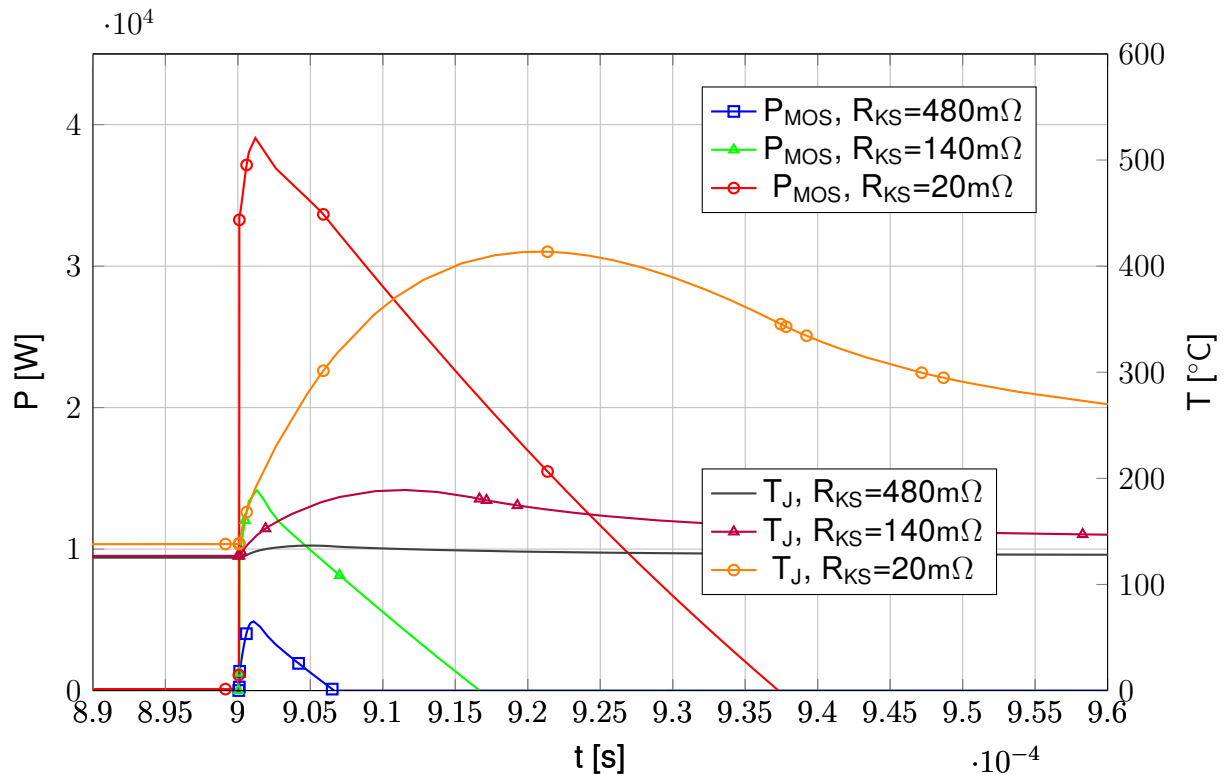


Abbildung 3.27: Simulationsszenario 2: Verlauf im Abschaltmoment von Verlustleistung  $P_{MOS}$  und zugehöriger Sperrschichttemperatur  $T_J$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu\text{H}$ ,  $L_{LBat} = 5 \mu\text{H}$ ,  $R_{BAT} = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 \text{ V}$ ,  $T_{Amb} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

$$E_{Diode} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \cdot \frac{U_{DClamp}}{U_{DClamp} - U_{Bat}} \quad (3.13)$$

Abbildung 3.28 stellt vergleichend zu Abbildung 3.26 die Auswirkung der Clamping-Diode  $D_{DPDUBat}$  sowie der Freilaufdiode  $D_{PDUM1}$  auf die Halbleiter innerhalb Schaltzelle dar. Die transiente Überspannung kann folglich auf einen Wert von unter 70 V für einen Zeitraum von weniger als 100  $\mu\text{s}$  begrenzt werden. Zudem wird, wie in Abbildung 3.29, die Verlustleistung innerhalb der MOSFETs deutlich reduziert, sodass die Chiptemperatur auf rund 140  $^\circ\text{C}$  begrenzt werden, ohne eine größere Anzahl von Halbleitern zu verwenden.

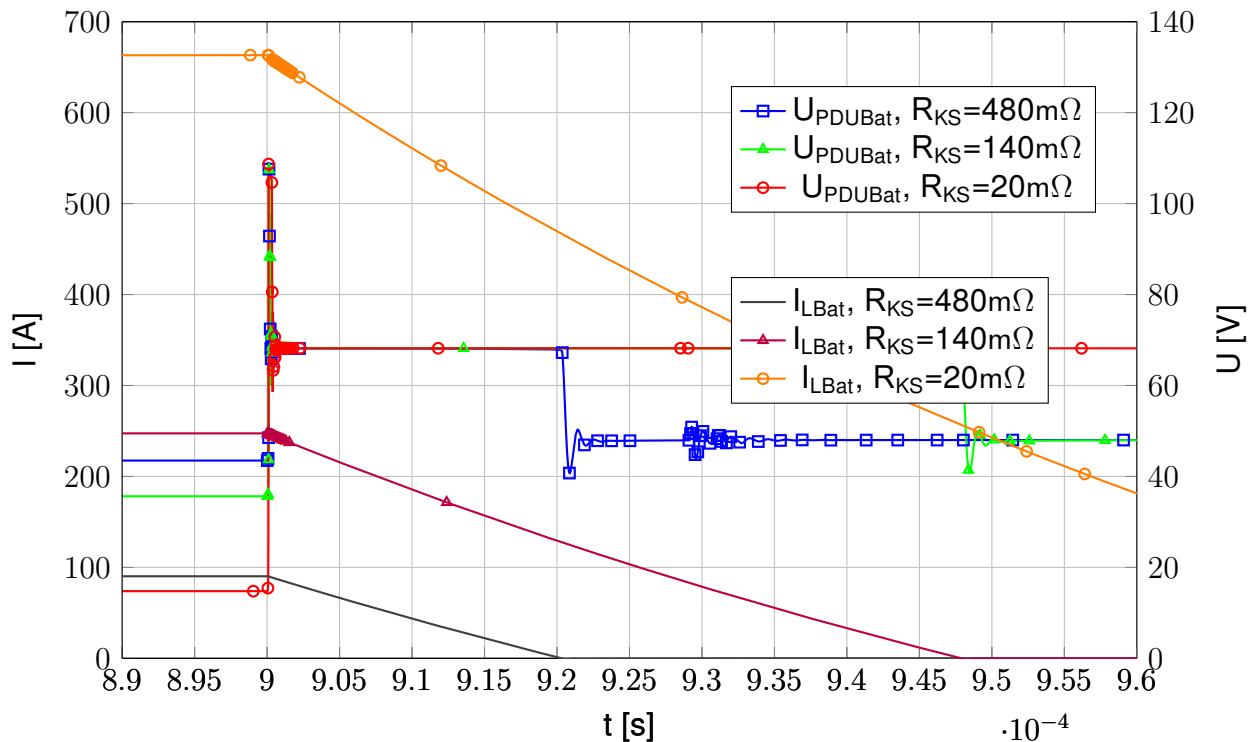


Abbildung 3.28: Simulationsszenario 2: Verlauf im Abschaltmoment von (Kurzschluss-) Strom  $I_{L1Mot1}$  und Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu H$ ,  $L_{LBat} = 0 \mu H$ ,  $R_{BAT} = 50 m\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48 V$ ,  $T_A = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

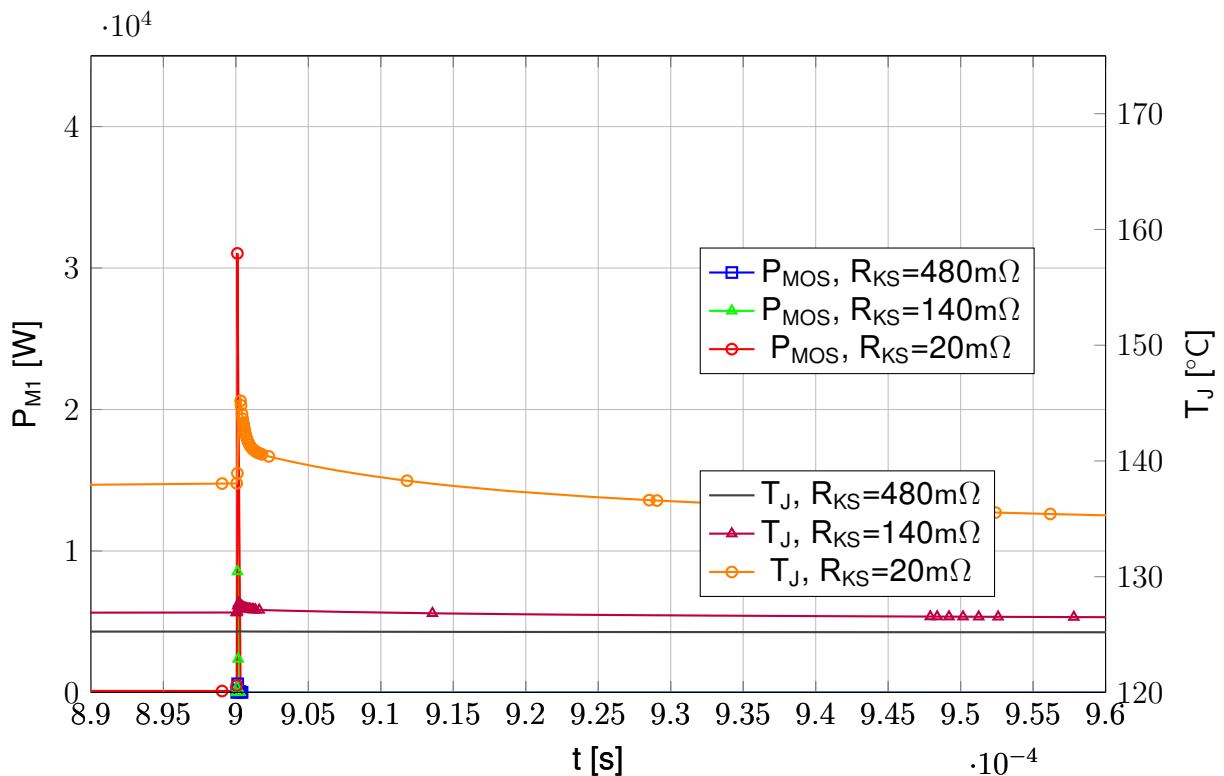


Abbildung 3.29: Simulationsszenario 2: Verlauf im Abschaltmoment von Kurzschlussstrom  $I_{L1Mot1}$  und Klemmenspannung  $U_{PDUM1}$  bei 5m Leitungslänge,  $L_{L1Mot1} = 5 \mu H$ ,  $L_{LBat} = 0 \mu H$ ,  $R_{BAT} = 50 m\Omega$ ,  $U_{BAT} = 48V$ ,  $T_{Amb} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### 3.2.3.2 Eigendiagnose

Im Zuge der Sicherheitsbetrachtung wurde festgestellt, dass die Lenkfähigkeit des Fahrzeugs bis zum Stillstand beibehalten werden muss. Dies ist gleichbedeutend damit, dass mindestens eine Kombination aus Quelle und Aktuator zur Fahrzeugführung zu Verfügung steht sowie eine Fehlerfortpflanzung über Domänengrenzen hinweg verhindert wird. Seitens der PDU ist folglich dafür Sorge zu tragen, dass sie jederzeit in der Lage ist, eine fehlerhafte Domäne abzuwerfen. Da das in Kapitel 2.3 formulierte Sicherheitsziel zum Erhalt der Fahrzeugquerführung mit ASIL D eingestuft wurde, muss die Schaltzelle, welche schlussendlich den Abschaltvorgang durchführt, mit identischem ASIL bewertet werden. Eine Einstufung nach ASIL D bedeutet ein Ausfallrate von lediglich einem FIT für die gesamte Schaltzelle. Ein Standardwerk zur Bewertung der Ausfallwahrscheinlichkeit von Leistungs-MOSFETs gibt diese mit einer FIT-Rate von 60 FIT bei 100 °C [SN210] an, ein Vielfaches dessen, was für eine ASIL D Applikation gefordert ist. Tabelle 3.6 zeigt hierzu die statistische Verteilung von möglichen Bauteilfehlern, die während des Betriebs auftreten können. Besonders kritisch ist der Zustand, wenn eine dauerhaft leitende Verbindung zwischen Drain und Source hergestellt wird, was zugleich den wahrscheinlichsten Fehlerfall darstellt. Dieser latente Fehler ist im Normalbetrieb ohne Folge, solange keine Domäne abgeschaltet werden soll. Wird jedoch eine Abschaltung angefordert, so kann diese nicht ausgeführt werden. Infolge dessen verletzt dieser Fehler direkt das Sicherheitsziel, sodass zwingend Überwachungsmechanismen notwendig sind, die den Funktionszustand der Halbleiter bestimmen können.

Wird die zuvor eingeführte Schaltzelle gemäß Abbildung 3.19 betrachtet, ist ein Ab-

Versagensmechanismus	Wahrscheinlichkeit
Kurzschluss Drain-Source	40%
Verbindung Drain-Source offen	20%
Gate floating	10%
Leckstrom Gate	10%
Abfall Verstärkung	10%
Anstieg Leitfähigkeit Drain-Source	10%

Tabelle 3.6: Versagensmechanismen von Leistungs-MOSFET [Ele08]

schalten nur dann möglich, wenn die MOSFETs M1 und M3 sowie weitere, eventuell parallel geschaltete MOSFETs korrekt sperren. Da sämtliche Halbleiter gemeinsam angesteuert werden, ist lediglich eine initiale Diagnose beim Aufstarten möglich. Dazu wird die Schaltzelle ein- bzw. ausgeschaltet, und die Ströme bzw. Spannung am Ausgang beobachtet. Folgt auf das kurzzeitige Einschalten der Schaltzelle ein Stromfluss sowie eine Spannung an den Klemmen bzw. kein Stromfluss nach dem Abschalten der Zelle, so kann die Zelle als fehlerfrei bewertet werden. Diese einfache Art der Dia-

gnose ist nur beim Aufstarten des Fahrzeugs sinnhaft möglich, nicht jedoch während des Betriebs. Würde dabei eine Domäne kurzzeitig abgeschaltet werden, führt dies zu Unterbrechungen in der Stromversorgung und damit zu potentiellen Fehlfunktionen im Bordnetz. Eine sichere Fahrzeugführung wird somit unnötigerweise gefährdet.

Aus diesem Grund soll die Schaltzelle dahingehend optimiert werden, dass eine individuelle Überwachung der Halbleiter möglich ist. Dazu wird die Ansteuerung derart erweitert, dass jeder MOSFET einzeln angesteuert werden kann. Zudem wird die gemeinsame Verbindung der Source-Anschlüsse aufgehoben sowie die Spannungen  $U_{12}$  und  $U_{34}$  zwischen den antiseriellen MOSFETs gemäß Abbildung 3.30 gemessen.

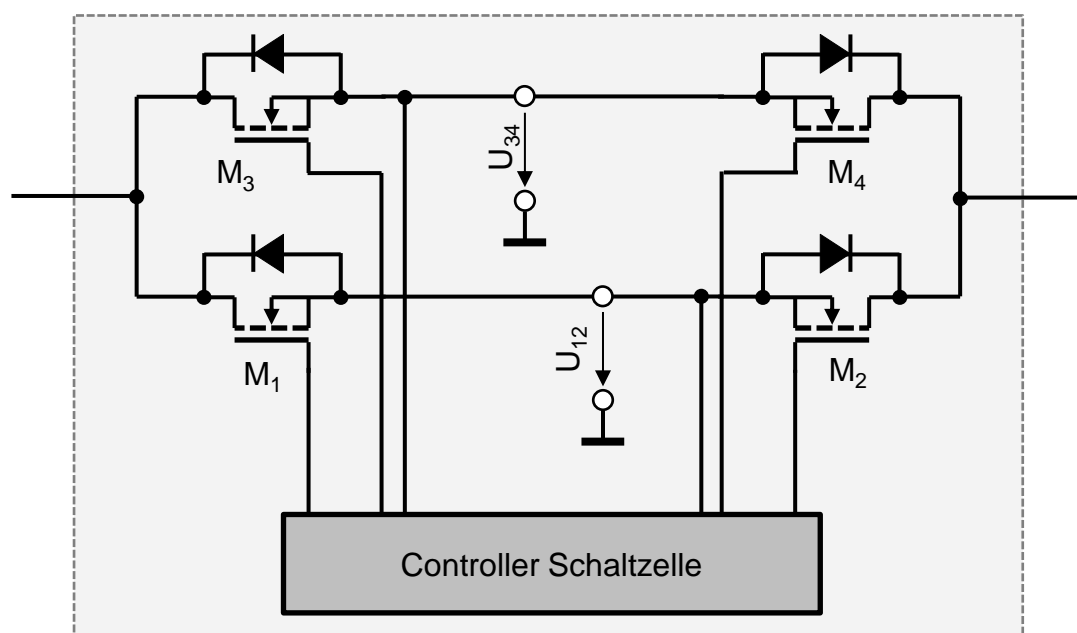


Abbildung 3.30: Schaltzelle mit Diagnosefunktion

Gemäß eines Schaltmusters, welches in Tabelle 3.7 dargestellt ist, werden die MOSFETs M1 bis M4 periodisch ein- und ausgeschaltet. Die Diagnose wird jeweils für einen Strang der Schaltzelle durchgeführt. Zunächst wird ein MOSFET, hier M1, ausgeschaltet. MOSFET M2 bleibt weiterhin eingeschaltet, bei korrekter Funktion wird daher die Spannung  $U_{12}$  auf dem Klemmenpotential des 48V-Netzes liegen. Die Schaltfolge wird entsprechend mit eingeschaltetem MOSFET M1 und ausgeschaltetem MOSFET M2 wiederholt. Dieser erste Teil der Diagnose lässt erkennen, ob die Halbleiter in einem leitfähigen Zustand sind. Danach werden beide MOSFETs M1 und M2 ausgeschaltet, in der Folge wird die Spannung  $U_{12}$  auf 0 V abfallen. Durch Variation der Zustandsübergänge kann anschließend bestimmt werden, welcher der MOSFETs fehlerhaft ist. Analog dazu wird das gleiche Schaltmuster zeitlich versetzt auf die MOSFETs M3 und M4 bzw. alle weiteren MOSFETs angewendet, um deren Funktion zu überprüfen. Der zeitlich Versatz garantiert, dass die Domäne nicht vom Energienetz getrennt wird.

Abbildung 3.31 zeigt die zugehörigen Signalverläufe, wobei im ersten Teil der Abbildung Spannung am Ausgang der Schaltzelle sowie der Strom dargestellt sind. Trotz des zeitweiligen Abschaltens einzelner MOSFETs kann der Laststrom ungehindert zu den Verbrauchern fließen. Zum Zeitpunkt  $t=0,6$  s tritt ein Fehler in MOSFET M1 aus, sodass dieser eine leitende Verbindung zwischen Drain und Source herstellt. Durch die Diagnosefunktion wird der beispielhafte Fehler im nächsten Detektionszyklus erkannt. Basierend auf der Erkennung des latenten Fehlers können nun Maßnahmen ergriffen werden, das Fahrzeug in einen sicheren Zustand zu überführen.

M1	M2	M3	M4	Zustand Schaltzelle
0	0	0	0	Aus
1	1	1	1	Ein
0	1	1	1	Diagnose Leitfähigkeit M2
1	0	1	1	Diagnose Leitfähigkeit M1
0	0	1	1	Diagnose Abschaltung M1 + M2
1	1	0	1	Diagnose Leitfähigkeit M4
1	1	1	0	Diagnose Leitfähigkeit M3
1	1	0	0	Diagnose Abschaltung M3 + M4

Tabelle 3.7: Diagnoselogik der Schaltzelle

Die ISO 26262 stellt keine direkten zeitlichen Anforderungen an die erforderliche Detektionsgeschwindigkeit von latenten Fehlern. Sinnvollerweise wird die Diagnose so häufig wie möglich ausgeführt. Im Zuge der Abschaltung einzelner MOSFETs steigt der Gesamtwiderstand der Schaltzelle kurzzeitig an und somit auch die Verluste. Die (statische) Verlustleistung lässt sich gemäß Gleichung 3.14 beschreiben.

$$P_V = I^2 \cdot R_{DS,On} \cdot \left( \frac{1-D}{n} + \frac{D}{n-1} \right) \quad (3.14)$$

mit

$$D = \frac{t_{OFF}}{T} \quad (3.15)$$

Dabei entspricht  $n$  der Anzahl paralleler MOSFETs, das Tastverhältnis  $D$  beschreibt die erforderliche Diagnosezeit  $t_{OFF}$  in der die MOSFETs abgeschaltet werden im Verhältnis zu der Periodendauer  $T$ . Abbildung 3.32 stellt diesen Zusammenhang grafisch dar, die Verlustleistung ist dabei auf diejenige einer Schaltzelle mit 2 parallelen Zweigen normiert. Erwartungsgemäß steigt diese mit der Diagnosehäufigkeit an, insbesondere bei Schaltzellen, welche aus 2 oder 3 parallelen Zweigen bestehen, ist der Zuwachs erheblich. Betrachtet man die in Abbildung 3.31 beispielhaft dargestellte Implementation der Diagnose, so ergibt sich aus der Diagnosedauer  $t_{OFF}$  von 50 ms und einer Periodendauer  $T$  von 200 ms ein Zuwachs der Verluste in der Schaltzelle um 25%. Diese

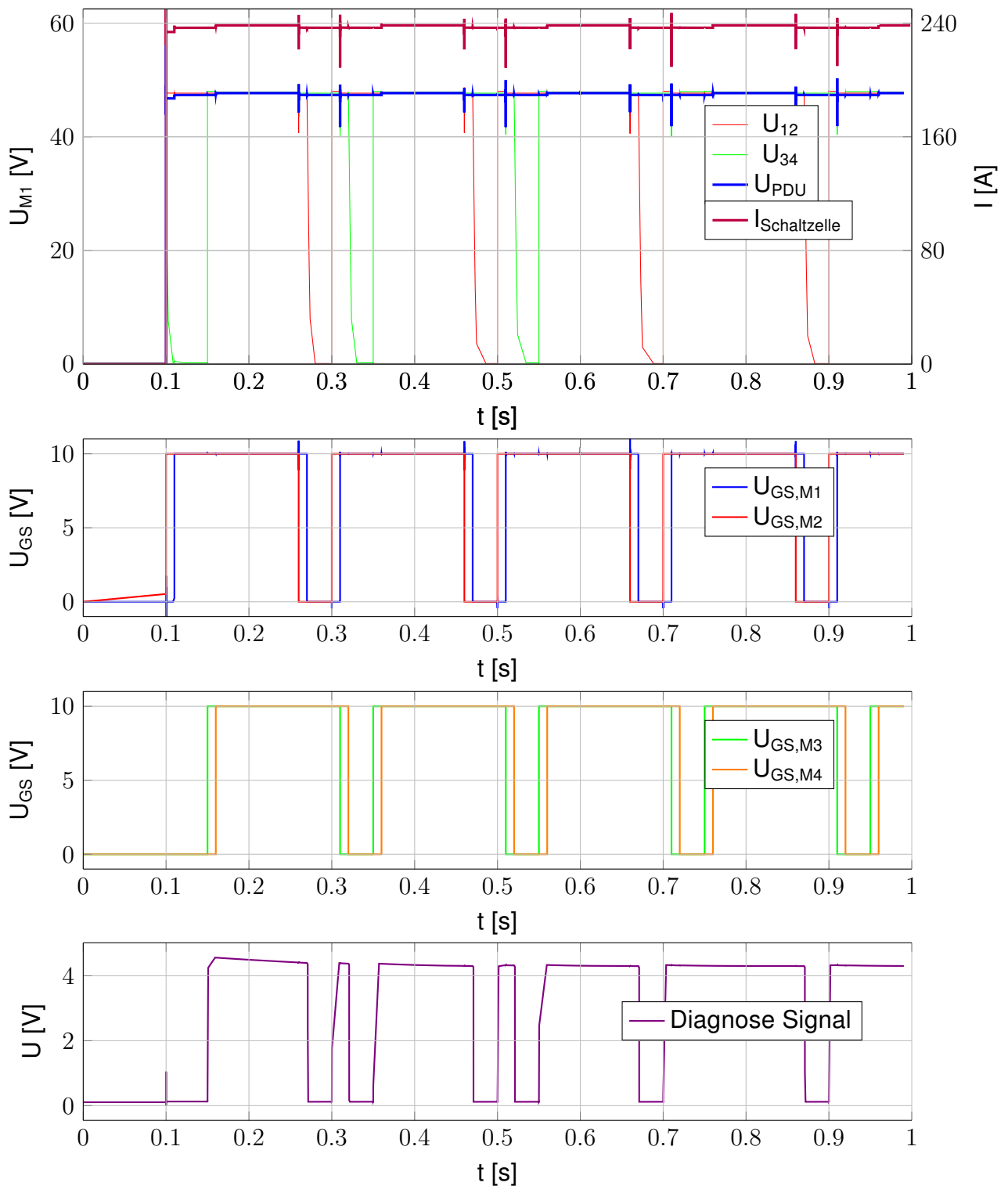


Abbildung 3.31: Signalverläufe innerhalb der Schaltzelle bei Nutzung der Diagnosefunktion, Fehler in Schaltzelle tritt bei  $t=0,6$ s

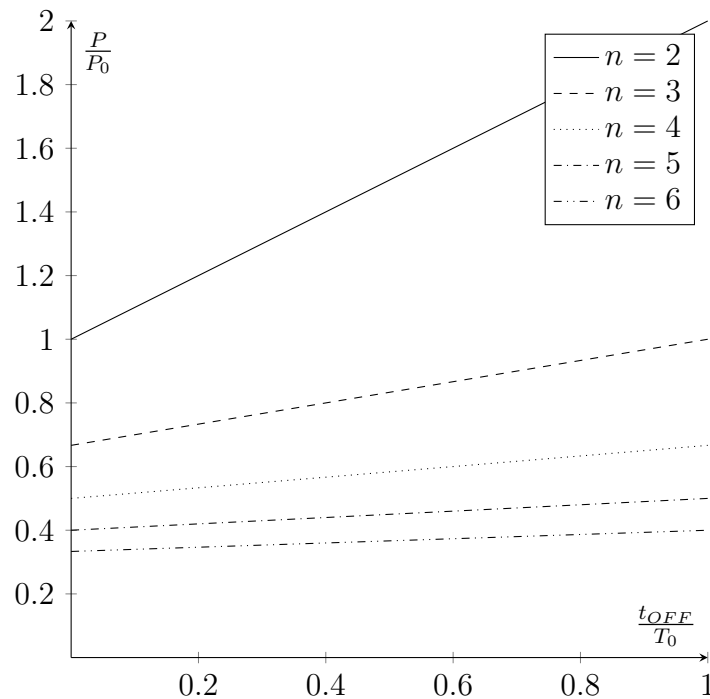


Abbildung 3.32: Normierte Verlustleistung der Schaltzelle in Abhängigkeit der Diagnosehäufigkeit

Betrachtung vernachlässigt die auftretenden Schaltverluste, welche jedoch aufgrund der niedrigen Schaltfrequenz keinen maßgeblichen Einfluss auf die Gesamtverluste haben.

### 3.2.4 Reaktionszeit der PDU

Im vorangegangenen Kapitel wurde der Abschaltvorgang sowie die notwendigen Anforderungen an die Schaltzelle beleuchtet. In diesem Unterkapitel soll nun die Reaktionszeit der PDU und die damit verbundenen Auswirkungen auf das Bordnetz näher betrachtet werden.

Die LV148 als Norm für Komponenten sieht eine Funktion ohne Einschränkungen bis zu einer Spannung bis 36 V vor, mit Funktionseinschränkungen muss die Komponente bis 24 V zur Verfügung stehen. Daher werden nachfolgend die Auswirkungen des Abschaltzeitpunktes auf die Spannung  $U_{Link}$  an Sammelschiene innerhalb der PDU betrachtet. Da diese ins restliche Bordnetz unterverteilt wird, darf diese im Fehlerfall nicht die vorgegebenen Spannungsgrenzen der LV148 verletzen. Entsprechend des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 3.22 wird zum Zeitpunkt  $t=0$  ein Kurzschluss mit einem Widerstand  $R_{KS}$  von  $20 \text{ m}\Omega$  simuliert. Bei Erreichen eines festgelegten Schwellenstroms  $I_{Trip}$  wirft die Schaltzelle die fehlerhafte Domäne ab. Dabei werden 3 Parametersätze gemäß Tabelle 3.5 betrachtet, die maßgeblich die Distanz der Batterie zur PDU variieren.

Die Abbildungen 3.33 und 3.34 stellen die Ergebnisse der simulativen Betrachtung in

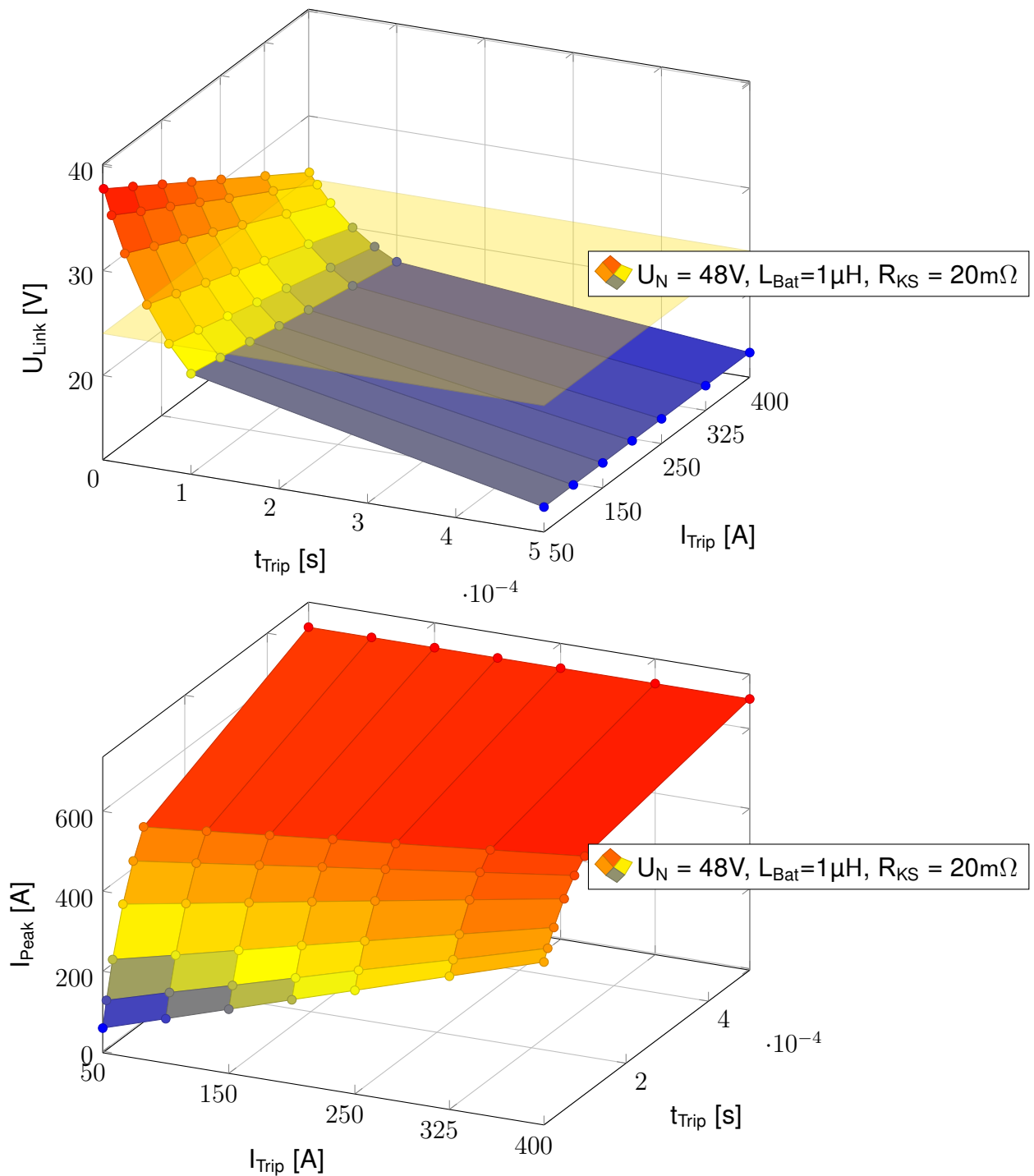


Abbildung 3.33: Spannung  $U_{\text{Link}}$  als Funktion von Abschaltstromschwelle  $I_{\text{Trip}}$  und zeitlicher Abschaltverzögerung  $t_{\text{Trip}}$  (Simulationsparametersatz 1)

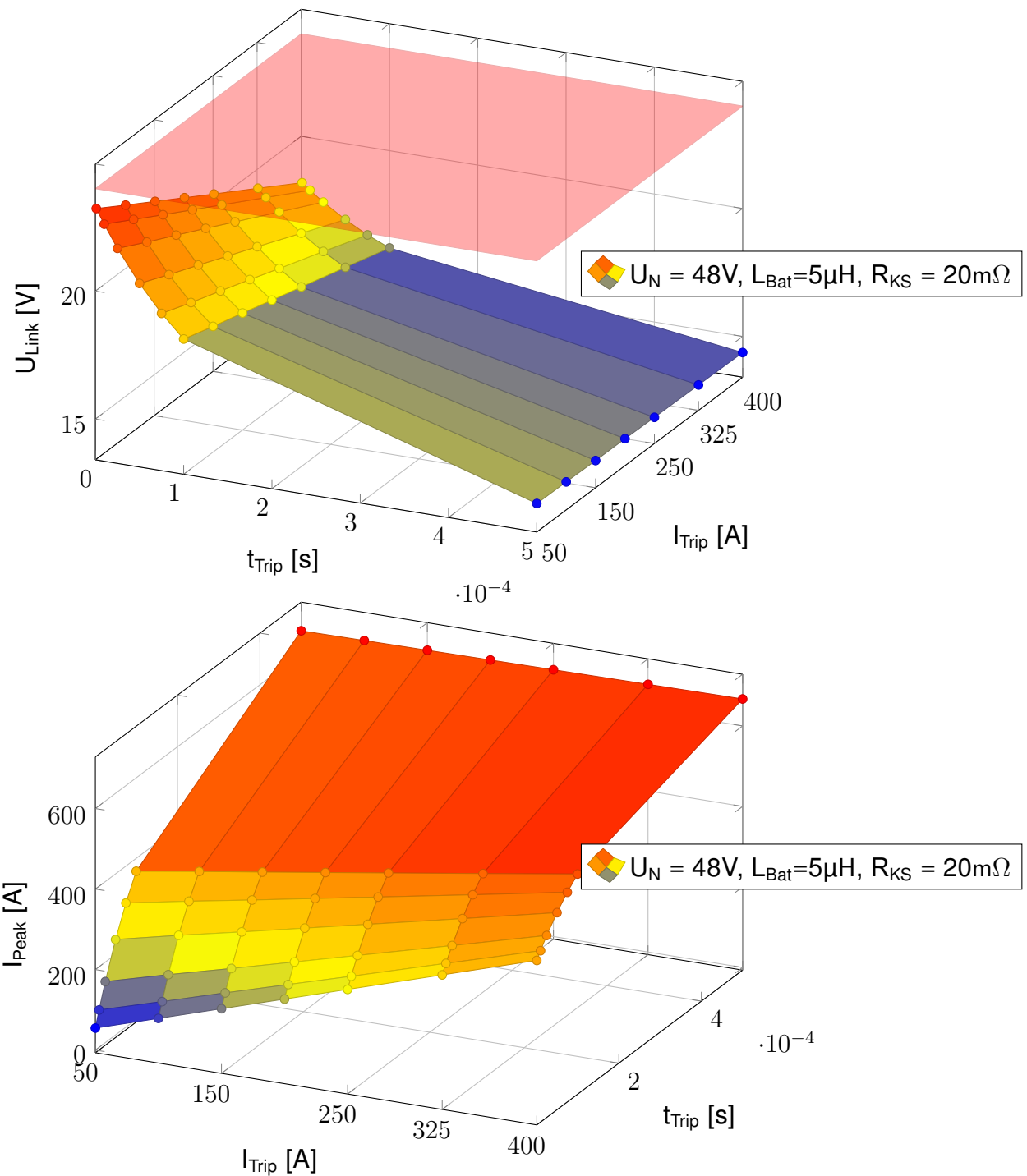


Abbildung 3.34: Spannung  $U_{\text{Link}}$  als Funktion von Abschaltstromschwelle  $I_{\text{Trip}}$  und zeitlicher Abschaltverzögerung  $t_{\text{Trip}}$  (Simulationsparametersatz 2)

jeweils 2 Grafiken dar. In ersterer wird die Klemmenspannung  $U_{\text{PDU Bat}}$  an der PDU als Funktion verschiedener Abschaltswelle  $I_{\text{Trip}}$  von 50 A bis 400 A dargestellt. Zudem ist der zeitliche Verzug  $t_{\text{Trip}}$  zwischen Überschreiten der Abschaltswelle und dem Abschaltvorgang im Bereich von 1  $\mu\text{s}$  bis 500  $\mu\text{s}$  als Parameter aufgetragen. Die zweite Grafik zeigt den maximal auftretenden Abschaltstrom als Funktion der Abschaltverzögerung  $t_d$  sowie der Abschaltswelle  $I_{\text{Trip}}$ . Aus der Abbildung 3.33 ist ersichtlich, dass bei kleinen Leitungsinduktivitäten, d.h. kurzer Zuleitung von Batterie zu PDU, die Spannung oberhalb von 24 V bleibt, insofern schnell genug abgeschaltet werden kann. Wird also der Bereich betrachtet, in dem sich die Klemmenspannung  $U_{\text{PDU Bat}}$  oberhalb von 24 V befindet, dürfen zwischen Auftreten des Kurzschlusses und dem Abschalten durch die PDU maximal 50  $\mu\text{s}$  vergehen. Die jeweils zweite Grafik der entsprechenden Abbildung macht deutlich, dass selbst bei kleinen Abschaltströmen und kurzem zeitlichem Verzug bereits ein vielfacher Wert des Nennabschaltstromes durch die PDU getrennt werden muss. Abbildung 3.34 zeigt den Extremfall, dass bei einer hohen Leitungsinduktivität zwischen Batterie und PDU selbst bei sofortigem Abschalten die Spannung im Bordnetz unter 24 V zusammenbricht.

Zusammenfassend kann daher aus elektrischer Betrachtung für die PDU abgeleitet werden, dass die Zeit zur Detektion und Abschaltung weniger als ca. 50  $\mu\text{s}$  betragen sollte. Dieser Wert ist um Größenordnungen geringer als derjenige, der sich aus einer fahrdynamischen Betrachtung des Systems ergibt. Zudem ist herausgearbeitet worden, dass die Position der Batterie bzw. der Energiequellen zur PDU entscheidend für die korrekte Funktion des Systems beiträgt. Bei der Bordnetzplanung sollte es daher das Ziel sein, die Länge der Zuleitungen von Energiespeichern zur PDU so weit wie möglich zu reduzieren.

#### 4 Logik und Fehlererfassung der Leistungsflussregelung

Im vorangegangenen Kapitel sind die Anforderungen und Ausgestaltungsmerkmale der PDU mit Fokus auf die Hardware beschrieben worden. In diesem Kapitel steht die Logik zur Erfassung von Fehlerfällen im Vordergrund. Zudem werden Fehlerzustände betrachtet, die innerhalb der PDU auftreten können, wie beispielsweise die Erfassung fehlerhafter Sensorwerte.

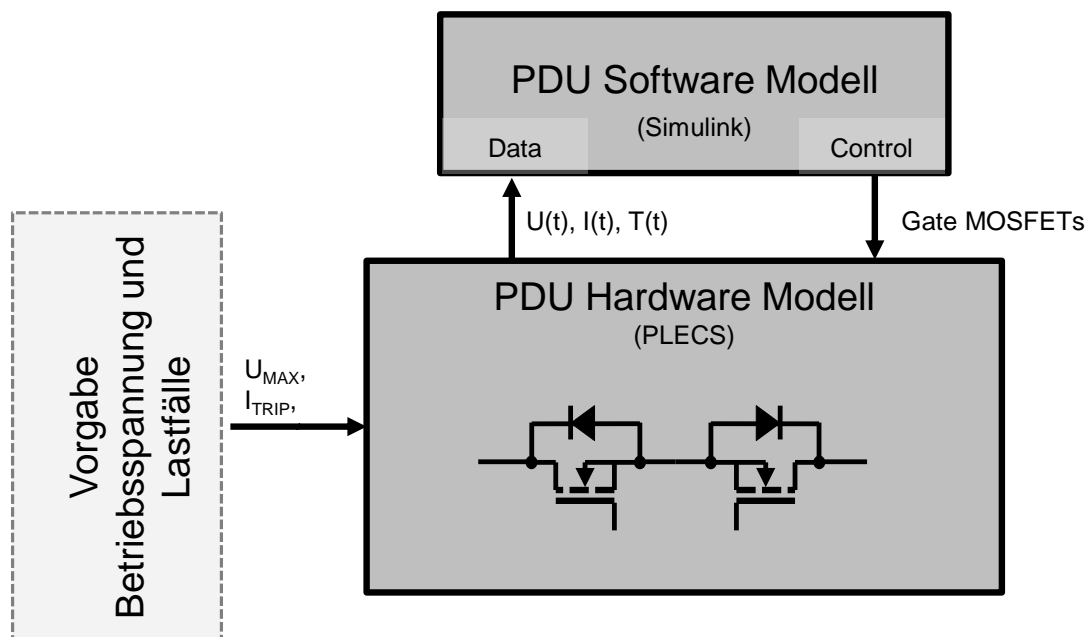


Abbildung 4.1: Software in the Loop (SIL) Architektur

Die Software zur Steuerung der PDU wird modellbasiert in Matlab Simulink entwickelt. Diese ist mit dem Schaltungssimulationstool PLECS gekoppelt, welches die Hardware der PDU simulativ abbildet. Im Unterschied zu LTspice, welches in Kapitel 3.2.3 zur Transientensimulation genutzt wurde, nutzt PLECS deutlich einfachere elektrische Modelle und eignet sich bevorzugt zum Entwurf von Regelkreisen und Ablaufsteuerungen. Durch die Kopplung ergibt sich eine ganzheitliche Simulationsumgebung gemäß Abbildung 4.1. Der Funktionsblock für Vorgaben von Betriebsspannungen und Lastfälle gibt die verschiedenen Quellenspannungen und Lastwiderstände in dem elektrischen Schaltungsmodell vor. Der Softwaremodellblock beinhaltet die Simulation aller Softwarefunktionen sowie die automatisierte Codegenerierung, das elektrische Simulationsmodell sowie sämtliche elektrischen Komponenten innerhalb der PDU und des Bordnetzes. Somit ist es möglich, auch komplexe Vorgänge in Bordnetz simulativ darzustellen. Bei der Kopplung von Matlab/Simulink mit PLECS steht die simulative Betrachtung der Betriebsstrategie im Vordergrund. Eine detaillierte Betrachtung der Schaltvorgänge inklusive thermischer Modellierung (wie im vorherigen Kapitel geschehen) wird durch diese Simulation nicht abgedeckt. Diese wurden jedoch bereits im vorangegangenen Kapitel betrachtet.

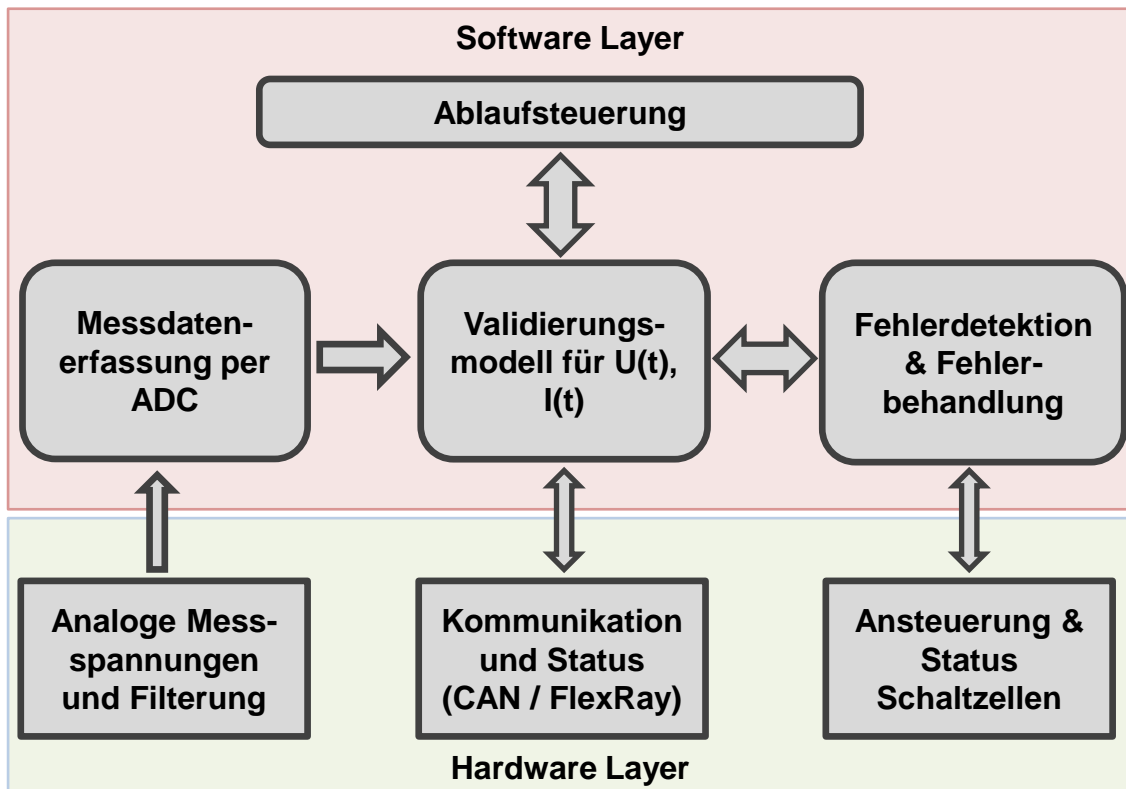


Abbildung 4.2: PDU Hardware- und Softwarelayer

#### 4.1 Übersicht des Simulationsmodells

Am Eingang des Simulationsmodells steht die Erfassung aller notwendigen analogen Messwerte. Die erfassten Werte werden in physikalische Messgrößen überführt, welche anschließend dem Validierungsmodell zugeführt werden. Dieses prüft die Messgrößen auf Plausibilität, und korrigiert fehlerhafte Messwerte falls möglich. Die validierten Größen bilden dann die Grundlage für den Block zur Fehlerdetektion und Fehlerbehandlung, welcher zudem die Schnittstelle zu den Schaltzellen darstellt. Die Schaltzellen schalten die jeweiligen Domänen entsprechend der Vorgabe der Fehlerdetektion zu oder ab. Eine überlagerte Ablaufsteuerung koordiniert das Aufstart- bzw. das Betriebsverhalten der PDU. Zudem stößt sie die Fehlerkommunikation über die Bussysteme an, um Fahrdynamiksysteme über den Systemzustand und etwaige Degradationszustände des Bordnetzes zu informieren. Dieses Zusammenspiel von Hardware und Software mit den jeweiligen Blöcken der Informationsverarbeitung ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

#### 4.2 Messdatenerfassung

Die Messdatenerfassung, entsprechend des in Abbildung 3.8 dargestellten Prinzipschaltbilds, erfasst die Lastströme der jeweiligen Domänen, die entsprechenden Klemmenspannung, sowie die Spannung an der Sammelschiene  $V_{\text{Link}}$ . Weiterhin werden

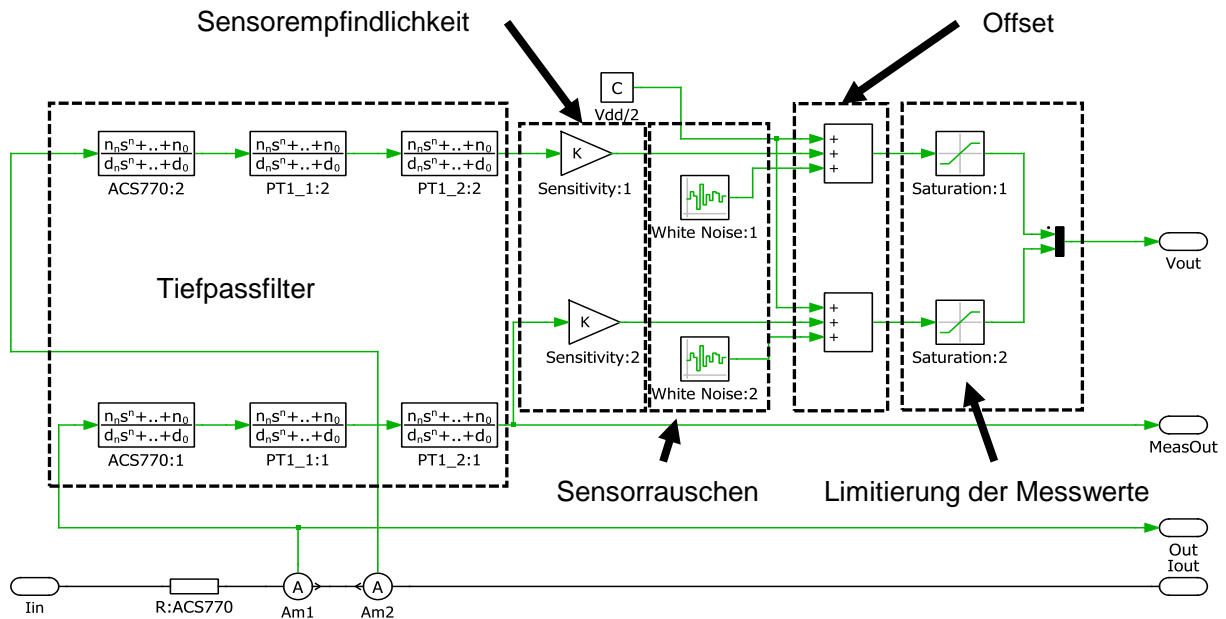


Abbildung 4.3: Darstellung des Simulationsmodells eines Strommessensors inklusive Frequenzverhalten, Offsets und Rauschen

die Temperaturen der Schaltzellen als Messdaten erhoben, sowie die zu Eigendiagnose notwendigen Spannung zum Rücklesen der Schaltzustände. Diese Messdaten werden in der Simulation mit einem weißen Rauschen überlagert, um ein realistisches Verhalten der Sensoren nachzubilden. Zuzüglich ist das Frequenzverhalten, wie z.B. die begrenzte Bandbreite von Sensoren, über entsprechend parametrierbare Tiefpassfilter abgebildet sowie weitere limitierende Faktoren wie Offsets und darstellbare Spannungsbereiche. Die Umsetzung der Strommesssensorik ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Zwecks korrekter Erfassung des Domänenstroms wird dieser redundant erfasst ( $Am1$  und  $Am2$ ).

### 4.3 Validierungsmodell

Im vorangegangenen Kapitel wurde bereits dargelegt, dass für die Fehlerdetektion korrekte Strom- und Spannungsmesswerte entscheidend sind. Die Aufgabe des Validierungsmodells ist es daher, der nachgeschalteten Fehlerdetektion validierte Messwerte zur Verfügung zu stellen.

Allgemein betrachtet kann die PDU als zentraler Knotenpunkt im Bordnetz angesehen werden. Gemäß der Knotengleichung 4.1 gilt, dass die Summe aller Domänenströme gleich null sein muss.

$$\sum_{n=2}^m i_n(t) = 0 \quad (4.1)$$

Diese Gleichung stellt im Kontext der beschriebenen PDU bei Kenntnis aller Mess-

werten  $i_n$  ein überbestimmtes Gleichungssystem dar. Die ermittelten Messwerte können folglich mit Kenntnis der Knotengleichung validiert werden. Erfolgt eine einfache, nicht redundante Erfassung der jeweiligen Ströme, so können Einfachfehler erkannt, jedoch nicht korrigiert werden. Konsequenterweise sind Mehrfachfehler ebenfalls nicht erkennbar. Liefern beispielsweise zwei Stromsensoren stets einen Messwert von 0 Ampere, genügt dies der Knotengleichung 4.1, obwohl ein latenter Fehler im System vorliegt. Wird eine redundante Erfassung der Messwerte implementiert, so können Einfachfehler in der Messung erkannt und korrigiert werden, zuvor genannte Zweifachfehler sind erkennbar. Dreifachfehler, insofern diese statistisch unabhängig sind, werden im Allgemeinen als unwahrscheinlich eingestuft und bedürfen somit keiner weiteren Betrachtung.

Das in Abbildung 4.4 dargestellte Ablaufdiagramm zeigt die Funktionsweise der Messwertvalidierung am Beispiel der Strommessung. Die grundsätzliche Architektur entspricht dabei dem von Bilkei-Gorzo entworfenen Ansatz [BG18], welcher verfeinert und weiterentwickelt wurde. Eingangs steht die Überprüfung der Messwerte innerhalb einer Domäne auf den erlaubten Messbereich. Dies erlaubt, einen fehlerhaften Sensor, der dauerhaft Minimal- oder Maximalwerte ausgibt, zu erkennen. Anschließend werden die redundanten Sensoren innerhalb einer Domäne überprüft. Sind diese gleich, so wird die Messung der jeweiligen Domäne als fehlerfrei deklariert. Erfolgt die abschließende Überprüfung der Summenströme mittels der Knotengleichung positiv, wird der Messdatensatz als fehlerfrei deklariert und ausgegeben. Schlägt die Überprüfung der Messwerte innerhalb einer einzigen Domäne fehl, so wird versucht, mittels Knotengleichung den korrekten Sensorwert zu identifizieren bzw. einen gültigen Ersatzwert zu bestimmen. Der Messdatensatz kann somit als fehlerfrei verstanden werden. Zudem wird eine Warnung generiert, dass innerhalb einer Domäne das Messsystem nicht mehr korrekt arbeitet. Die in Abbildung 4.5 gezeigten Graphen veranschaulichen diese Fehlerkorrektur. Anfänglich liegt der fließende Strom bei 5 A, die redundanten Stromsensoren messen korrekterweise +5 A bzw. -5 A. Zum Zeitpunkt 20 ms tritt ein Sensorfehler in Sensor 2 auf, welcher fälschlicherweise einen Messwert von -187,5 A liefert. Die Fehlerkorrektur greift, identifiziert mit Hilfe der Knotengleichung Sensor 1 als weiterhin gültig und meldet mittels Warnung, dass ein intern korrigierbarer Fehler aufgetreten ist. Die Rohdaten von Sensor 1 sind weiterhin gültig und können zur Fehlerdetektion verwendet werden. Im weiteren Verlauf versagt Sensor 1 bei 25ms ebenfalls und liefert einen inkorrekten Messwert. Das Validierungsmodell ist in der Lage, auch diesen Ausfall zu kompensieren. Da nun der Strom innerhalb der Domäne ersatzweise aus der Knotengleichung und den Messgrößen der anderen Domänen berechnet werden muss, steigt das Rauschen des Signals des korrigierten Strommesswerts nachweislich an, bleibt jedoch für die weitere Verarbeitung in akzeptablem Rahmen. Die Validierung und der Messdaten stellt somit den Grundbaustein für eine korrekte Fehlerdetektion

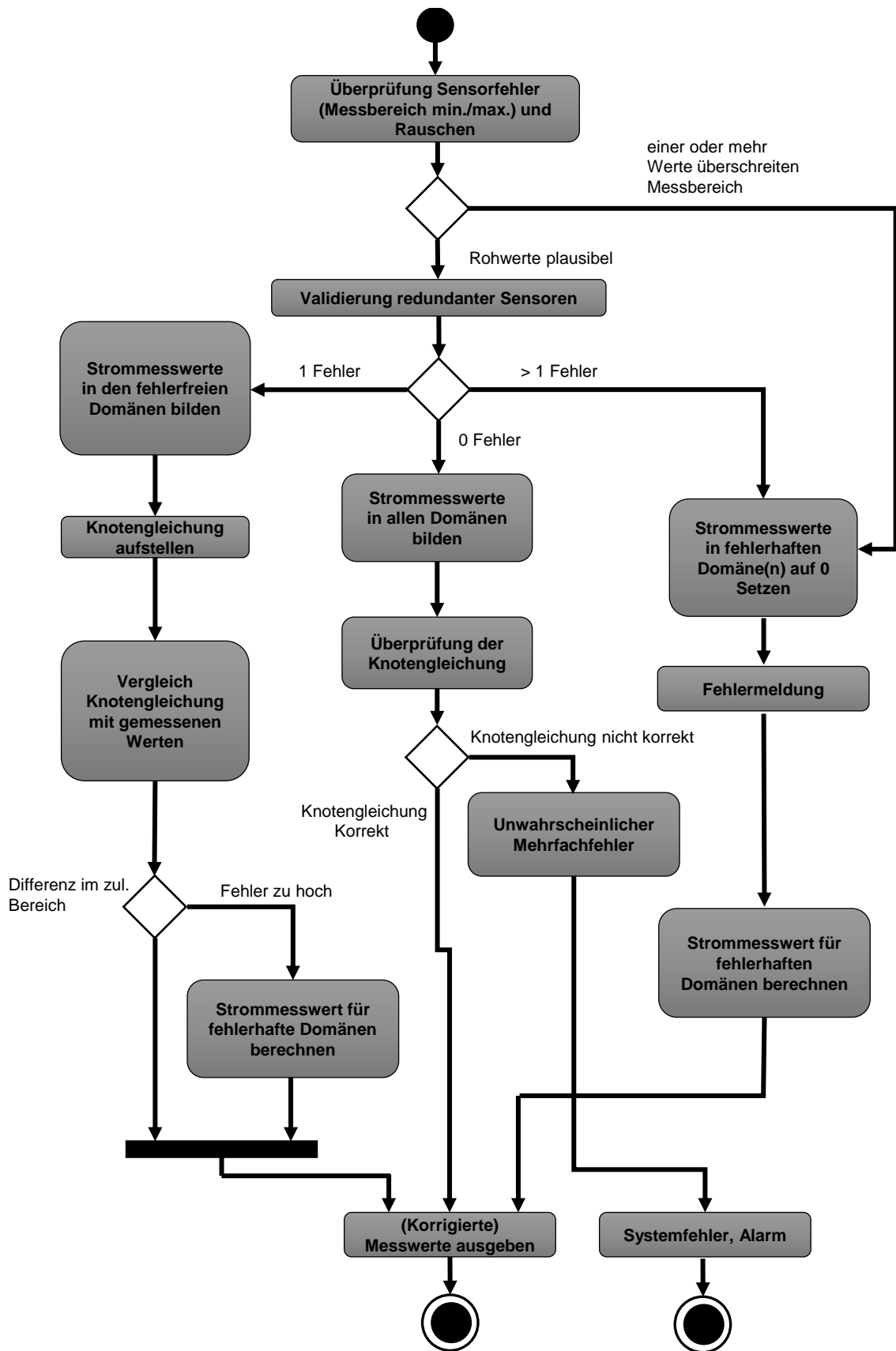


Abbildung 4.4: Vereinfachte Darstellung des Validationsmodells

dar.

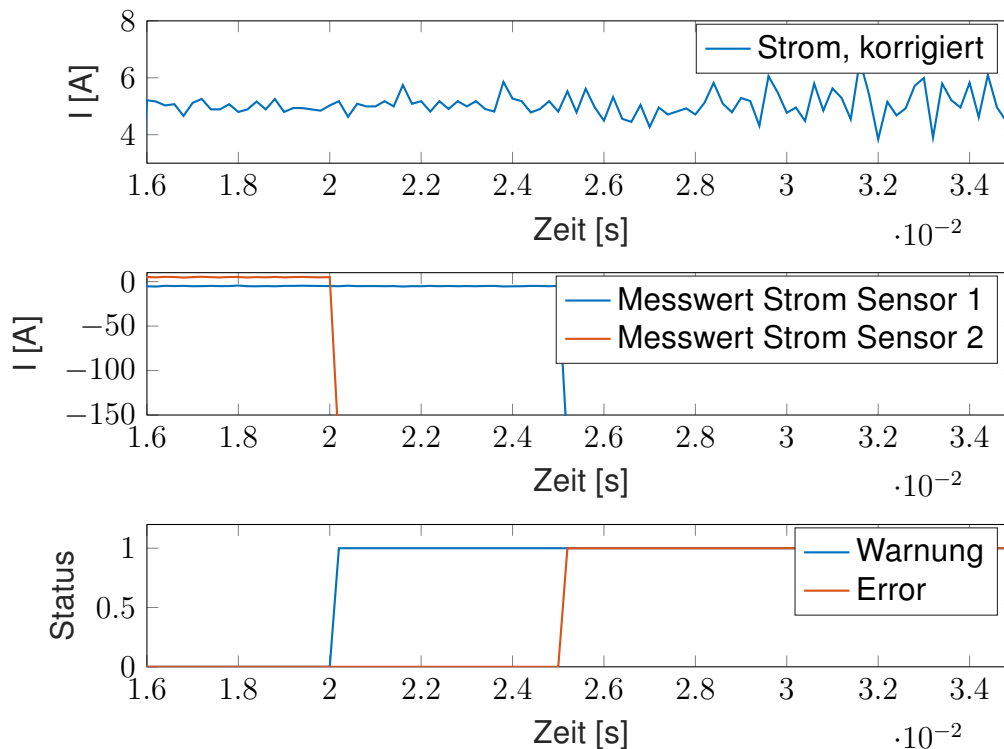


Abbildung 4.5: Sensorkorrektur bei Einfach- und Zweifachfehler innerhalb der Messsensorik einer Domäne

Da das moderne Automobil ein hoch vernetztes System darstellt, stehen üblicherweise weitere externe Messdaten zur Verfügung, die über im Automobil gängigen Schnittstellen wie CAN und FlexRay von anderen Bordnetzkomponenten zu empfangen sind. Die sicherheitskritischen Komponenten wie die Inverter zur Ansteuerung der Lenkaktuatoren oder der DC/DC-Wandler bieten die Möglichkeit, Informationen wie Klemmenspannung oder Stromaufnahme zur Verfügung zu stellen.

Diese Nachrichten können nicht mit derselben Update-Rate zur Verfügung gestellt werden wie Messungen, die innerhalb der PDU generiert werden. Aus diesem Grund können diese externen Signale für Diagnose und Fehlervalidierung benutzt werden, nicht aber als Entscheidungsgrundlage für die Abschaltung von Kanälen. Um eine Kanalabschaltung anhand externer Signale realisieren zu können, müssten zudem die empfangenen Signale und Nachrichten den entsprechenden Sicherheitsanforderungen, d.h. ASIL C oder ASIL D, genügen. Dies ist gleichbedeutend damit, dass die jeweiligen Systemkomponenten dieser ASIL-Einstufung genügen, was im Allgemeinen innerhalb des Systems nicht gegeben ist.

Im Gegensatz zu FlexRay ist das Verhalten des CAN-Netzwerks nicht deterministisch,

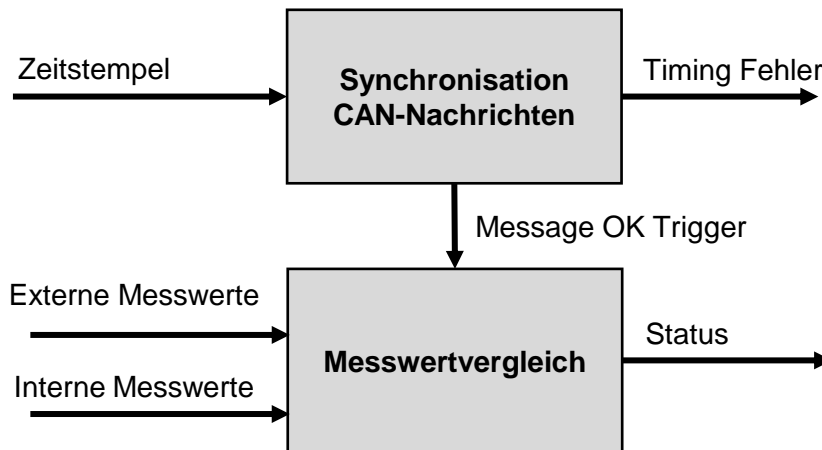


Abbildung 4.6: Verarbeitung externer Messwerte innerhalb des Validationsmodells

sodass die Nachrichten mit erheblichem zeitlichen Versatz zueinander eintreffen können. Daher ist es erforderlich, jede empfangene Nachricht zeitlich zu den internen Messwerten zu synchronisieren. Mittels eines Filters und Mittelwertbildung wird der zeitliche Abstand zwischen den Nachrichten ermittelt, welche näherungsweise der Senderate der jeweiligen Komponente entspricht. Somit kann ermittelt werden, wann die Botschaft versendet wurde, und welcher der zugehörige interne Messdatensatz ist. Die somit synchronisierten Daten stehen nun der nachgeschalteten Fehlerdetektion zur Generierung zusätzlicher abgeleiteter Informationen zur Verfügung. Die Ablauf der Synchronisation ist in den Abbildungen 4.6 und 4.7 dargestellt.

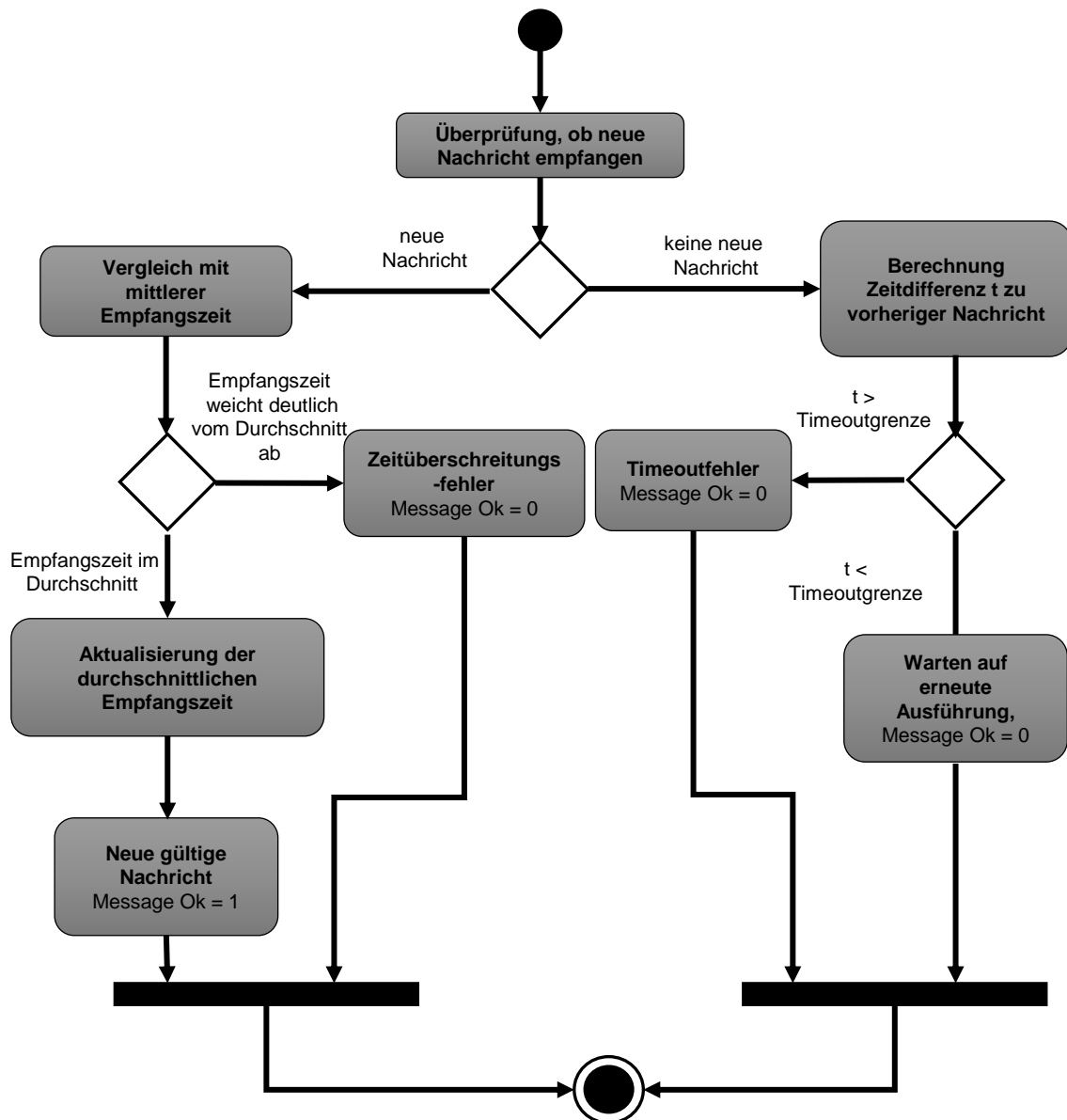


Abbildung 4.7: Synchronisation externer Botschaften innerhalb des Validationsmodells

#### 4.4 Fehlerdetektion und Fehlerkommunikation

Die Fehlerdetektion und -behandlung stellt das Bindeglied zwischen dem Validierungsmodell und den Schaltzellen dar. Sie entscheidet, basierend auf den vom Validierungsmodell zur Verfügung gestellten Messwerten, ob ein Fehler innerhalb einer Domäne aufgetreten ist. Dazu werden die gemittelten und gegebenenfalls korrigierten Strommesswerte mit konfigurierbaren Minimal- und Maximalgrenzwerte verglichen. Beim Unter- bzw. Überschreiten der jeweiligen Grenzen wird die Domäne als fehlerbehaftet bewertet und Infolge dessen abgeworfen, um so die Fehlerfortpflanzung im System zu verhindern. Eine zusätzliche Gradientenüberwachung bewirkt, dass niederohmige Kurzschlüsse, wie sie in Kapitel 3.2.1 beschrieben wurden, mit minimalem zeitlichen Verzug abgeschaltet werden können. Aus den in Kapitel 3.2.4 abgeleiteten Anforderungen an die Reaktionszeit der PDU von rund 50  $\mu\text{s}$  ergibt sich eine erforderliche Ausführungsfrequenz des Fehlerdetektionsmodells bzw. der Abtastrate für die analogen Messwerte von mindestens 20 kHz.

Eine weitere Aufgabe des Funktionsblocks zur Fehlerdetektion ist die in Kapitel 3.2.3.2 beschriebene Diagnose der Schaltzellen. Das entsprechende Schaltmuster der MOSFETs, das Rücklesen der Diagnosezustände und deren Interpretation sind wesentliche Funktionen, die der Erkennung latenter Fehler innerhalb der PDU dienen. Um die Verluste in der PDU gering zu halten, wird die Diagnose der Schaltzellen zur Aufdeckung latenter Fehler mit einer Frequenz von 1 Hertz durchgeführt. Dadurch ist sichergestellt, dass die MOSFETs bei einem angeforderten Abwurf auch erwartungsgemäß den Fehler isolieren können. Die gewählte Detektionsfrequenz von 1 Hz stellt somit einen guten Kompromiss aus schneller Detektion latenter Fehler und moderatem Zuwachs der Verlustleistung (max. 10%, siehe Abbildung 3.32) dar.

Anhand Abbildung 4.8 ist exemplarisch das Verhalten der Fehlererkennung dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t=21\text{ ms}$  tritt ein Fehler in Domäne 1 auf, der Strom steigt auf ca. 190 A an. Infolge werden 2 Fehlerinformationen generiert. Zum einen wird für die zugehörige Domäne durch den dauerhaft gesetzten Fehlercode +1 signalisiert, dass die Abschalt-schwelle überschritten wurde. Da der fließende Strom gleichermaßen durch eine Quelle, in diesem Fall der Batterie, geliefert werden muss, wird des weiteren in der Domäne der Batterie ein Fehler gesetzt. Der Wert von -1 gibt hier an, dass der erlaubte Quellenstrom momentan überschritten wird. Analoges Verhalten ist bei  $t=27\text{ ms}$  für Domäne 2 dargestellt.

Tabelle 4.1 fasst eine Auswahl der möglicher Fehlerfälle im Betrieb zusammen, welche zwischen internen Fehlern, also Fehler innerhalb der PDU, und externen Fehlern, d.h. Fehlern im Bordnetz des Systems unterscheidet. Entsprechend der definierten Fehlerfälle wird eine entsprechende Gegenmaßnahme ergriffen sowie eine Warnung bzw. ein Fehler protokolliert. Diese werden durch die Ablaufsteuerung interpretiert und an die nächst höhere Diagnoseschicht, der Ablaufsteuerung, zur Verfügung gestellt.

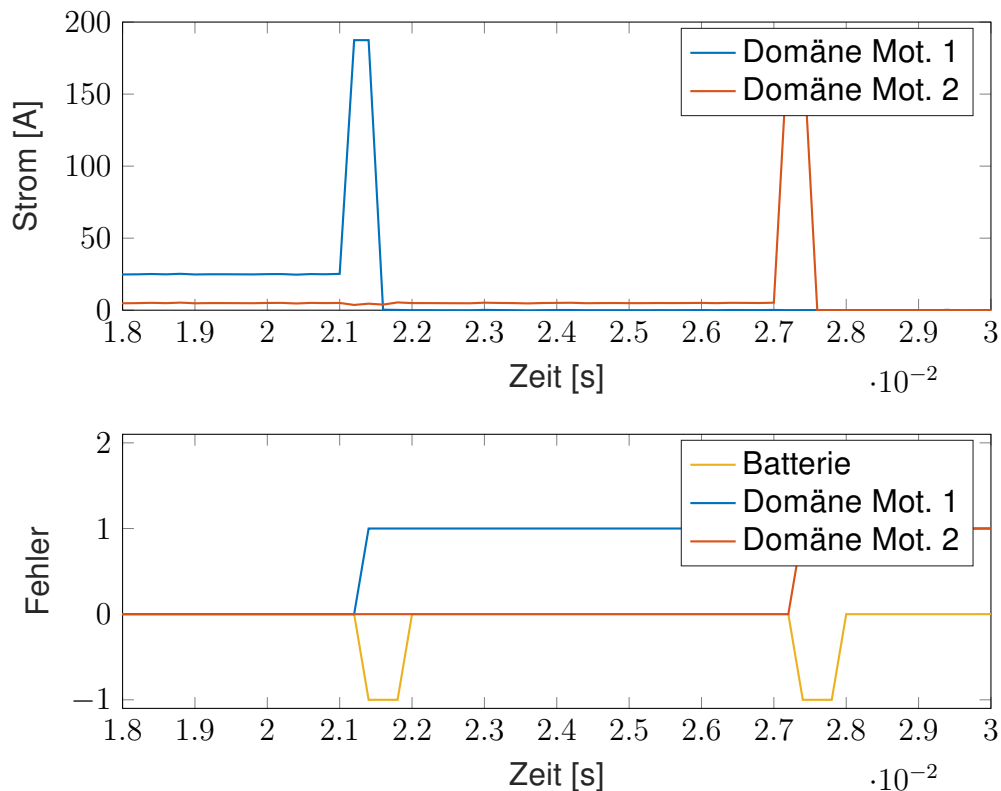


Abbildung 4.8: Fehlererkennung bei simulierten Kurzschlüssen in Domäne 1 und 2

Fehler	Beschreibung	Erkennung	Reaktion
extern	Kurzschluss im Bordnetz (Betrieb)	Überstrommessung	Fehler, Abschaltung der fehlerhaften Domäne
extern	Kurzschluss 12V- zu 48V-Bordnetz	Überstrommessung, Klemmenspannungsüberwachung, Fehlerkorrektur	Fehler, Abschaltung der fehlerhaften Domäne
extern	Kurzschluss im Bordnetz (Aufstarten)	MOSFET-Diagnose	Fehler, PDU Aufstarten wird verhindert
intern	Ausfall eines Strommessensors (Betrieb)	Stromsensorüberwachung, Fehlerkorrektur	Warnung, Messwertkorrektur anhand Knotengleichung
intern	Ausfall eines Strommessensors (Aufstarten)	Offset Kalibrierung	Fehler, PDU Aufstarten wird verhindert
intern	Schaltzelle nicht einschaltbar	MOSFET-Diagnose	Fehler, PDU Aufstarten wird verhindert
intern, latent	Schaltzelle nicht abschaltbar	MOSFET-Diagnose	Warnung
intern	Fehler Klemmenspannung	MOSFET-Diagnose	Warnung
extern	Kommunikationsausfall	Bus-Diagnose	Warnung

Tabelle 4.1: Fehlerreaktion der PDU (Auswahl)

#### **4.5 Ablaufsteuerung**

Das übergeordnete Kontrollelement stellt die Ablaufsteuerung gemäß Abbildung 4.9 dar, welche das Aufstarten, die Kommunikation mit anderen Fahrzeugkomponenten sowie die internen Betriebszustände der PDU verwaltet. Die Basis der Ablaufsteuerung stellen hier die Erkenntnisse von Bilkei-Gorzo dar [BG18], welche weiter verfeinert und auf die konkrete Anwendung angepasst wurden.

Die Ablaufsteuerung vervollständigt in Kombination mit der Fehlererkennung das grundsätzliche Konzept, fehlerhafte Domänen sicher zu erkennen und schnellstmöglich abzuwerfen. Weiterhin wird kommuniziert, dass das Fahrzeug umgehend zum sicheren Stillstand gebracht werden muss. Sollten Fehler bereits während des Einschaltens auftreten, so wird das Aufstarten des Systems verhindert, sodass das Fahrzeug nicht bewegt werden kann. Im Falle latenter Fehler erfolgt eine Warnung durch das System, dass ein auftretender möglicher Fehler in der jeweiligen Domäne nicht abgeschaltet werden kann. Ein sofortiges Anhalten des Fahrzeugs wird demnach durch die PDU angefragt werden, was schlussendlich durch weitere Fahrzeugkomponenten bzw. den Fahrer durchgeführt werden muss. Spätestens beim nächsten Start des Fahrzeugs wird jedoch ein Aufstarten des Systems verhindert.

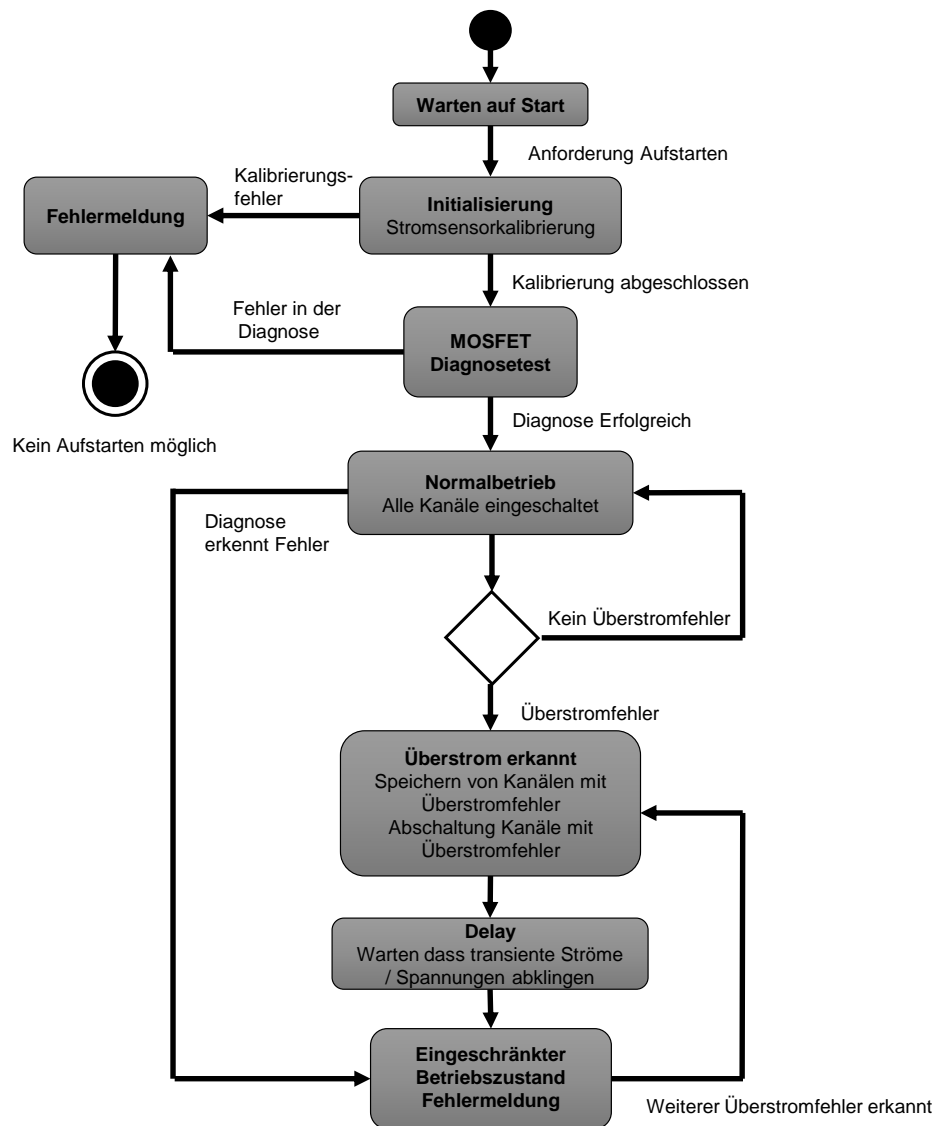


Abbildung 4.9: Flussdiagramm der Ablaufsteuerung

## 5 Auswertung und Validierung

Dieses Kapitel zielt auf die messtechnische Validierung der simulativ ermittelten Schaltungs- und Detektionskonzepte ab. Dazu werden entsprechende Tests unter Laborbedingungen durchgeführt, die die Eignung der entwickelten PDU für die Aufgabe der Fehlererkennung und Fehlerabschaltung nachweisen sollen.

### 5.1 Beschreibung des Testaufbaus

Zur Durchführung der unterschiedlichen Tests wird die PDU in einem definierten Messaufbau betrieben, der in Abbildung 5.1 dargestellt ist. Zur Energieversorgung kommt zum einen ein Batteriepack aus 4 in Reihe geschalteten 12V Bleiakkumulatoren zum Einsatz, welche an dem Batteriekanal der PDU über ein Leitungsstück variabler Länge angeschlossen ist. Diese sind robust und können einfach über Konstantspannung geladen werden, sodass kein Batteriemanagementsystem notwendig ist. Dieses ist jedoch in Lithium-Ionen-Batterien zwingend erforderlich, sodass hier nicht auf eine Batterie mit dieser Technologie zurückgegriffen wird. Ergänzend wird ein Netzgerät mit einer Ausgangsleistung von 200A bei 48V an den Klemmen des DC/DC-Wandlers eingesetzt. An den Klemmen des sicherheitsrelevanten Verbrauchers, dem Device-Under-Test (DUT), wird eine ohmsche bzw. elektronisch geregelte Last angeschlossen, zudem wird die Spannung an diesem Messpunkt mittels Oszilloskops erfasst. Die fehlerbehaftete Domäne wird an den zweiten Kanal für sicherheitsrelevante Verbraucher der PDU angeschlossen. Zur Durchführung der Kurzschlussversuche kommt der in Abbildung 5.2 abgebildete Aufbau zum Einsatz. Direkt an den Klemmen zur PDU ist ein Messsystem angeschlossen, bestehend aus einer Spannungsmessung sowie einer breitbandigen Strommesszange, die ebenfalls dem Oszilloskop zugeführt werden. Damit können sämtliche relevanten Messgrößen zeitlich erfasst werden. Daran schließt sich eine Nachbildung des Bordnetzes bzw. des Kabelstrangs an, bestehend gemäß ISO7637-2 aus Leitungsinduktivität und einer resistiv-kapazitiven Komponente. Eine einstellbare elektronische Last simuliert die angeschlossene Bordnetzkomponente.

Zur Nachbildung des Kurzschlusses kann mittels eines Hochstromrelais ein vollständig entladener, hochstromfähiger Kondensator mit einer Kapazität von 15F aufgeschaltet werden. Die Summe der Widerstände von Relais und Kondensator liegt bei weniger als 10 m $\Omega$ , sodass Ströme von mehr als 1000 A darstellbar sind. Aufgrund des geringen Innenwiderstandes und der großen Kapazität verhält sich das Aufschalten des Kondensators wie ein Kurzschluss. Durch entsprechendes Konditionieren, beispielsweise ein Aufladen auf 12V, können mit diesem Setup auch Kurzschlussstest zu anderen Bordnetzen abgebildet werden.

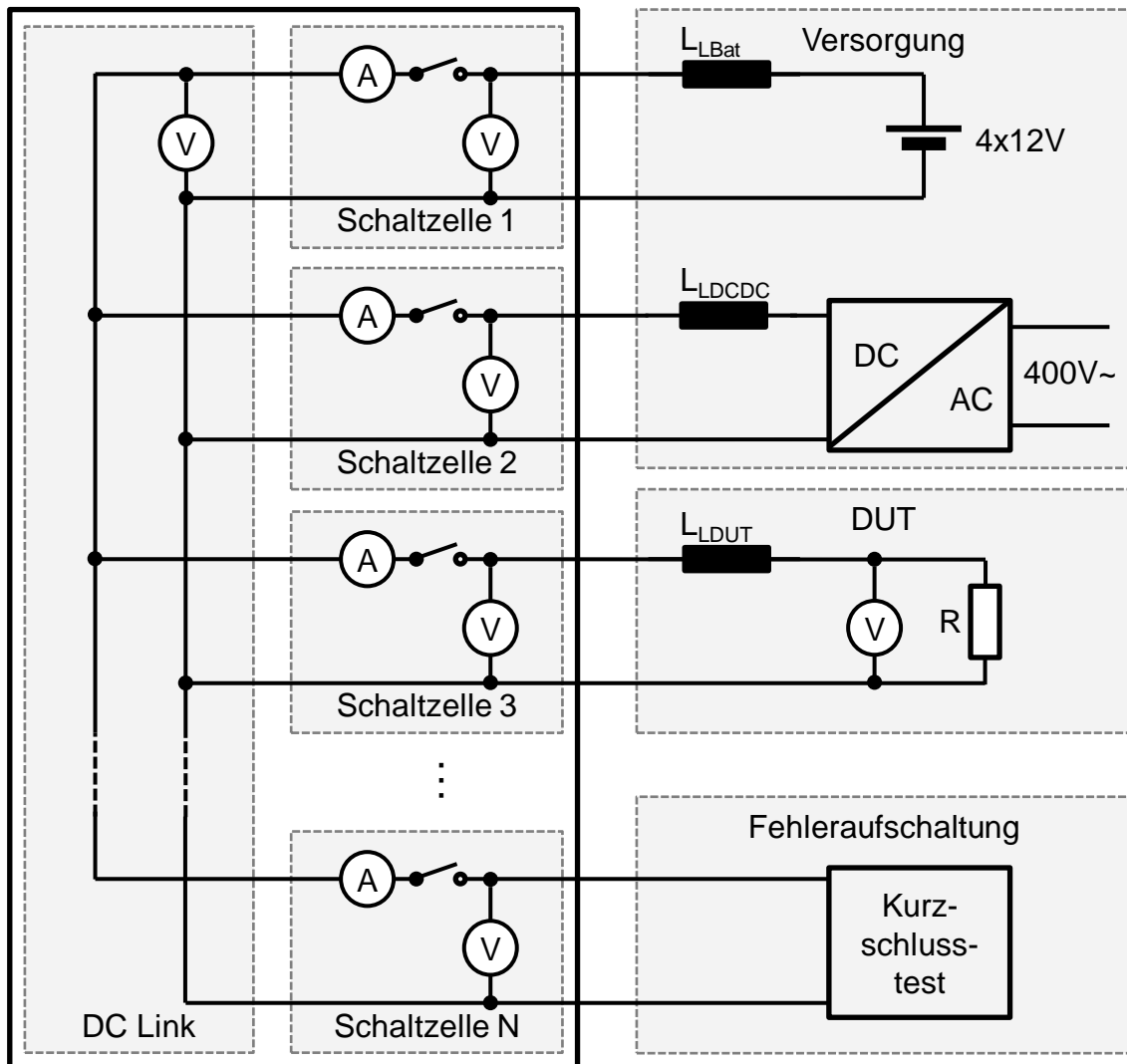


Abbildung 5.1: Ersatzschaltung für Kurzschlussversuch

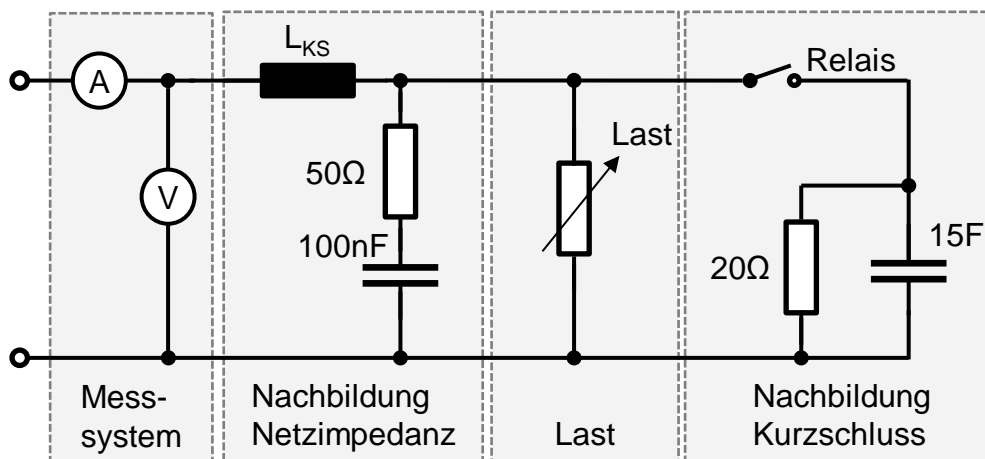


Abbildung 5.2: Ersatzschaltung für Kurzschlussversuch

## 5.2 Überprüfung von Fehlerfällen

Im folgenden werden drei Kategorien von Fehlerfällen untersucht. Dies sind zunächst Kurzschlüsse nach Masse, in deren Folge das Bordnetz übermäßig belastet wird und diese abgeschaltet werden müssen. Weiterhin werden Fehler innerhalb der PDU betrachtet, mit dem Ziel nachzuweisen, dass Messfehler oder fehlerbehaftete Hardware nicht unmittelbar die gesetzten Sicherheitsziele verletzen. Als letzte Kategorie werden Fehler zu anderen Bordnetzen, insbesondere zum 12V-Bordnetzes, überprüft.

### 5.2.1 Kurzschluss tests mit PDU

Die Kurzschluss tests werden mit dem in Abbildung 5.1 dargestellten Aufbau durchgeführt. Dabei kommen zwei unterschiedliche Kombinationen zur Versorgung zum Einsatz. Zunächst wird ein Setup mit 2 Energiequellen, d.h. Batterie und DC/DC-Wandler, gewählt. Dieses entspricht dem bereits in Kapitel 3.2 diskutierten Konzept. Weiterhin wird das Systemverhalten untersucht, wenn lediglich eine Energiequelle, d.h. Batterie oder DC/DC-Wandler zur Verfügung steht. Durch diesen Test soll das Potential abgeschätzt werden, inwieweit das System auch bei mehrfachen Fehlern in der Lage ist, sicherheitsrelevante Verbraucher mit der benötigten Energie zu versorgen. Zudem kann so gezeigt werden, dass die PDU als Ersatz für herkömmliche Sicherungsboxen ohne sicherheitsrelevante Verbraucher im 48V-Bordnetz geeignet ist. Die technischen Parameter für das Testmuster der PDU sind in Tabelle 5.1 aufgelistet.

	<b>Bat.</b>	<b>DC/DC</b>	<b>Mot. 1</b>	<b>Mot. 2</b>	<b>Aux</b>
<b>Messbereich</b>	$\pm 250A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$	$\pm 100A$
<b>Bidirektionale Abschaltung</b>	✓	✓	✓	✓	✓
<b>MOSFETs je Kanal</b>	2 Stück				
<b>Max. Abschaltstrom</b>	ca. 950 A				
<b>Bandbreite Strommessung</b>	ca. 100 kHz				
<b>Spannungsfestigkeit</b>	mind. 70 V, limitiert durch Clamping-Diode				
<b>Abschaltzeit PDU</b>	ca. 40 $\mu$ s				

Tabelle 5.1: Zusammenstellung der Technischen Daten der PDU, A0-Muster

Die nachfolgende Tabelle 5.2 fasst die relevanten Parameter des jeweiligen Aufbaus zusammen. Dabei kommen 4 Bleibatterien vom Typ Varta mit 60 Ah und einer Stromtragfähigkeit von 540 A (Kaltstartstrom) zum Einsatz. Diese sind zu Testbeginn auf etwa 80% geladen, sodass sie sowohl hohe Ströme liefern als auch Energie aufnehmen können. Zur Nachbildung des DC/DC-Wandlers wird ein Hochleistungsnetzgerät mit 10 kW Ausgangsleistung verwendet, welches im 1-Quadrantenbetrieb arbeitet, also keine Energie aufnehmen und ins Netz zurückspeisen kann. Das Netzgerät verfügt über eine Ausgangskapazität von ca. 1000  $\mu$ F, eine gängige Größenordnung wie sie

Quellen	Spannung	$L_{\text{LBat}}$	$L_{\text{limDCDC}}$	$I_{\text{DUT}}$	$L_{\text{LDUT}}$	$I_{\text{Last}}$	$L_{\text{KS}}$	$I_{\text{Trip}}$	$t_{\text{trip}}$	Parameter
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	50 A	40 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>16</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	50 A	65 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>17</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	50 A	125 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>18</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	50 A	250 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>19</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	75 A	40 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>20</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	75 A	65 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>21</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	75 A	125 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>22</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	75 A	250 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>23</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	100 A	40 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>24</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	100 A	65 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>26</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	100 A	125 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>28</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu\text{H}$	60 A	20 A	0.5 $\mu\text{H}$	20 A	5.0 $\mu\text{H}$	100 A	250 $\mu\text{s}$	DS2 <sub>30</sub>

Tabelle 5.2: Auswahl Parametersatz für PDU Kurzschluss tests, siehe auch A.1

auch bei einem entsprechenden Wandler im Fahrzeug verwendet wird. Die Größe dieser Kondensatoren bestimmt maßgeblich den Spitzenstrom, welchen das Netzteil im Kurzschlussfall liefern kann. Die Zuleitung vom Netzgerät zur PDU ist mit einer Induktivität  $L_{\text{LDCCDC}}$  mit 500 nH nachgebildet, die Werte der Zuleitungsinduktivität der Batterie  $L_{\text{LBat}}$  sowie des DUT sind der Tabelle zu entnehmen. Für sämtliche Messungen gilt eine Raumtemperatur von ca. 23 °C bis 25 °C. Abbildung 5.3 zeigt den Prototypen für 5 Domänen mit MOSFETs und Strommessung sowie dem Controllerboard.

Wichtiger Parameter zur Abschaltung ist die Abschaltchwelle  $I_{\text{Trip}}$  der jeweiligen Domäne sowie die Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$  der PDU. Dieser ist definiert als Zeit zwischen Überschreiten der Abschaltchwelle  $I_{\text{Trip}}$  und der Abschaltanforderung der PDU an die Schaltzelle. Die untere Schranke ergibt sich aus der Abtastrate des verwendeten Analog-Digital-Wandler (ADC), welcher rund 1  $\text{MS}^{-1}$  erreicht, was 1  $\mu\text{s}$  entspricht. Hinzu kommt die notwendige Zeit zur Berechnung des Validierungsmodells, welche auf der eingesetzten Plattform bei rund 20  $\mu\text{s}$  liegt. Die Reaktionszeit lässt sich für Testzwecke per Software einstellen, um so die unterschiedliche Auswirkung auf das Bordnetz darstellen zu können.

Abbildung 5.4 zeigt den Abschaltvorgang im Kurzschlussfall. Gemäß des Ladezustands der Batterien ist die Systemspannung mit 50,7 V eingestellt, die PDU wird auf schnellste Reaktionszeit von 40  $\mu\text{s}$  und einem Abschaltstrom von 50 A, 75 A sowie 100 A konfiguriert. Weitere Systemparameter sind entsprechend in Tabelle 5.2 angegeben.

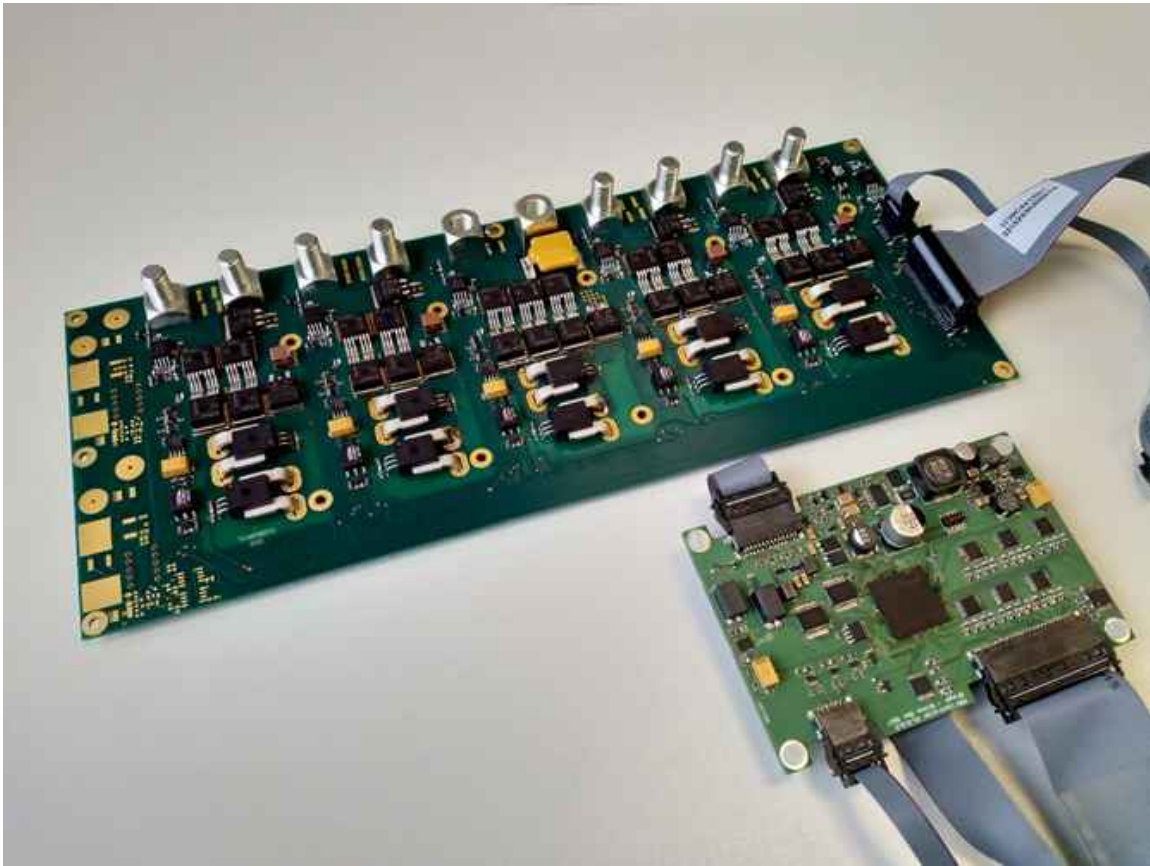


Abbildung 5.3: Realaufbau der PDU für Kurzschlussversuche

Mit dem Auftreten des Kurzschlusses steigt der Strom nahezu linear mit ca.  $4,3 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$  an. Die äquivalente Induktivität von den beiden Energiequellen zum Ort des Kurzschluss begrenzt hierbei den Anstieg, welche sich aus den gemessenen Größen zu ungefähr  $12 \text{ } \mu\text{H}$  ergibt, deutlich mehr als die Induktivitäten im System erwarten lassen. Infolge des endlichen Widerstands von Kurzschluss, Kabeln und PDU ergibt sich ein Spannungsabfall an den Klemmen des PDU bzw. des sicherheitskritischen Verbrauchers, die schlussendlich denjenigen Spannungswert definieren, auf den die Klemmenspannung zusammenbricht. Hinzu kommt eine erhebliche ohmsche Komponente bedingt durch die Serienschaltung der Batterien.

Rund  $40 \text{ } \mu\text{s}$  nachdem die Auslöseschwelle  $I_{\text{Trip}}$  überschritten wurde, wird die fehlerhafte Domäne abschaltet. Der Strom erreicht im Abschaltmoment in Abhängigkeit der gewählten Abschaltschwelle einen Wert von  $228 \text{ A}$  bis  $250 \text{ A}$ , ein relativ geringer Wert, der problemlos durch die PDU abgeschaltet werden kann. In der fehlerhaften Domäne fließt ein Freilaufstrom, der durch die Zuleitungsinduktivität aufrecht erhalten wird (vgl. Abbildung 3.22). Der Freilaufpfad wird durch eine entsprechende Diode gewährleistet, entsprechend sinkt die Klemmspannung auf die negative Vorwärtsspannung der Diode ab.

Infolge des Abschaltvorgangs steigt die Spannung an der PDU. Dieser Spannungsanstieg wird durch eine entsprechende TVS-Diode auf knapp  $70 \text{ V}$  begrenzt. Die nachfol-

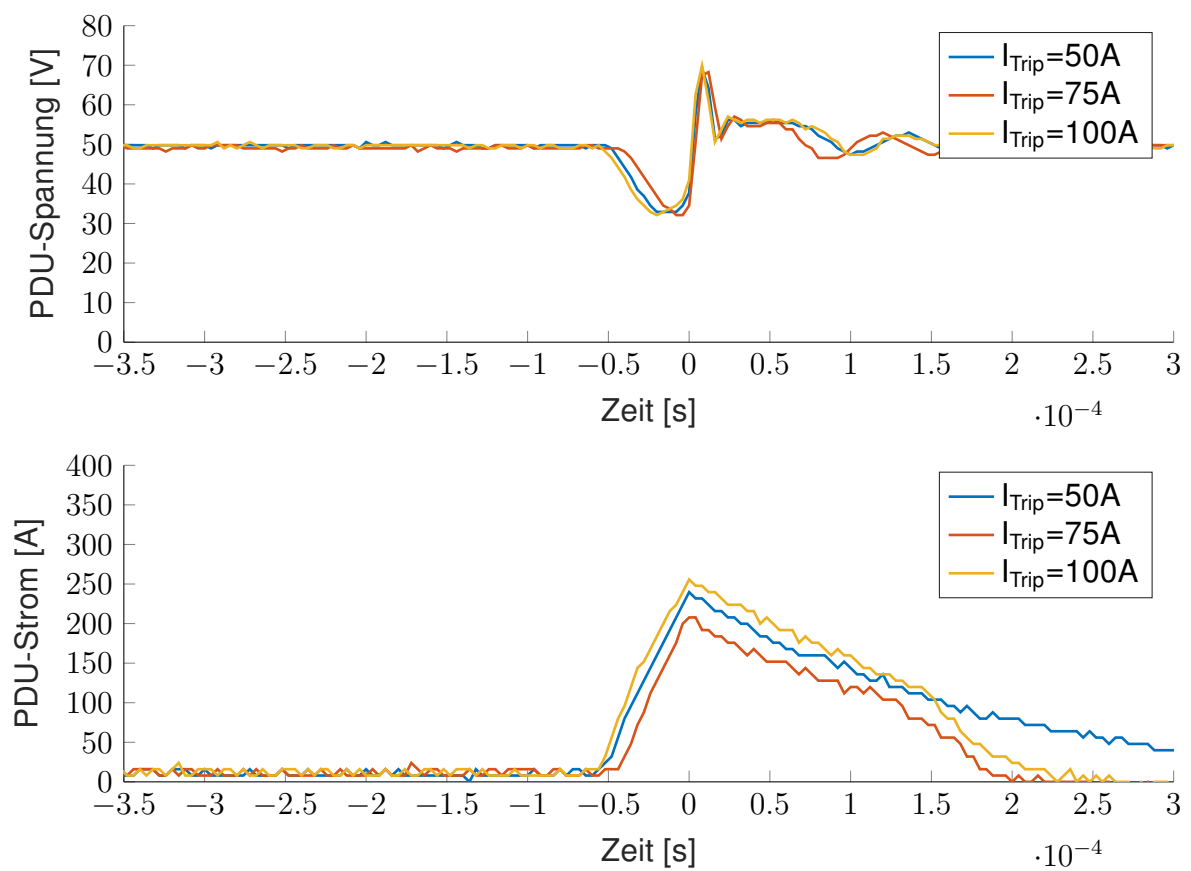


Abbildung 5.4: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall,  $t_{\text{Trip}} = 40 \mu\text{s}$ , Variation der Abschalt-schwelle  $I_{\text{trip}}$ ,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$

gende Transiente ergibt sich als abklingende Resonanz der Leitungsinduktivitäten mit der Ausgangskapazität von Netzteil sowie den Kondensatoren im DC-Link der PDU. Die Klemmspannung erreicht kurz zuvor mit ca. 36 V ihr Minimum, noch innerhalb des Bereichs, in dem die sicherheitsrelevante Komponente eine vollständige Funktion garantiert. Die Variation der Last von 5 A auf 40 A ändert das Verhalten nicht maßgeblich, die sicherheitsrelevante Komponente kann im getesteten Szenario sicher versorgt werden.

Abbildung 5.5 zeigt die Abhängigkeit des Fehlerstroms vom Lastniveau im Bordnetz. Dazu wird die Last  $I_{\text{Last}}$  in der Domäne zur Fehleraufschaltung konstant gehalten, während der Strom des DUT  $I_{\text{DUT}}$  variiert wird. Hierbei ergibt sich ein leichter Anstieg der Abschaltstromspitze mit steigender Grundlast im Bordnetz. In diesem Fall kommutiert der Laststrom in den Kurzschlusspfad, was den erhöhten Abschaltstrom erklärt. Auch in diesem Fall bleibt aufgrund der schnellen Abschaltzeit die Versorgungsspannung in sicherheitskritischen Pfad innerhalb der Grenzen, die eine uneingeschränkte Funktion erlauben.

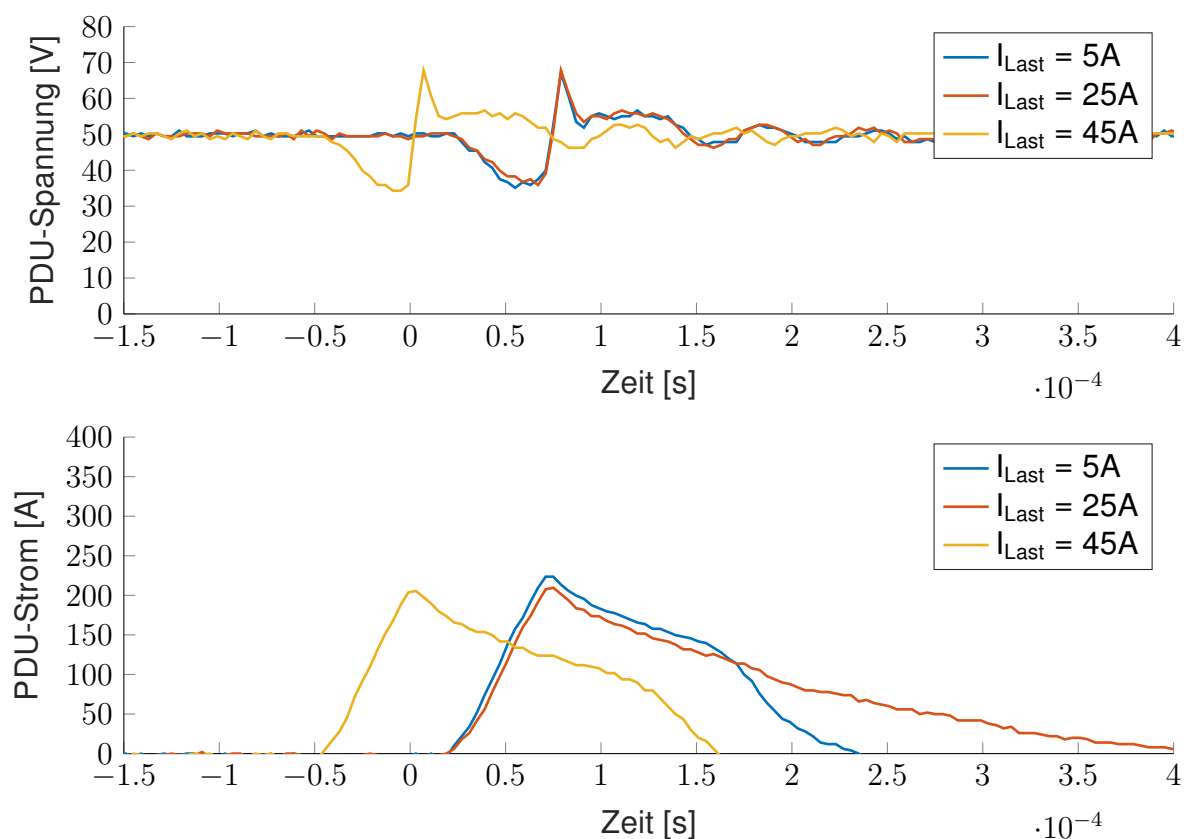


Abbildung 5.5: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall,  $t_{\text{Trip}} = 40 \mu\text{s}$ , Variation des Laststroms  $I_{\text{Last}}$  im Kurzschlusspfad,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$

Bereits innerhalb der simulativen Betrachtung wurde festgestellt, dass die Reaktionszeit der PDU einen entscheidenden Einflussfaktor für die Stabilität und Zuverlässigkeit

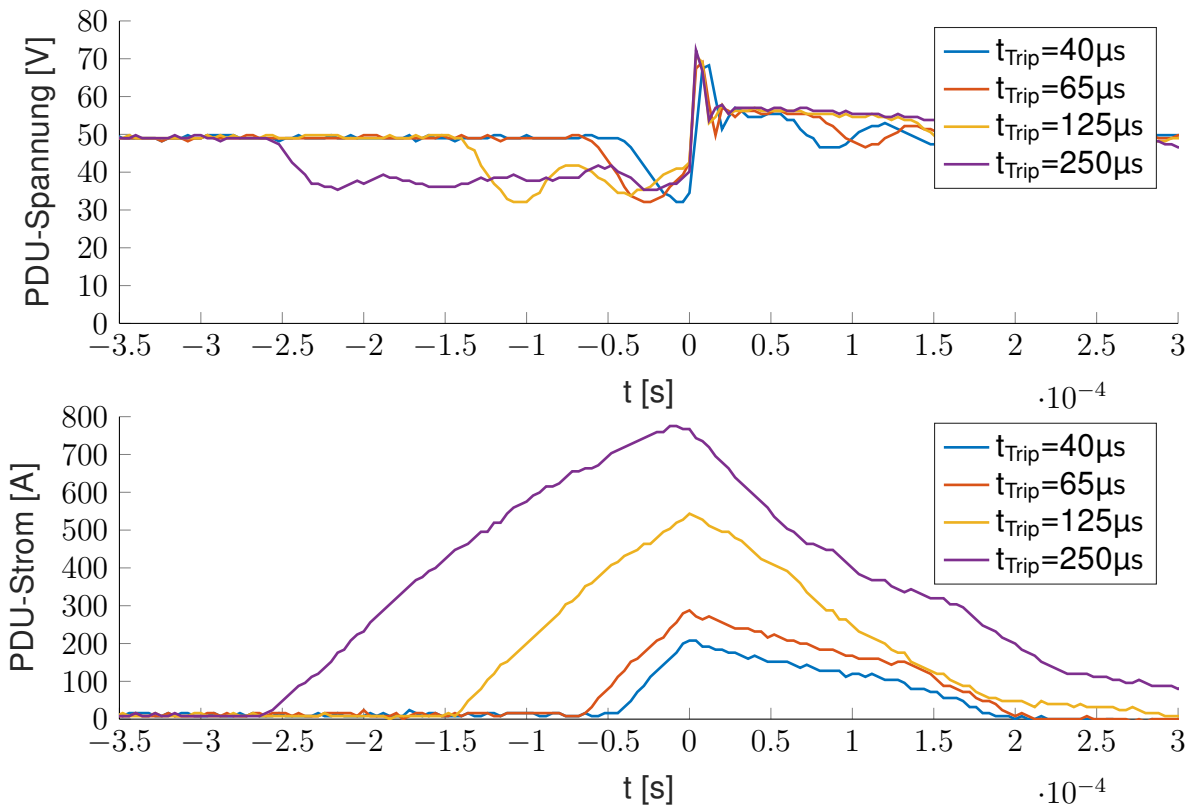


Abbildung 5.6: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall, Variation der Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$  bei  $I_{\text{Trip}} = 75 \text{ A}$ ,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ , siehe auch A.1

des Bordnetzes darstellt. Folglich wird die Auslösezeit auf Vielfache der minimalen Abschaltzeit  $t_{\text{Trip}}$  erhöht, um so systematisch den Einfluss der Reaktionszeit zu untersuchen. Entsprechende Parametersätze sind ebenfalls in Tabelle 5.2 zusammengefasst, Abbildungen 5.6 sowie 5.7 zeigen die Variation von  $t_{\text{Trip}}$  im Bereich von  $40 \mu\text{s}$  bis  $250 \mu\text{s}$  bei fester Abschaltschwelle  $I_{\text{Trip}}$  von  $75 \text{ A}$ .

Aus Abbildung 5.6 wird ersichtlich, dass die Klemmenspannung erwartungsgemäß einbricht. Das Minimum zeigt dabei nahezu keine Abhängigkeit zur Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$ , allerdings ist eine gedämpfte, sinusförmige Schwingung entsprechend der Resonanzfrequenz aus Zuleitungsinduktivität und der Kapazität des Systems bestehend aus Zwischenkreises der PDU und der Ausgangskapazität des DC/DC-Konverters zu verzeichnen. Die nähert sich asymptotisch einem Wert von  $36 \text{ V}$  an, was ungefähr der Batterienennspannung bei Kaltstartstrom entspricht. Der Strom steigt entsprechend der Leitungsinduktivität, hier ca.  $5 \mu\text{H}$ , nahezu linear an. Im Abschaltmoment liegen bei entsprechend langer Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$  rund  $800 \text{ A}$  an. Es ist zu erwarten, dass erst bei deutlich längeren Abschaltzeiten bzw. höheren Spitzenströmen die Bordnetzspannung weiter einbricht.

Die transiente Überspannung wird durch die verbaute TVS-Diode im Abschaltmoment auf rund  $70 \text{ V}$  begrenzt, danach auf die Nennklemmspannung von  $58 \text{ V}$ . Die Spannungsspitzen entsprechen den Vorgaben aus der LV148, eine unzulässige Überspan-

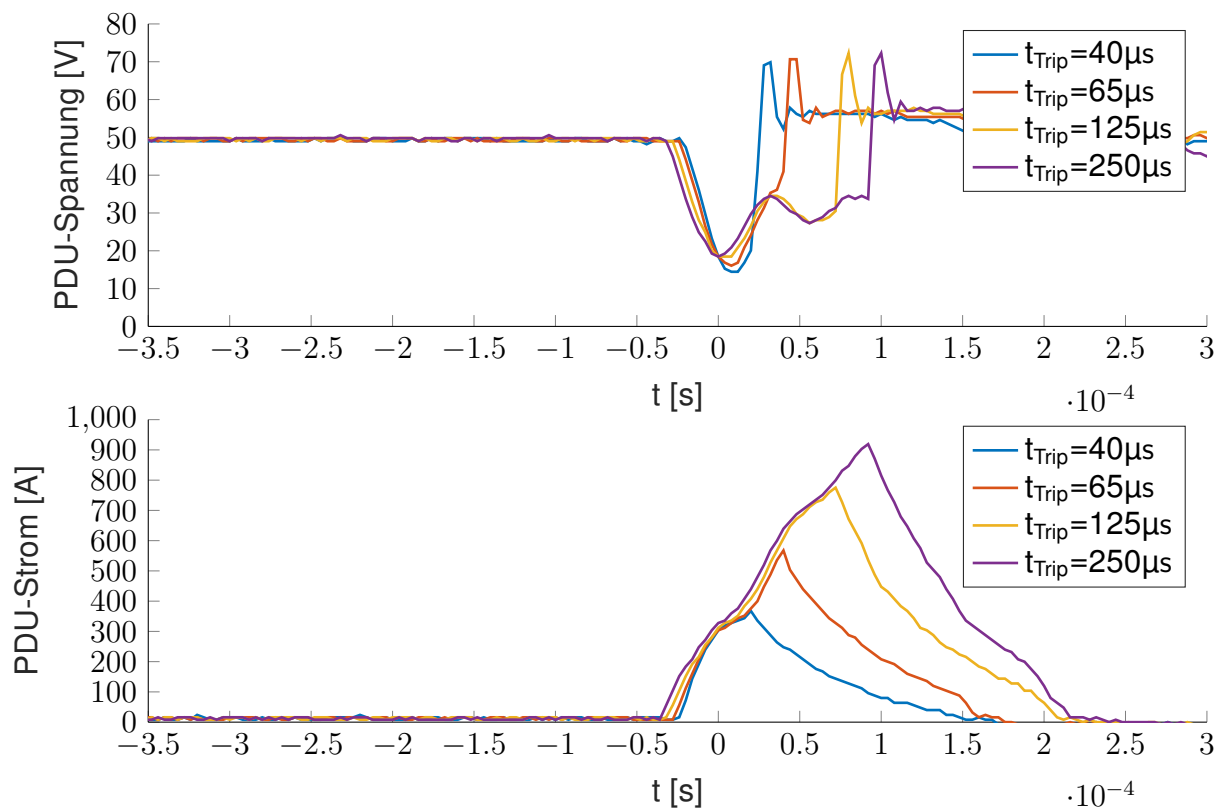


Abbildung 5.7: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall, Variation der Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$  bei  $I_{\text{Trip}} = 75 \text{ A}$ ,  $L_{\text{KS}} = 0.5 \mu\text{H}$ , siehe auch A.2

nung im Bordnetz wird demnach verhindert. Die Energie, welche dabei umgesetzt werden muss, steigt mit der Reaktionszeit  $t_{\text{Trip}}$  kontinuierlich an, sowie die in den Halbleitern anfallenden Verluste im Abschaltvorgang selbst. Somit kann gemäß der simulativen Betrachtungen der Beweis erbracht werden, dass eine entsprechend kurze Reaktionszeit die Verluste in den hoch belasteten Halbleiterbauelementen minimiert. Weiterhin kann bestätigt werden, dass Reaktionszeiten der PDU von weniger als  $250 \mu\text{s}$  ausreichend sind, ein Einbrechen der Versorgungsspannung unter  $24 \text{ V}$  zu verhindern. Bei entsprechender Distanz von PDU zur Kurzschlussstelle, hier abgebildet durch die Leitungsinduktivität von  $5 \mu\text{H}$ , kann die Spannung auf deutlich oberhalb von  $30 \text{ V}$  gehalten werden. Es ist zu beachten, dass ab ca.  $125 \mu\text{s}$  Reaktionszeit der Strom im Abschaltmoment soweit ansteigt, dass nahezu die maximale Stromtragfähigkeit eines MOSFETs erreicht wird. Es ist daher zielführend, den Kurzschlussstrom so früh wie möglich abzuschalten, um so einerseits die Anzahl benötigter MOSFETs als auch die Belastung der Bauteile zu minimieren.

Vergleichend zu der vorangegangenen Messung, bei der ein Kurzschluss an einem beliebigen Punkt im Bordnetz nachgestellt wurde, wird nun ein Kurzschluss nahe der PDU, d.h. in nur rund  $30 \text{ cm}$  Kabeldistanz (Induktivität ca.  $0.5 \mu\text{H}$ ) vermessen, wobei die Ergebnisse in Abbildung 5.7 dargestellt sind.

Aufgrund des deutlich erhöhten Stromanstiegs von rund  $7 \text{ A } \mu\text{s}^{-1}$  stellt sich bereits nach rund  $125 \mu\text{s}$  ein Spitzenstrom von rund  $900 \text{ A}$  ein, sodass auf eine Messung mit  $250 \mu\text{s}$  zum Schutz der Bauteile verzichtet wurde. Bei den Messungen bricht die Bordnetzspannung kurzzeitig auf Werte von unter  $20 \text{ V}$  ein, entsprechend der schnellen Reaktionszeit der PDU kann auch hier ein unzulässiges Einbrechen der Bordnetzspannung zuverlässig verhindert werden.

Zusammenfassend kann somit festgehalten werden, dass die PDU in der Lage ist, selbst hohe Fehlerströme im Bordnetz schnell zu erkennen und sicher zu trennen. In der gewählten Auslegung reichen lediglich zwei parallele Pfade innerhalb einer Schaltzelle aus, um die anfallenden Verluste bewältigen zu können. Dies erlaubt im Stand eines A0-Musters eine kompakte Bauweise der Komponente. Im Zuge des Komponententests wurde die Abschaltversuche bis zu 25 Mal durchgeführt, wodurch eine reproduzierbare und zuverlässige Funktion der PDU bestätigt werden konnte. Die nach der LV148 geforderten Anforderungen (insbesondere E48-02, E48-03 und E48-09) bezüglich transientem Verhalten und Begrenzung dieser Überspannungen auf  $70 \text{ V}$  können in der dargestellten Auslegung erfüllt werden. Bedingt durch die schnelle Detektionszeit der PDU ist es zudem möglich, Spannungsunterbrechungen als Resultat von Fehlern im Bordnetz auf Werte kleiner  $100 \mu\text{s}$  zu beschränken. Somit kann mit der PDU ein wesentlicher Schritt zu einer uneingeschränkt verfügbaren Spannungsversorgung von sicherheitskritischen Verbrauchern gemacht werden.

### 5.2.2 Tests von internen und latenten Fehlern der PDU

Der simulativ entworfene Ansatz zu Detektion von Fehlern bzw. defekten MOSFETs in der Schaltzelle wurde in Kapitel 3.2.3.2 beschrieben und hergeleitet. Dabei wurde festgestellt, dass das Ausbleiben des Abschaltens kritisch für die Stabilität des Bordnetzes im Fehlerfall ist. Abbildung 5.8 zeigt exemplarisch die korrekte Arbeitsweise einer Schaltzelle gemäß dem Schaltplan aus Abbildung 3.30, wie sie im A0-Muster der PDU eingesetzt ist. Dabei werden in einem Zweig der Zelle erst M1, dann M2 und schließlich beide MOSFETs M1 und M2 abgeschaltet. Arbeiten beide MOSFETs korrekt, so bricht die Messspannung  $U_{12}$  nur in den Momenten ein, wenn beide Halbleiter abgeschaltet werden. Mit der umgesetzten Diagnose, die sämtliche erlaubte Schaltkombinationen durchtestet, lassen sich gemäß Tabelle 5.3 80% der Fehlerfälle erfassen. Die beiden häufigsten Fehlerfälle sowie der Fehlerfall des Floating Gates können somit durch eine direkte Messung und zur Systemlaufzeit detektiert werden. Eine veränderte Leitfähigkeit des Drain-Source-Kanals hingegen kann nur indirekt, d.h. über eine differentielle Spannungsmessung über der Schaltzelle, identifiziert werden. Voraussetzung hierfür ist ein entsprechender Stromfluss durch die Zelle, da sonst bei dem typischen Kanalwiderstand im Milliohm-Bereich keine zuverlässige Spannungsmessung darstellbar ist. Ein Anstieg des Leckstroms durch das Gate wird im Allgemeinen als unkritischer

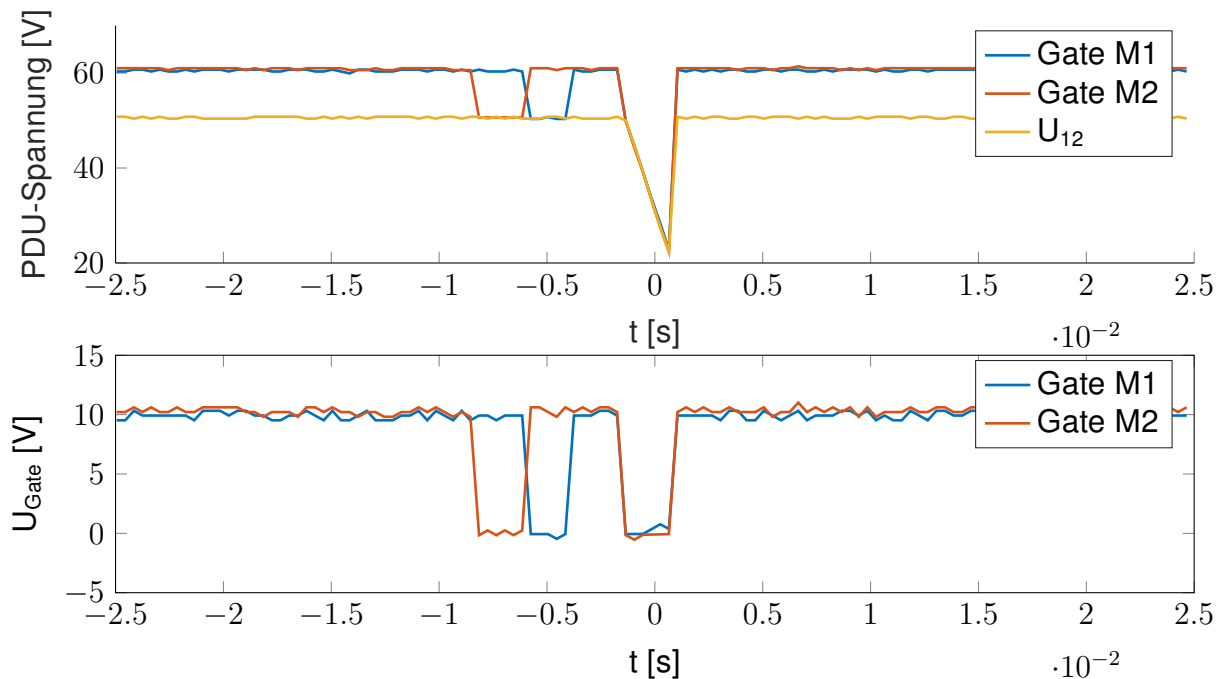


Abbildung 5.8: Signalverlauf Eigendiagnose Schaltzelle

Fehler betrachtet. Üblicherweise liegt der Leckstrom im Bereich einiger Microampere, konkret bei den verwendeten Transistoren bei  $100 \mu\text{A}$ . Steigt dieser so weit an, dass er den MOSFET nicht mehr zuverlässig ein- oder ausschalten kann, so kann dies durch die oben gezeigte Diagnose aufgedeckt werden. Bei einem geringeren Anstieg des Leckstromes kann der Strombedarf durch den Gatetreiber ausgeglichen werden. Der Abfall des Verstärkungsfaktors  $gm$  (Transconductance) ist ein Parameter, der maßgeblich im Zusammenspiel mit dem Gatetreiber die Schaltgeschwindigkeit des Halbleiter und schlussendlich die Verlustleistung bestimmt. Im fehlerfreien Betrieb (kein Abwurf einer Domäne angefordert) ist ein Abfall der Verstärkung unkritisch, da der MOSFET lediglich mit einem Teil des Laststromes geschaltet wird. Wird jedoch der Abwurf einer Domäne angefordert, so trägt derjenige MOSFET, welcher am langsamsten schaltet bzw. den geringsten Verstärkungsfaktor aufweist, den vollen Fehlerstrom. Dies ist, wie in Kapitel 3.2.3.1 gezeigt, unkritisch, solange der maximal erlaubte Spitzenstrom des MOSFETs nicht überschritten wird. Da die PDU die Abschaltvorgänge schneller als  $100 \mu\text{s}$  durchführt, konnten in diesem Zeitraum keine Ströme entstehen, die die erlaubten Maximalwerte der Halbleiter überschreiten (siehe 3.4).

Die beschriebenen Funktionen stellen einen Ausschnitt der Gesamtfunktionalität zur Diagnose der Schaltzellen dar. Weitere Messergebnisse sind im Appendix angehängt.

### 5.2.3 Potential bei Verwendung einer Energiequelle

In den vorangegangenen Kapiteln wurde das Systemverhalten bei Verwendung zweier Energiequellen analysiert. Im Zuge der Sicherheitsbetrachtungen soll daher weiterge-

Versagensmechanismus	Wahrscheinlichkeit	Detektierbar
Kurzschluss Drain-Source	40%	Ja
Verbindung Drain-Source offen	20%	Ja
Gate floating	10%	Ja
Leckstrom Gate	10%	Nein
Abfall Verstärkung	10%	Nein
Anstieg Leitfähigkeit Drain-Source	10%	Ja, indirekt

Tabelle 5.3: Versagensmechanismen von Leistungs-MOSFET [Ele08]

hend untersucht werden, ob das System nach dem Auftreten eines Fehlers innerhalb einer Domäne zur Energieversorgung noch in der Lage ist, weitere Fehler zu tolerieren. Dazu wird das aus Abbildung 5.1 bekannte Setup mit lediglich einer Quelle, einmal mit dem DC/DC-Wandler und einmal mit der Batterie betrieben. Tabelle 5.2 gibt wiederum Aufschluss über den verwendeten Parametersatz. Abbildung 5.9 zeigt die Variation der Auslösezeit bei der Verwendung nur einer Batterie als Quelle. Vergleichend mit dem voll funktionsfähigen Aufbau mit zwei Quellen wird deutlich, dass die Spannung auf weniger als 20 V einbricht, sich aber entsprechend der Reaktionszeit der PDU wieder auf die Ausgangsspannung erholt. Aufgrund der Tatsache, dass die Batterie auch Strom aufnehmen kann und dass die Transienten auf 70 V begrenzt werden, klingen diese in weniger als einer Millisekunde wieder ab. Da die ausreichend geladenen Batterien in der Lage sind, das Bordnetz mit der notwendigen Energie zu versorgen und die Spannungsunterbrechung bei entsprechend schneller Reaktionszeit der PDU weniger als 100  $\mu$ s dauern, sind funktional keine Einschränkungen zu erwarten. Es muss jedoch beachtet werden, dass die Stromtragfähigkeit der Batterien vom Ladezustand sowie in weit stärkerem Umfang von der Temperatur abhängig ist. Somit kann es bei niedrigen Außentemperaturen und geringem Ladezustand der Batterien notwendig sein, nicht erforderliche Verbraucher abzuwerfen (engl. load shedding), um die Funktion des Bordnetzes aufrechtzuerhalten.

Ist anstatt der Batterie nur noch der DC/DC-Wandler als alleinige Energiequelle verfügbar, ergeben sich im identischen Kurzschlussversuch die in Abbildung 5.10 dargestellten Kurvenverläufe. Aufgrund der niedrigeren Stromtragfähigkeit im Vergleich zu Batterien bricht hierbei die Spannung auf bis zu 5 V ein, der Spitzenstrom wird durch die Ausgangskondensatoren geliefert und beträgt auch hier mehr als 700 A. Der Abschaltvorgang bewirkt ausgeprägte Transienten im System, die durch den Wandler nur unzureichend bedämpft werden können. Weiterhin limitiert die PDU die Spannungsspitzen auf Werte von kleiner 70 V, wie sie von der LV148 gefordert werden. Nach der jeweiligen Abschaltzeit erholt sich auch hier die Bordnetzspannung wieder auf den ursprünglichen Wert. Übliche Auslegungen im Fahrzeug für den DC/DC-Wandler zielen darauf ab, den mittleren Leistungsbedarf decken zu können, Spitzenleistungen werden durch die Batterie oder Superkondensatoren abgefangen. Im Kontext der By-

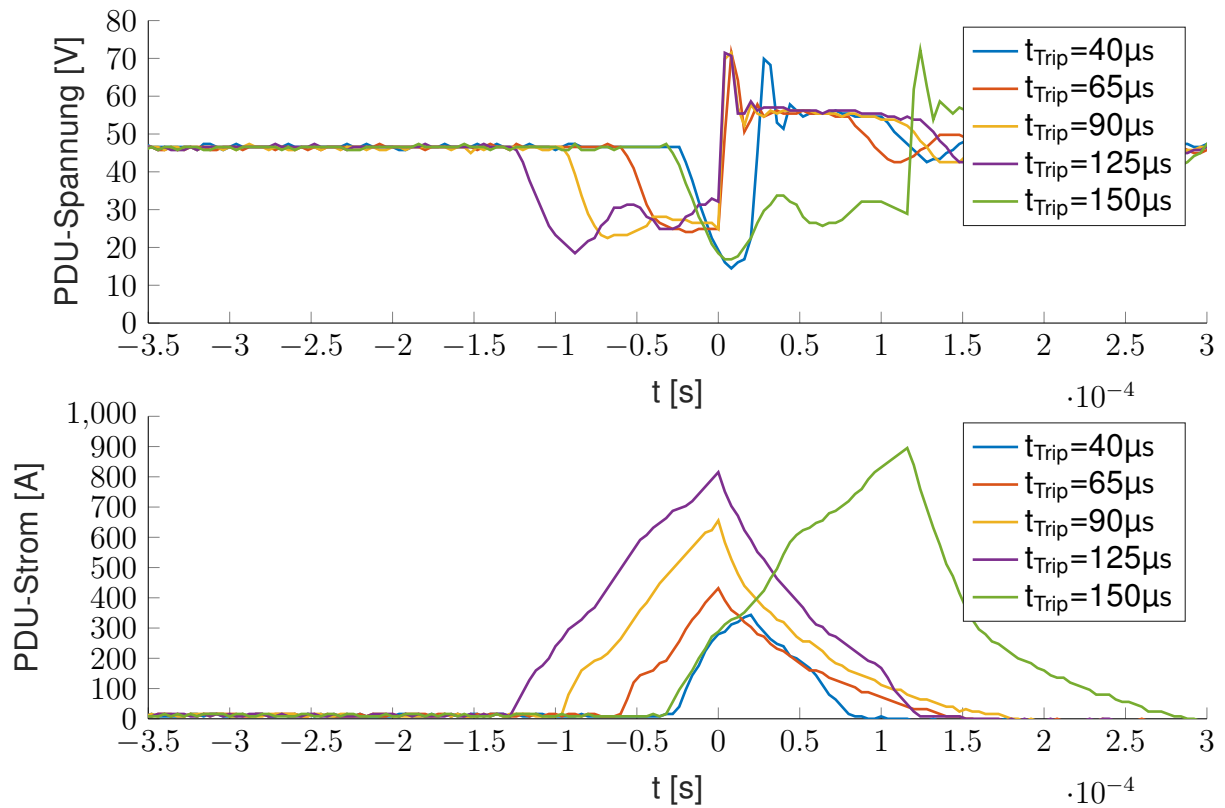


Abbildung 5.9: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 0.5 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$ , siehe auch A.2

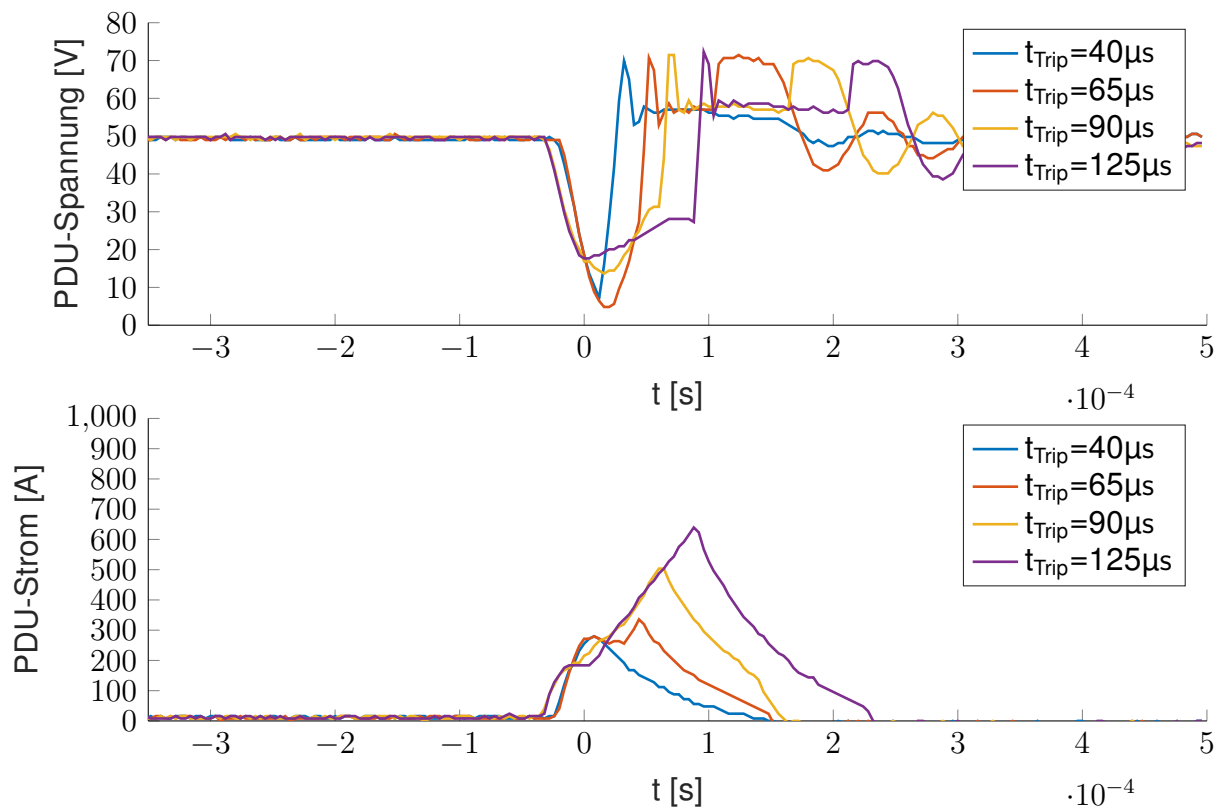


Abbildung 5.10: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC-Konverter),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 0.5 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$ , siehe auch A.2

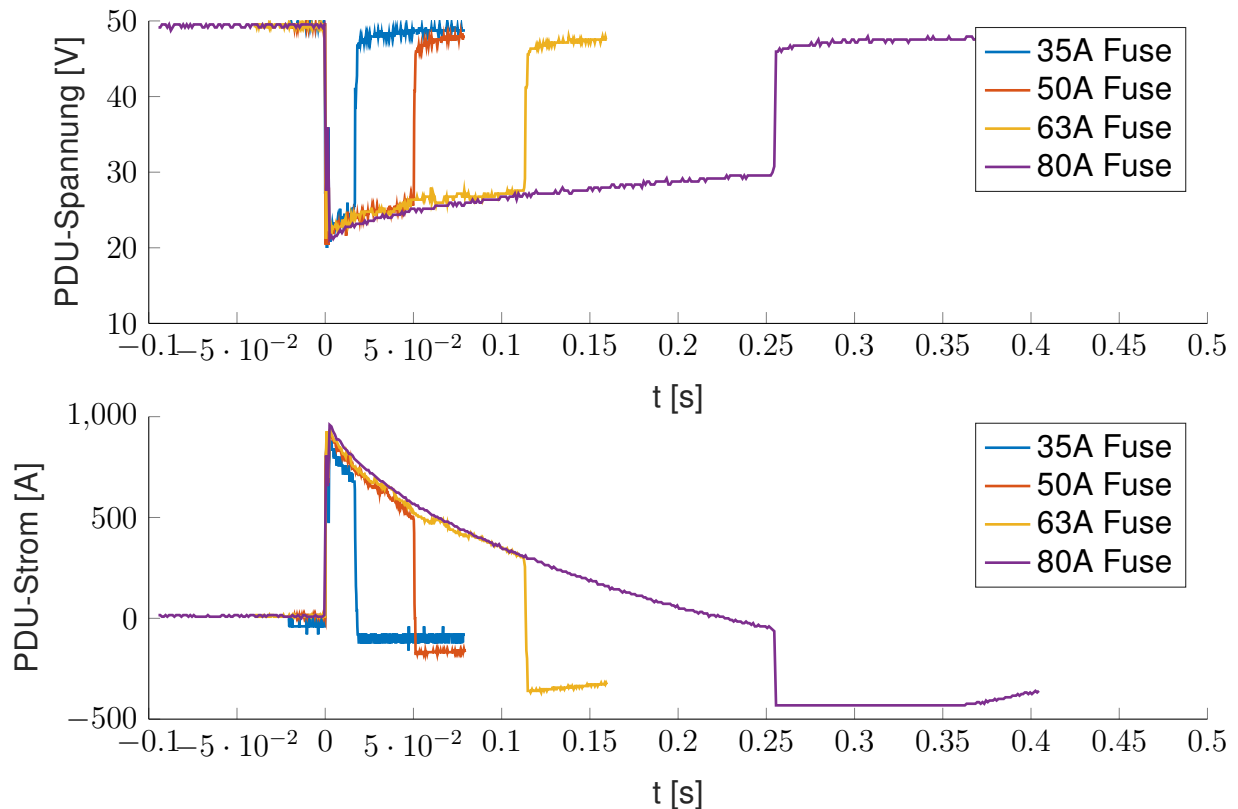


Abbildung 5.11: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC-Konverter),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 0.5 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$

Wire-Lenkssysteme ist es daher zwingend erforderlich, dass die Leistungsfähigkeit des Wandlers mindestens die Spitzenbedarf der Lenksteller abdecken kann, um potentielle Fehler in der Domäne der Batterie abzufangen. Diese Leistung liegt, je nach Fahrzeugkonzept, bei ca. 1500 W [SE16] oder darüber hinaus. Das Abwerfen nicht sicherheitsrelevanter Verbraucher ist folglich nach Ausfall der Batterie im System unumgänglich.

#### 5.2.4 Vergleich PDU mit Schmelzsicherung

Bereits in Kapitel 1.4.6 zum Thema Absicherung wurden die Nachteile von Schmelzsicherungen aufgezeigt. Dabei ist insbesondere die stark temperaturabhängige und wenig deterministische Auslösecharakteristik zu nennen, die eine Anwendung für sicherheitskritische Verbraucher unmöglich machen. In diesem Zuge soll exemplarisch die Abschaltcharakteristik der PDU mit derjenigen einer Schmelzsicherung bei Laborbedingungen verglichen werden.

Dazu sind exemplarisch 4 typische Sicherungen von Littelfuse (Typ 157.5701) mit 80 V Spannungsfestigkeit getestet und vermessen worden. Hierzu wird ein identisches Setup wie bei den vorangegangenen PDU-Test verwendet, anstatt der PDU wird die jeweils zu testende Sicherung eingesetzt.

Abbildung 5.11 zeigt hierbei die zeitlichen Verläufe von Strom und Spannung im Aus-

lösemoment der Sicherung. Erwartungsgemäß bricht die Bordnetzspannung auf unter 24 V mit Auftreten des Kurzschlusses ein. Dabei werden Spitzenströme von nahezu 1000 A erreicht. Da diese Kenngrößen maßgeblich von externen Komponenten wie Batterie, DC/DC-Wandler und Leitungslängen abhängen, ergeben sich hier identische Minimal- und Maximalwerte für Strom und Spannung wie bei den PDU-Versuchen im Fehlerfall. Betrachtet man jedoch die Zeit, die bis zum Schmelzen der Sicherung vergeht, ergeben sich erhebliche Unterschiede. Ist die PDU in der Lage, die Fehlersituation in weniger als 100  $\mu\text{s}$  zu detektieren und abzuschalten, vergehen bis zum Erreichen des Schmelzintegrals rund 20 ms für die 35 A-Sicherung. Mit entsprechend größeren Sicherungen vergehen mehr als 250 ms für die 80 A-Sicherung. Es ist zu erwarten, dass sich diese Zeit bei niedrigen Umgebungstemperaturen noch weiter erhöht.

Im Vergleich zu PDU, welche reproduzierbar über den gesamten automobil-typischen Temperaturbereich mit geringem zeitlichen Jitter von rund 10  $\mu\text{s}$  auslöst, ergeben sich bei Schmelzsicherungen weite Unterschiede der Auslösezeit, welche im Bereich einiger 10 ms bis 250 ms liegen. Diese sind im Allgemeinen für die Verwendung im Fahrzeug ausreichend, im Kontext der sicherheitskritischen Energieversorgung jedoch ungeeignet. Hier kann die PDU somit einen entscheidenden Baustein zur erfolgreichen Umsetzung von Steer-By-Wire-Systemen liefern.

### 5.2.5 Diskussion

In den vorangehenden Kapiteln konnte gezeigt werden, dass die PDU-Hardware in der Lage ist, die erwarteten Kurzschlussströme abzuschalten und somit die fehlerhafte Domäne sicher vom Rest des intakten Bordnetzes zu trennen. Die dazu benötigte Reaktionszeit bestehend aus der Abschaltzeit der Schaltzelle und der Erfassungslogik, konnte derart optimiert werden, dass sie nur noch rund 40  $\mu\text{s}$  beträgt. Infolge dessen können die Auswirkungen der Kurzschlussstromes weitgehend minimiert werden. Dies ermöglicht, im Gegensatz zur klassischen Schmelzsicherung, eine sichere und zuverlässige Versorgung von sicherheitskritischen Komponenten.

Bei den Realtests mit dem Muster der PDU liegt die Spannung im Bordnetz vor Auftreten des Kurzschlusses bei rund 50 V, entsprechend einer geladenen Batterie bei Raumtemperatur. Im Kraftfahrzeug sind sämtliche Komponenten weiten Temperaturschwankungen ausgesetzt, zudem ändert sich der SoC der Batterie während des Fahrzyklus. Die Messergebnisse von [KJ12] zeigen, dass sich der Innenwiderstand der Batterie kaum mit dem SoC ändern, die Temperatur jedoch einen sehr deutlichen Einfluss auf den Innenwiderstand und damit die Strom-Spannungscharakteristik der Batterie hat. Dieses ladezustands- und temperaturabhängige Verhalten ist in der simulativen Betrachtungen nicht berücksichtigt worden, sodass hier ein weiterer Forschungsbedarf identifiziert werden kann. Ziel muss sein, einen Nachweis der Funktionsfähigkeit

des Systems über den kompletten Temperaturbereich und die Batterielebensdauer zu erbringen. Dazu sollte das initiale Simulationsmodell mit einem detaillierten Batteriemodell, wie beispielweise in [XZW<sup>+</sup>19] vorgeschlagen, gekoppelt werden, das neben Temperatur und SoC die Entladecharakteristik der Batterie sowie deren Alterung modelliert.

Die gewählte Realisierung der PDU mit schnellem ADC mit 1 Msps zur Abtastung der Ströme ist ein sehr universeller, jedoch vergleichsweise teurer Ansatz, der zudem hohe Anforderungen an die CPU zur Datenverarbeitung stellt. Dies ist gerade in einem kostensensitiven Umfeld kritisch. Daher sollte eine Weiterentwicklung sich u.A. darauf fokussieren, die Stromerfassung im niederohmigen Kurzschlussfall, bei welchem die größte Messbandbreite benötigt wird, ohne schnellen ADC umzusetzen. Eine vielversprechender Ansatz ist die Nutzung einer Komparatorschaltung, die mittels Hochpassfilter ausschließlich sehr große Stromanstiege erfasst. Es kann erwartet werden, dass damit die Systemreaktionszeit für niederohmige Kurzschlüsse auf wenige Mikrosekunden verringert werden kann. Für die Erfassung und Validierung von Kurzschlüssen, deren Fehlerstrom im Bereich der Nennströme liegt und deren Anstieg langsamer ist, kann weiterhin mittels ADC erfasst und die Domäne bei Bedarf abgeschaltet werden. Der Vorteil ist hierbei, dass deutlich geringe Anforderungen an die Bandbreite des Messsystems gestellt werden, was eine erhebliche Kostenreduktion verspricht.

Weiterhin lässt sich das vorgeschlagene Konzept der PDU auf Halbleiterbasis grundsätzlich auch auf Hochvoltsysteme mit 400 V oder 800 V übertragen. Jedoch sind hierbei die zuvor beschriebenen Erweiterungen zur schnellen Abschaltung zwingend notwendig, da aufgrund der hohen Spannungslage die Anstiegszeiten im Kurzschlussfall nochmal deutlich kleiner sind als im 48V-Bordnetz.

## 6 Zusammenfassung

Die Reduktion der CO<sub>2</sub>-Emission und die damit verbundene Elektrifizierung der Fahrzeuge und das automatisierte Fahren sind zwei Megatrends, die die Automobilindustrie in den vergangenen Jahre dominiert haben. Damit verbunden ist die Einführung des 48V-Bordnetzes, welches derzeit maßgeblich die Versorgung leistungsintensiver, innovativer und sicherheitsrelevanter Verbraucher sicherstellt. Im Rahmen dieser Arbeit wird nach einer einführenden Betrachtung der Lenkanlage im Kraftfahrzeug auf die Aspekte der funktionalen Sicherheit gemäß der ISO 26262 eingegangen. In diesem Kontext werden kurz Redundanzkonzepte und Ausfallraten von Komponenten beschrieben. Weiterhin werden aktuelle Bordnetze und deren Topologien betrachtet, die darin integrierten typischen Verbraucher und Energiequellen, wobei das 48V-Bordnetz im Vordergrund steht. Im Zusammenspiel mit By-Wire-Lenksystemen konnten als Fehlerfälle Kurzschlüsse sowie Isolationsfehler mit anschließendem Lichtbogen als besonders kritisch für sicherheitsrelevante Verbraucher identifiziert werden. Diese lassen das Bordnetz im Falle eines Kurzschlusses zusammenbrechen, sodass eine sichere und zuverlässige Energieversorgung nicht mehr gegeben ist. Basierend auf diesen Erkenntnissen wird eine Bordnetztopologie für By-Wire-Lenkanlagen vorgeschlagen, die sich als Inselssystem in bisherige Bordnetzarchitekturen integrieren lässt. Diese sieht zwei Aktuatoren sowie zwei Energiequellen vor, welche als Minimalanforderungen im Bordnetz vorhanden sein müssen. Zentrale Instanz dieses 48V-Bordnetzes ist die Power Distribution Unit (PDU). Diese unterteilt das Bordnetz in einzelne Domänen, die kontinuierlich überwacht werden. Ihre Aufgabe ist es dabei, Fehler im Bordnetz bzw. in Komponenten zu detektieren und bei Bedarf die fehlerbehaftete Domäne abzuwerfen. Hierbei ist das Ziel, eine Fehlerausbreitung zu verhindern und somit die Funktion des nicht fehlerbehafteten Bordnetzes weiterhin zu gewährleisten. Im Fortgang wird detailliert auf die Auslegung der PDU eingegangen. Hierbei wird insbesondere der Fokus auf die Anforderungen und die Auswahl der Halbleiter gelegt, da im Fehlerfall Ströme bis zu ca. 1000 A abgeschaltet werden müssen. Hierzu werden Schaltverluste und Temperaturverhalten der Halbleiter in verschiedenen Fehlerszenarien simuliert, um sicherzustellen, dass die Bauteile während des Abschaltens nicht überlastet werden. Weiterhin wird eine Diagnosemöglichkeit zur Detektion von latenten Fehlern innerhalb der Halbleiter beschrieben. Als entscheidender Parameter ist die Reaktionszeit der PDU identifiziert worden. Das schnelle Erfassen eines Fehlers bedeutet kleinere Abschaltströme, was die Anforderungen an die Halbleiter reduziert. In der konkreten Umsetzung wurden Reaktionszeiten von unter 40 µs realisiert, wodurch der Spannungseinbruch im 48V-Bordnetz limitiert werden konnte. Im direkten Vergleich zu Schmelzsicherungen, bei welchen das Bordnetz für bis 250 ms auf unter 24 V zusammenbricht, konnte somit die Stabilität der Spannungsversorgung mittels der PDU derart gesteigert werden, dass auch sicherheitskritische Komponenten zuverlässig versorgt werden können.

## 7 Summary

The reduction of CO<sub>2</sub>-emissions and the associated electrification of vehicles and automated driving are two megatrends that have dominated the automotive industry in recent years. This is closely linked to the introduction of the 48V on-board power grid, which currently ensures the supply of high-performance, innovative and safety critical components. In the context of this work, after an introductory consideration of the steering system in the motor vehicle, the aspects of functional safety according to ISO 26262 are discussed. In this context, redundancy concepts and failure rates of components are briefly described. Furthermore, current on-board power grids and their topologies are discussed, as well as typical electrical loads and energy sources integrated therein. Here, the focus will be on the 48 V system. In combination with by-wire steering systems, short-circuits and insulation faults with subsequent arcing were identified as particularly critical for safety-relevant consumers. In the event of a short circuit, these cause the vehicle electrical system to collapse briefly, so that a safe and reliable power supply is no longer guaranteed. A brief initial safety assessment and a corresponding classification with ASIL D shows that the design of the energy supply plays a decisive role. In this context, the highest system requirement can be formulated that an inadmissible lateral displacement of the vehicle, e.g. due to lack of steering function, must be prevented safely.

The central instance of this 48 V electrical system is the Power Distribution Unit (PDU). It splits the vehicle electrical system into individual domains that are continuously monitored. The PDU's task is to detect faults in the vehicle electrical system or in components and, if necessary, to shed the faulty domain. The primary goal is to contain the fault and thus to guarantee the function of the non-faulty electrical system. Within this work, the design of the PDU will be described in detail. In particular, focus will be set on the requirements and the selection of the semiconductors, as currents of up to approx. 1000 A have to be switched off in the event of a fault condition. Switching losses and temperature behavior of the semiconductors are simulated in various error scenarios to ensure that the components are not overloaded during the switching-off instance. Furthermore, a simple diagnostic functionality for the detection of latent defects within the semiconductors is described. Moreover, the response time of the PDU has been identified as the decisive parameter. The rapid detection of a fault means smaller switch-off currents, which reduces the burden on the semiconductors and thus less thermal stress. In the concrete implementation, response times of less than 40  $\mu$ s were realized, which allows the voltage drop in the 48 V electrical system to be limited which still guarantees minimum component functionality. In direct comparison to fuses, where the vehicle electrical system sags to voltages below 24 V for up to 250 ms, the stability of the voltage supply by means of the PDU can be increased in such a way that even safety-critical components can be reliably supplied.

## 8 Abkürzungsverzeichnis

### Abkürzungen

<b>Bezeichnung</b>	<b>Beschreibung</b>
ABS	Anti-Blockier-System
ACC	adaptive Geschwindigkeitsregelung
ADC	Analog-Digital-Wandler
ASIC	anwendungsspezifische integrierte Schaltung
ASIL	Automotive Safety Integrity Level
BMS	Batteriemanagementsystem
BSG	Belt-Driven Starter Generator
CRC	Cyclic Redundancy Check
DAB	Dual Active Bridge
DUT	Device-Under-Test
EAV	elektrisch angetriebener Verdichter
EAWS	elektromechanische aktive Wankstabilisierung
ECU	Electronic Control Unit
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
EPS	Electric Power Steering
FIT	failures in time
FMEA	Failure Mode and Effects Analysis
FMEDA	Failure Modes, Effects and Diagnostic Analysis
FTA	Fault Tree Analysis
GaN	Galliumnitrid
KSG	Kurbelwellen-Startergenerator
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

Bezeichnung	Beschreibung
PDCC	Porsche Dynamic Chassis Control
PDU	Power Distribution Unit
SoC	State of Charge
SoH	State of Health

## Symbolverzeichnis

Bezeichnung	Beschreibung
$a_x$	Fahrzeuglängsbeschleunigung
$a_y$	Fahrzeugquerbeschleunigung
$d_y$	Distanz zur Fahrbahnbegrenzung
$E_{\text{Avalanche, 25}^\circ\text{C}}$	Avalanche Energie MOSFET
$\eta_{PDU}$	Effizienz der PDU
$I_{DS,Max}$	Maximaler Drain-Source-Dauerstrom MOSFET
$I_{DS,Max,Pulse}$	Maximaler Drain-Source-Pulsstrom MOSFET
$I_{KS}$	Kurzschlussstrom
K30	Dauerplus 12V
K31	Fahrzeugmasse
K40	Dauerplus 48V
K41	Masse zur Klemme K40
$L_L$	Leitungsinduktivität
$L_{LBat}$	Leitungsinduktivität Zuleitung zu Batterie
$L_{LAux}$	Leitungsinduktivität Zuleitung zu Nebenverbrauchern
$L_{LDCDC}$	Leitungsinduktivität Zuleitung zu DC/DC
$L_{LMot1}$	Leitungsinduktivität Zuleitung zu Motor 1
$L_{LMot2}$	Leitungsinduktivität Zuleitung zu Motor 2

<b>Bezeichnung</b>	<b>Beschreibung</b>
$R_{Aux}$	Widerstand Nebenverbraucher
$R_{Bat}$	Batterieinnenwiderstand
$R_{Fuse}$	Widerstand Schmelzsicherung
$R_{DSon}$	MOSFET-Widerstand im eingeschalteten Zustand
$R_{KS}$	Kurzschlusswiderstand
$R_{Last}$	Lastwiderstand
$R_L$	Leitungswiderstand
$R_{LAux}$	Leitungswiderstand Zuleitung zu Nebenverbrauchern
$R_{LBat}$	Leitungswiderstand Zuleitung zu Batterie
$R_{LDCDC}$	Leitungswiderstand Zuleitung zu DC/DC
$R_{LMot1}$	Leitungswiderstand Zuleitung zu Motor 1
$R_{LMot2}$	Leitungswiderstand Zuleitung zu Motor 2
$s_y$	Fahrzeugquerversatz
SAE J3016	Klassifizierung und Definition von Begriffen für straßengebundene Kraftfahrzeuge mit Systemen zum automatisierten Fahren gemäß der Society of Automotive Engineers (SAE)
$T_A$	Umgebungstemperatur
$T_C$	MOSFET-Gehäusetemperatur
$t_{Detect}$	Zeit zur Fehlererkennung
$T_J$	Halbleitertemperatur
$t_K$	Fehlerkommunikationszeit
$t_{PDU}$	Auslösezeit
$t_R$	Fehlerreaktionszeit des Gesamtsystems
$t_{Switch}$	Zeit der PDU zum Lastabwurf
$t_T$	Zeit zum Einregeln der Trajektorie
$U_{BR(DSS)}$	Durchbruchspannung MOSFET
$U_{DClamp}$	Durchbruchspannung Clamping-Diode
$\mu_h$	Haftreibungskoeffizient
$U_{Bat}$	Batteriespannung
$U_{GSTh}$	Gate Thresholdspannung MOSFET
$U_K$	Batterieklammenspannung

---

<b>Bezeichnung</b>	<b>Beschreibung</b>
$U_{\text{Link}}$	Spannung an der Sammelschiene der PDU
$I_N$	Nennstrom
$U_N$	Nennspannung
$U_{\text{PDUAux}}$	Klemmenspannung PDU zu Nebenverbrauchern
$U_{\text{PDUBat}}$	Klemmenspannung PDU zu Batterie
$U_{\text{PDUDCDC}}$	Klemmenspannung PDU zu DC/DC
$U_{\text{PDUM1}}$	Klemmenspannung PDU zu Motor 1
$U_{\text{PDUM1}}$	Klemmenspannung PDU zu Motor 1
$v_x$	Fahrzeuglängsgeschwindigkeit
$v_y$	Fahrzeugquergeschwindigkeit

---

## 9 Literaturverzeichnis

- [Abe08] Abele, Marcus: Modellierung und Bewertung hochzuverlässiger Energiebordnetz-Architekturen für sicherheitsrelevante Verbraucher in Kraftfahrzeugen, Universität Kassel, Diss., 2008
- [Ams04] Amsel, Christian: Schutzkonzepte und Designregeln für Kurzschluss 42V / 14V im dualen Bordnetz, Institut für Kraftfahrwesen Aachen, Diss., 2004
- [Aud18a] Audi AG: Audi SQ7 TDI - Animation elektromechanische aktive Wankstabilisierung  
Website  
<https://www.audi-technology-portal.de/de/fahrwerk/fahrwerksregelsysteme/audi-sq7-tdi-48-volt-teilbordnetz-discretionary-mit-elektromechanischer-aktiver-wankstabilisierung>  
Version: 2018. – Abgerufen am 22.05.2018
- [Aud18b] Audi AG: Audi A7 Animation Mildhybrid-System  
Website  
<https://www.audi-mediacybercenter.com/de/audi-mediacybercenter/video/audi-a7-animation-mildhybrid-system-3945>  
Version: 2018. – Abgerufen am 22.05.2018
- [Bö15] Börcsök, Josef  
Funktionale Sicherheit - Grundzüge sicherheitstechnischer Systeme  
VDE Verlag, 2015
- [Bab12] Baba, David: Benefits of a multiphase buck converter  
[www.ti.com/lit/an/slyt449/slyt449.pdf](http://www.ti.com/lit/an/slyt449/slyt449.pdf)  
Version: 2012. – Abgerufen am 29.05.2018
- [BB12] Breuer, Bert ; Bill, Karlheinz H.  
Bremsenhandbuch  
Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2012. – 4. Auflage
- [BBe15] Bilo, Jürgen ; Burghoff, Heinz-Georg ; et al.  
48-Volt-Bordnetz – Schlüsseltechnologie auf dem Weg zur Elektromobilität  
ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik und Elektronikindustrie e.V., 2015. – 26. Auflage
- [BBK18] Batur, I. ; Bayram, I. S. ; Koç, M.: The role of plug-in electric vehicles in reducing energy and CO2 emissions in Istanbul: A system dynamics approach

- In: *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, 2018. – ISSN 2166–9546, S. 1–6
- [BG18] Bilkei-Gorzo, Gergely  
Entwurf und Auslegung einer intelligenten Leistungsverteilungseinheit für das 48V Bordnetz  
Insitut für Kraftfahrzeuge - RWTH Aachen University  
Forschungsbericht 2018
- [BGe08] Bertsche, Bernd ; Göhner, Peter ; et al.  
Zuverlässigkeit mechatronischer Systeme - Grundlagen und Bewertung in frühen Entwicklungsphasen  
Springer Verlag, 2008
- [BGS16] Braun, Lisa ; Gauterin, Frank ; Sax, Eric  
Experteninterview zur Anforderungsanalyse heutiger und zukünftiger E/E Architekturen im Kraftfahrzeug  
Karlsruher Institut für Technologie  
Forschungsbericht 2016
- [BMe15] Breitbach, Hermann ; Metz, Dietmar ; et al.: Anwendung und Ausführung des elektrisch angetriebenen Verdichters von BorgWarner  
2015. – Ausgabe 10/2015
- [BMW18] BMW AG: BMW i3 - TECHNISCHE DATEN  
Website  
<https://www.bmw.de/de/neufahrzeuge/bmw-i/i3/2017/technische-daten.html#tab-0>  
Version: 2018. – Abgerufen am 28.05.2018
- [Bos02] Bosch, Robert  
Autoelektrik, Autoelektronik: Systeme und Komponenten  
Robert Bosch GmbH, 2002
- [Bos07] Bosch, Robert  
Kraftfahrtechnisches Taschenbuch  
Vieweg Verlag, 2007. – 26. Auflage
- [BS11] Braess, Hans-Hermann ; Seiffert, Ulrich  
Handbuch Kraftfahrzeugtechnik  
Vieweg + Teubner Verlag, 2011. – 2. Auflage

- [Cha91] Chandler, G., W. Denson, M. Rossi, and R. Wanner: Failure Mode / Mechanism Distributions  
Book, 1991
- [Che12] Chet Sandberg, P. E.: Integrating battery energy storage with a BMS for reliability, efficiency, and safety in vehicles  
In: *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2012, S. 1–3
- [Con18] Continental: 48 Volt belt-driven Starter Generator with integrated Inverter  
Website  
<https://www.continental-automotive.com/en-gl/Passenger-Cars/Powertrain/Electrification/48-Volt-Mild-Hybrid/48-Volt-belt-driven-starter-generator>  
Version: 2018. – Abgerufen am 25.05.2018
- [DN09] Danilov, D. ; Notten, P. H. L.: Adaptive Battery Management Systems for the new generation of Electrical Vehicles  
In: *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009. – ISSN 1938–8756, S. 317–320
- [ECE] Regelung Nr. 79 der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen für Europa (UN/ECE) - Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung der Fahrzeuge hinsichtlich der Lenkanlage, Addendum 78: Regelung Nr. 79b Revision 2  
<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/?uri=CELEX%3A42008X0527%2801%29>
- [Ech90] Echtle, Klaus  
Fehlertoleranzverfahren  
Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1990. – 1. Auflage
- [Ele08] Electrical and Mechanical Component Reliability Handbook  
Exida, 2008 <https://books.google.de/books?id=aGQqcgAACAAJ>. – ISBN 9780972723466
- [F<sup>+</sup>16] Fassbender, Sven u. a.  
Re-defining Driving Experience - Competences and Concepts behind the Research Vehicle SpeedE  
Insitut für Kraftfahrzeuge - RWTH Aachen University  
Forschungsbericht 25th Aachen Colloquium Automobile and Engine Technology, 2016

- [Fre16] Fred Lambert: Tear down of 85 kWh Tesla battery pack  
Website  
<https://electrek.co/2016/02/03/tesla-battery-tear-down-85-kwh/>  
Version: 2016. – Abgerufen am 24.02.2020
- [GDB15] Graf, Friedrich ; Deinhard, Siegmund ; Brockerhoff, Philip: AES - An Approach to an Integrated 12 V / 48 V Energy Storage Solution, Continental AG, Regensburg, Germany, 2015. – 24th Aachen Colloquium Automobile and Engine Technology 2015
- [Gil15] Gillen, Christoph: Entwicklung effizienter Sicherheitskonzepte für Lenksysteme, Institut für Kraftfahrzeuge (ika), RWTH Aachen University, Diss., 2015
- [GSB16] Gauterin, Frank ; Sax, Eric ; Braun, Lisa: Experteninterview zur Anforderungsanalyse heutiger und zukünftiger E/E Architekturen im Kraftfahrzeug, Karlsruher Institut für Technologie, 2016. – Abschlussbericht
- [Hes11] Hesse, Benjamin: Wechselwirkung von Fahrzeugdynamik und Kfz-Bordnetz unter Berücksichtigung der Fahrzeugbeherrschbarkeit, Universität Duisburg-Essen, Diss., 2011
- [Hil12] Hillenbrand, Martin: Funktionale Sicherheit nach ISO 26262 in der Konzeptphase der Entwicklung von Elektrik/Elektronik Architekturen von Fahrzeugen, Diss., 2012  
<http://dx.doi.org/10.5445/KSP/1000025616>. – DOI  
10.5445/KSP/1000025616
- [Hoc13] Hochrein, Paul: Leistungsoptimale Regelung von Hochstromverbrauchern im Fahrwerk, Universität Kassel, Diss., 2013
- [HR18] Hickl, Ralf ; Rahn, Uwe: Sicherungersatz mit der iFuse von Bosch  
<https://files.vogel.de/vogelonline/vogelonline/issues/ep/2018/624.pdf>  
Version: 2018. – Abgerufen am 10.07.2019
- [HW06] Henning Wallentowitz, Konrad R.  
Handbuch Kraftfahrzeugelektronik  
ATZ/MTZ-Fachbuch, 2006. – 1. Auflage
- [IKT15] IKT Für Elektromobilität: Kompendium Lithium-Ionen-Batterie im BMWi Förderprogramm IKT für Elektromobilität II: Smart Car – Smart Grid – Smart Traffic  
Website

<https://www.digitale-technologien.de/DT/Redaktion/DE/Downloads/Publikation/IKT-EM/ikt2-komp-lithium-ionen.html>  
Version: 2015. – Abgerufen am 30.05.2018

- [Inf16] 3 kW dual-phase LLC evaluation board  
[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Evaluationboard\\_EVAL\\_3KW\\_2LLC\\_C7\\_20-ApplicationNotes-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462580663ef01582eb629b70118](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Evaluationboard_EVAL_3KW_2LLC_C7_20-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462580663ef01582eb629b70118)  
Version: November 2016. – Abgerufen am 27.02.2020
- [Inf18] 3300 W 54 V bi-directional phase-shift fullbridge with 600 V CoolMOS CFD7 and XMC  
[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Application%20Note%20EVAL\\_3K3W\\_BIDI\\_PSF%20AN\\_1809\\_PL52\\_1809\\_081412\\_Bidirectional\\_PSF\\_3k3W\\_10-AN-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d46267354aa00167404c69bb7b8c](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Application%20Note%20EVAL_3K3W_BIDI_PSF%20AN_1809_PL52_1809_081412_Bidirectional_PSF_3k3W_10-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46267354aa00167404c69bb7b8c)  
Version: November 2018. – Abgerufen am 27.02.2020
- [ISO11] International Organization for Standardization  
ISO26262 Road vehicles – Functional safety  
International Organization for Standardization  
Standard Geneva, CH, nov 2011
- [JES01] JEDEC - Global Standards for the Microelectronics Industry  
Methods for Calculating Failure Rates in Units of FITs.  
JEDEC - Global Standards for the Microelectronics Industry  
Standard 2001
- [KJ12] Keil, Peter ; Jossen, Andreas: Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen  
In: *19. DESIGN und ELEKTRONIK - Entwicklerforum Batterien und Ladekonzepte*, 2012
- [Kra05] Krautstrink, Alexander: Fehlertolerantes Aktorkonzept für sicherheitsrelevante Anwendungen, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2005
- [Kri10] Krismer, Florian: Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies, Power Electron. Syst. Lab. ETH Zürich, Diss., 2010
- [Lin18] Linear Technology Corporation: LTspice XVII  
Website  
<https://www.analog.com/en/design-center/>

- design-tools-and-calculators/ltspace-simulator.html  
Version: 2018. – Abgerufen am 08.03.2020
- [Lit14] Fuselology - Selection Guide, Fuse Characteristics, Terms and Consideration Factors  
[https://www.littelfuse.com/~media/electronics/product\\_catalogs/littelfuse\\_fuseology\\_selection\\_guide.pdf](https://www.littelfuse.com/~media/electronics/product_catalogs/littelfuse_fuseology_selection_guide.pdf)  
Version: 2014. – Abgerufen am 28.09.2018
- [Lit15] POWR-GARD Fuse Datasheet  
<http://www.littelfuse.com/~media/electrical/time-current-curves/cnnetime-current-curve.pdf>  
Version: 2015. – Abgerufen am 28.09.2018
- [Mic08] Michel, Manfred  
Einführung in Schaltungen und deren Verhalten  
Springer Verlag, 2008. – 4. Auflage
- [NAL15] Nan, C. ; Angkitrakul, S. ; Liang, Z.: Optimal design of a redundant high current DC/DC converter  
In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015. – ISSN 1048–2334, S. 2109–2115
- [NSG06] Naidu, M. ; Schoepf, T. J. ; Gopalakrishnan, S.: Arc fault detection scheme for 42-V automotive DC networks using current shunt  
In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21 (2006), May, Nr. 3, S. 633–639  
<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2006.872385>. – DOI 10.1109/TPEL.2006.872385. – ISSN 1941–0107
- [PG18] Pester, Wolfgang ; Günnel, Thomas: Fahrbericht Audi SQ7 TDI  
Website  
<https://www.automobil-industrie.vogel.de/fahrbericht-audi-sq7-tdi-dreifach-geladen-a-534948/index2.html>  
Version: 2018. – Abgerufen am 22.05.2018
- [Pie18] Pierburg GmbH: Pierburg's elektrische Wasserpumpe für den erhöhten Leistungsbedarf  
Website  
[https://www.tecomotive.com/download/datasheets/CWA400\\_DE.pdf](https://www.tecomotive.com/download/datasheets/CWA400_DE.pdf)  
Version: 2018. – Abgerufen am 10.12.2019
- [Por18a] Porsche AG: Porsche Dynamic Chassis Control  
Website

- [https://presskit.porsche.de/specials/de/porsche-fahrwerkentwicklung/topic/drei-spezifische-varianten\\_aktive-wankstabilisierung-pdcc.html](https://presskit.porsche.de/specials/de/porsche-fahrwerkentwicklung/topic/drei-spezifische-varianten_aktive-wankstabilisierung-pdcc.html)  
Version: 2018. – Abgerufen am 22.05.2018
- [Por18b] Porsche AG: Porsche Mission E - TECHNISCHE DATEN  
Website  
<https://www.porsche.com/microsite/mission-e/germany.aspx#/technology>  
Version: 2018. – Abgerufen am 29.05.2018
- [Rei07a] Reif, Konrad  
Automobilelektronik  
ATZ/MTZ-Fachbuch, 2007. – 2. überarbeitete und erweiterte Auflage
- [Rei07b] Reisch, Michael  
Halbleiter-Bauelemente  
Springer Verlag, 2007. – 2. Auflage
- [Ros14] Ross, Hans-Leo  
Funktionale Sicherheit im Automobil - ISO 26262, Systemengineering auf Basis eines Sicherheitslebenszyklus und bewährten Managementsystemen  
Hanser, 2014
- [Sch07] Schlienz, Ulrich: Schaltnetzteile und ihre Peripherie - Dimensionierung, Einsatz, EMV  
In: *Vieweg Verlag*, 2007
- [SE16] Schwarz, Benjamin ; Eckstein, Lutz  
Design of an energy-efficient front axle for a wheel individual Steer-by-Wire system on the example of the research vehicle SpeedE  
Insitut für Kraftfahrzeuge - RWTH Aachen University  
Forschungsbericht 7th International Munich Chassis Symposium, 2016
- [SN210] Siemens AG  
Ausfallraten Bauelemente; Teil 3: Erwartungswerte von Diskreten Halbleitern  
Siemens AG  
Standard 2010
- [ST00] Schöttle, Richard ; Threin, Günter  
Elektrisches Energiebordnetz: Gegenwart und Zukunft

- VDI Berichte, Nr. 1547  
Forschungsbericht 2000
- [Sta15] Statistisches Bundesamt: Ursachen von Unfällen mit Personenschaden durch technische Mängel der Fahrzeuge  
Website  
<https://www.destatis.de/DE/ZahlenFakten/Wirtschaftsbereiche/TransportVerkehr/Verkehrsunfaelle/Tabellen/UrsachenPersonenschaden1.html>  
Version: 2015. – Abgerufen am 16.07.2018
- [Sta16] Statistisches Bundesamt: Unfallentwicklung auf deutschen Straßen 2015, Begleitmaterial zur Pressekonferenz am 12.07.2016  
Website  
[https://www.destatis.de/DE/PresseService/Presse/Pressekonferenzen/2016/Unfallentwicklung\\_2015/Pressebrochure\\_unfallentwicklung.pdf?\\_\\_blob=publicationFile](https://www.destatis.de/DE/PresseService/Presse/Pressekonferenzen/2016/Unfallentwicklung_2015/Pressebrochure_unfallentwicklung.pdf?__blob=publicationFile)  
Version: 2016. – Abgerufen am 16.07.2018
- [VDA] VDA 702 Situationskatalog E-Parameter nach ISO 26262-3
- [Vol11] Volkswagen AG: Elektrische und elektronische Komponenten im Kraftfahrzeug 48V-Bordnetz - Anforderungen und Prüfungen  
2011. – Ausgabe 2011-09
- [WFO10] Wallentowitz, Henning ; Freialdenhoven, Arndt ; Olschewski, Ingo  
Strategien zur Elektrifizierung des Antriebstranges: Technologien, Märkte und Implikationen  
Vieweg + Teubner Verlag, 2010. – 1. Auflage
- [XZW<sup>+</sup>19] Xiong, R. ; Zhang, Y. ; Wang, J. ; He, H. ; Peng, S. ; Pecht, M.: Lithium-Ion Battery Health Prognosis Based on a Real Battery Management System Used in Electric Vehicles  
In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68 (2019), May, Nr. 5, S. 4110–4121  
<http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2018.2864688>. – DOI 10.1109/TVT.2018.2864688. – ISSN 0018–9545
- [Yeh96] Yeh, Y. C.: Triple-triple redundant 777 primary flight computer  
In: *1996 IEEE Aerospace Applications Conference. Proceedings* Bd. 1, 1996, S. 293–307 vol.1
- [YW12] Yang, Z. ; Wu, Y.: Projection of Automobile Energy Consumption and CO2 Emissions with Different Propulsion/Fuel System Scenarios in Beijing

---

In: *2012 2nd International Conference on Remote Sensing, Environment and Transportation Engineering*, 2012, S. 1–4

- [Zac09] Zach, Franz  
Leistungselektronik  
SpringerWienNewYork, 2009. – Band 1, 4. Auflage

## 10 Vorveröffentlichungen

Dreyer, Stefan; Dankert, Jens; Eckstein, Lutz: Intelligente und sichere Komponenten für ein Steer-by-wire-System - Sidesticks als Smart Actor

AmE 2017 - Automotive meets Electronics; 8th GMM-Symposium

Dreyer, Stefan; Eckstein, Lutz: Bidirektionaler DC/DC-Konverter mit SiC-MOSFETs als Bindeglied zwischen HV- und 48V-Bordnetz

AmE 2016 - Automotive meets Electronics; 7th GMM-Symposium

Dreyer, Stefan; Eckstein, Lutz: Hochvolt zu 48V DC/DC Wandler für zukünftige Bordnetztopologien

ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift - Sonderheft 1/2017: 48V Konzepte für die Zukunft

## A Appendix

### A.1 PLECS Simulationsmodell der PDU

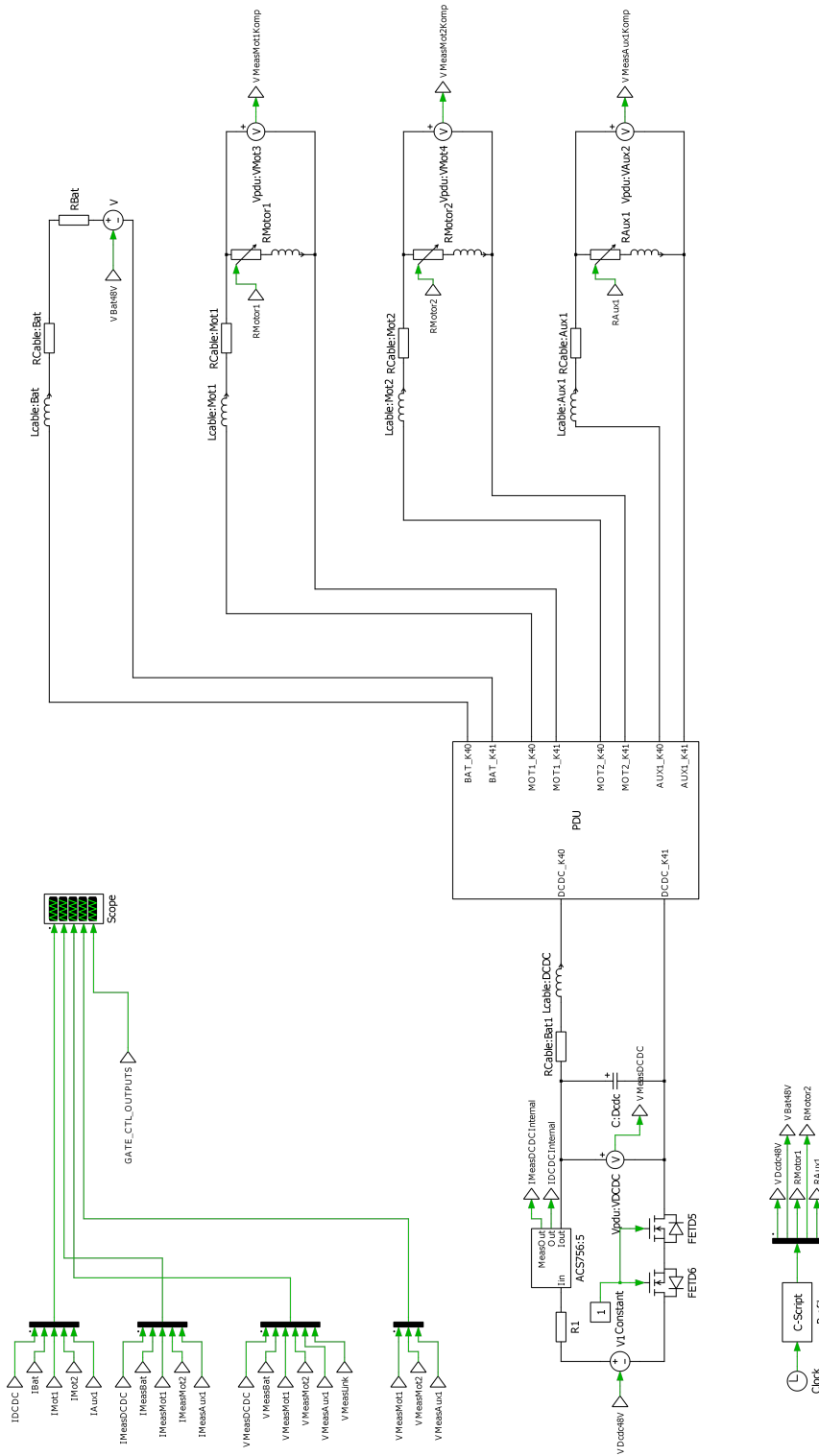


Abbildung A.1: PLECS Modell der PDU mit Verbrauchern und Quellen

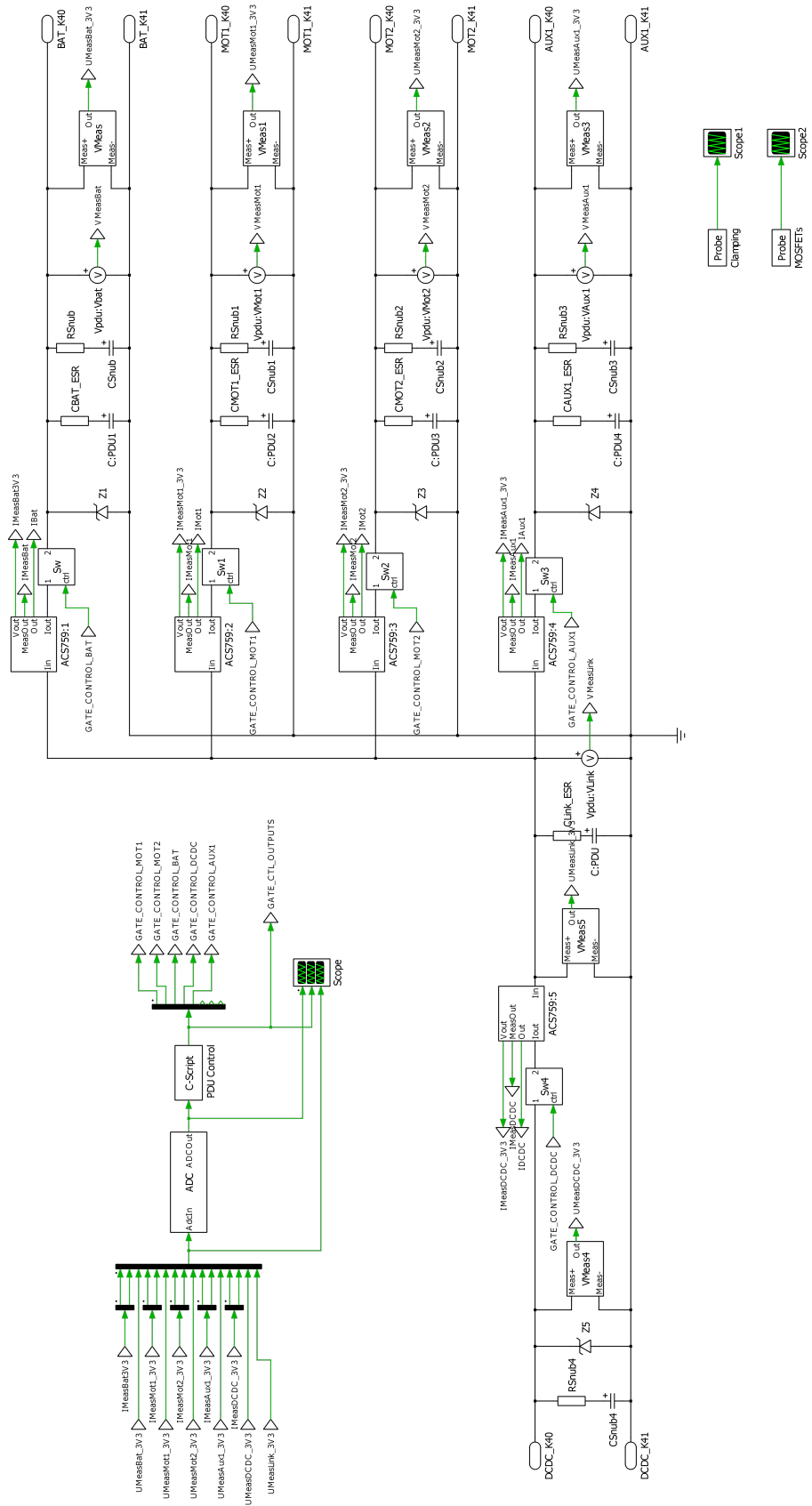


Abbildung A.2: PLECS Modell der PDU als Detailsicht

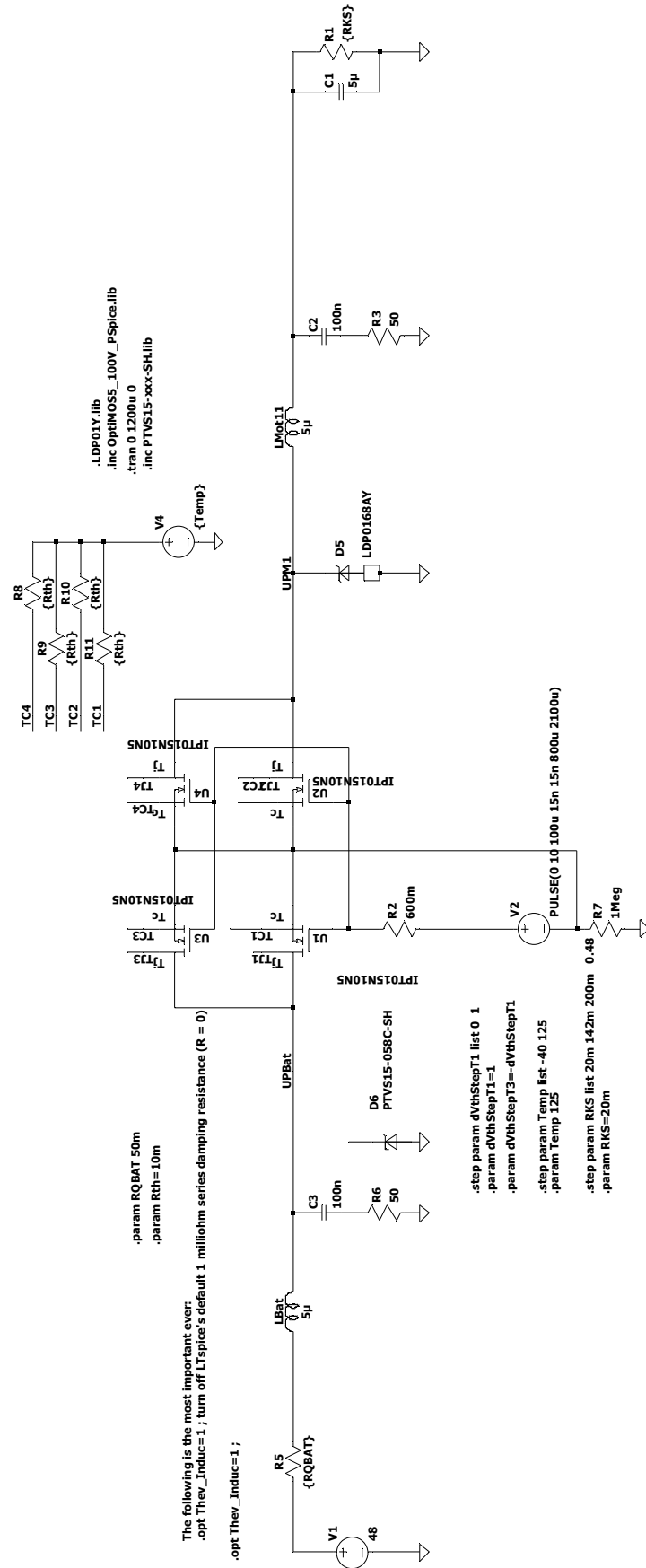


Abbildung A.3: LTSpice-Modell zur Simulation der Komponentenbelastung während des Abschaltvorgangs

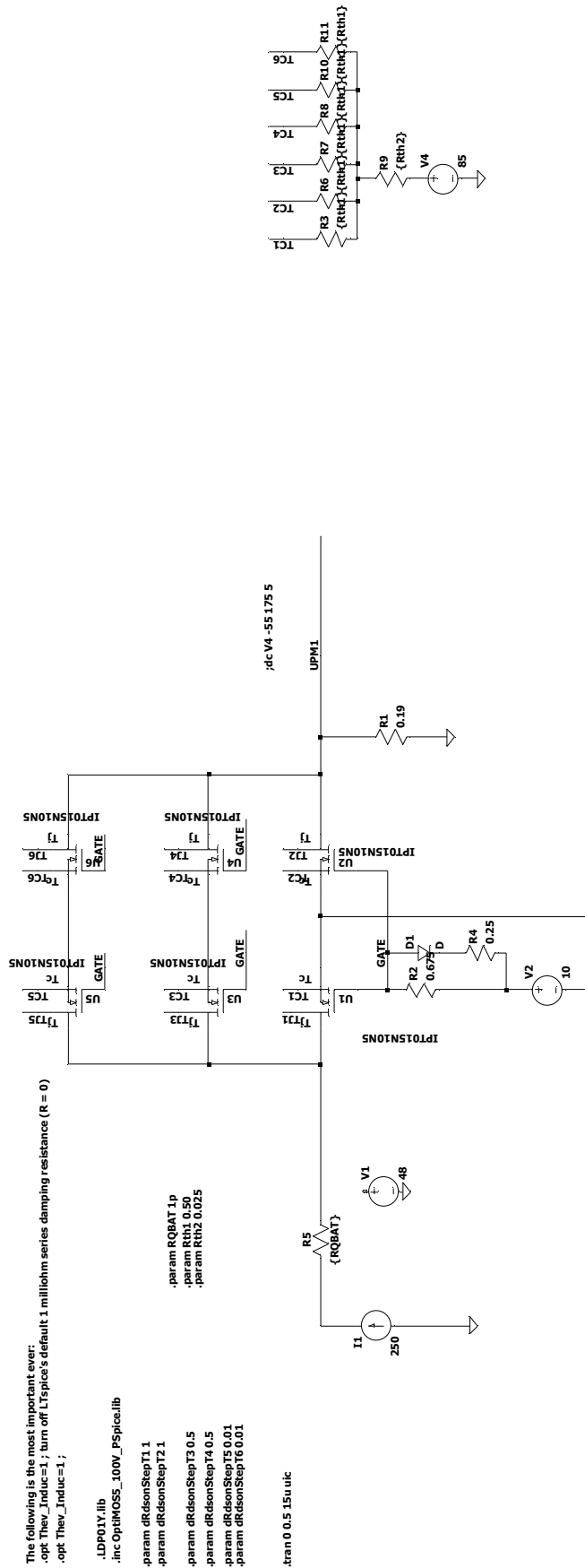


Abbildung A.4: LTSpice-Modell zur Simulation zur Parallelschaltung verschiedener MOSFETs innerhalb einer Schaltzelle

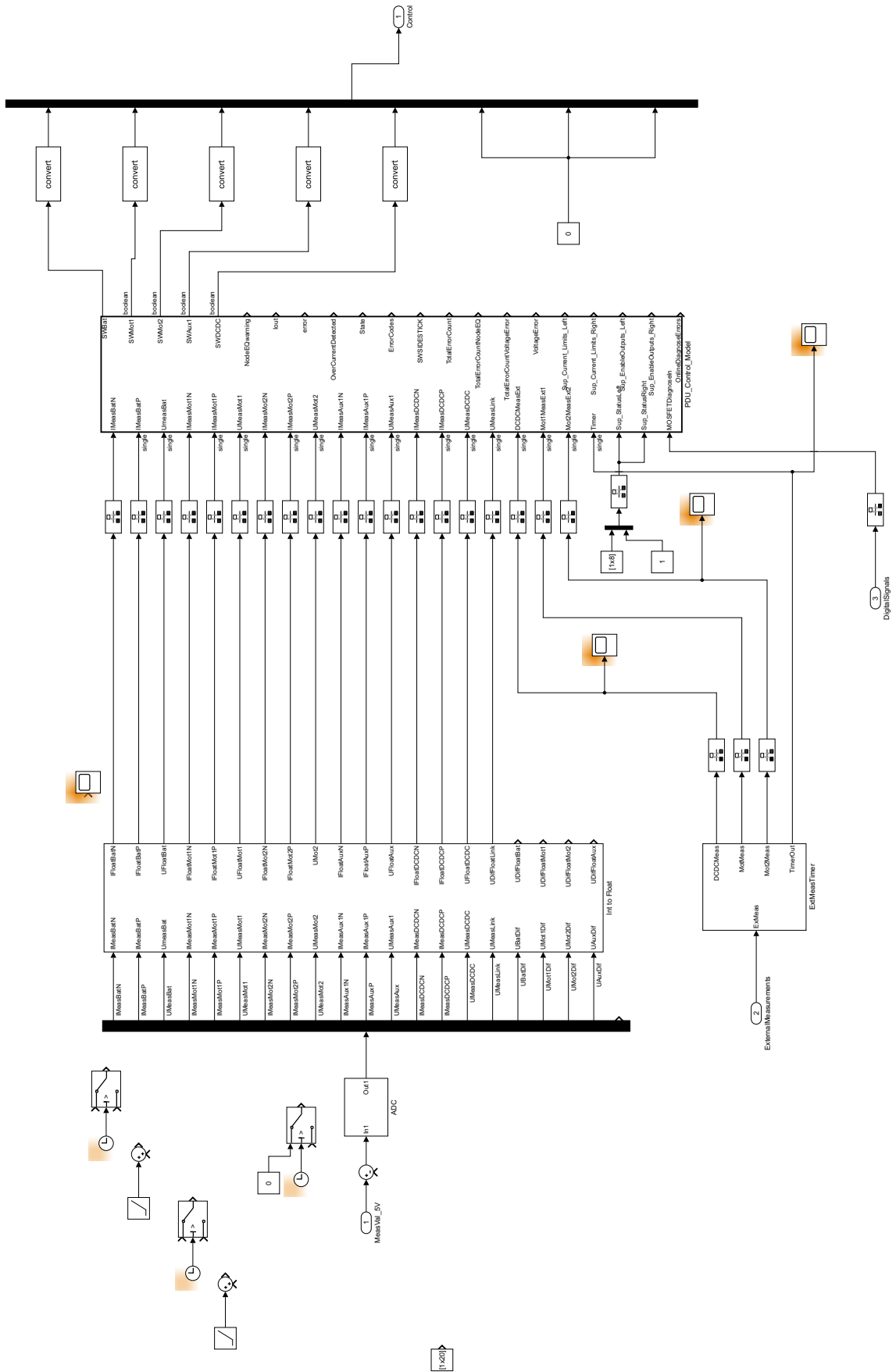


Abbildung A.8: Matlab/Simulink Modell zur Entwicklung der Detektionsalgorithmen - Top View

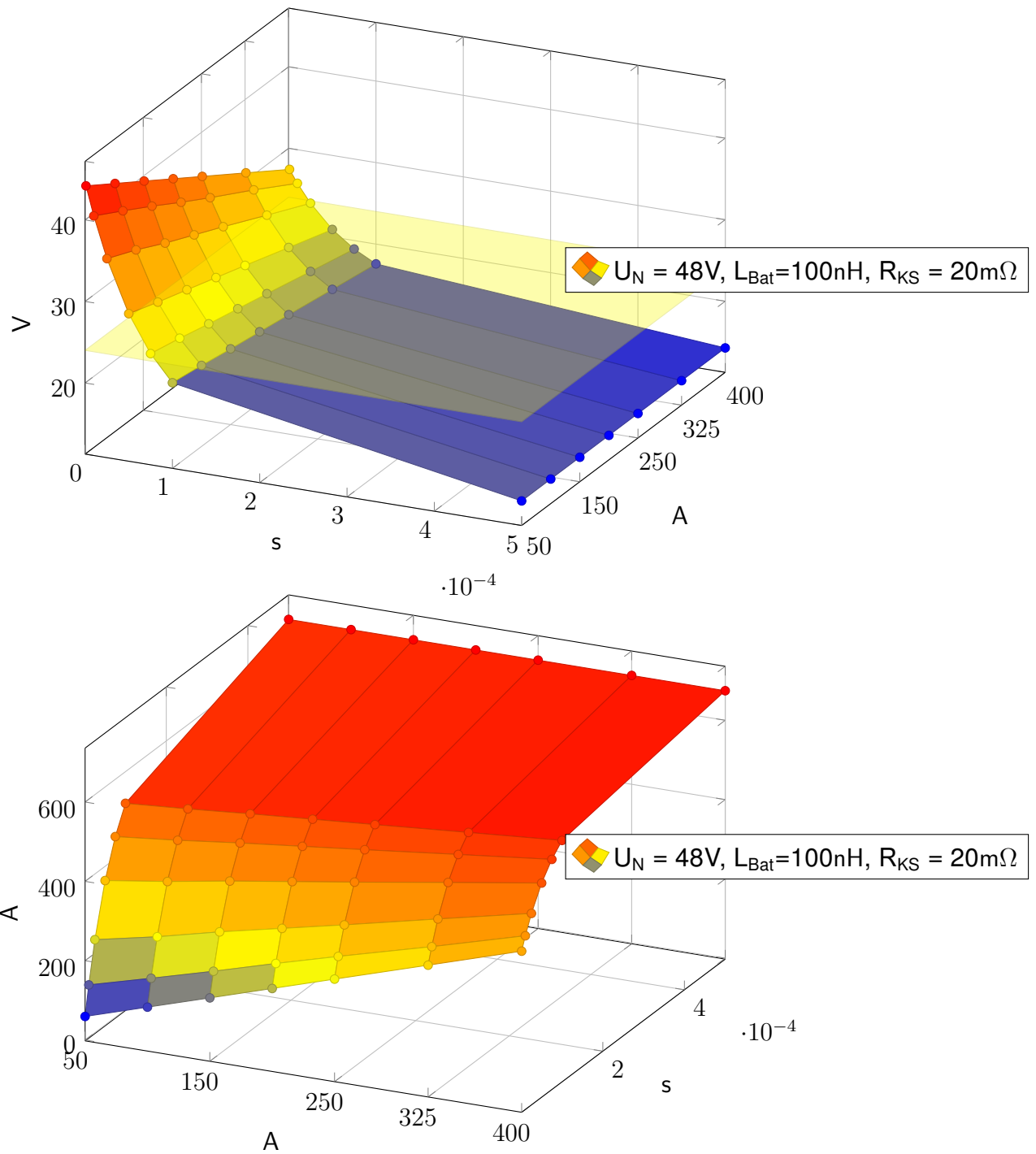


Abbildung A.5: Spannung  $U_{\text{Link}}$  als Funktion von Abschaltstromschwelle  $I_{\text{Trip}}$  und zeitlicher Abschaltverzögerung  $t_d$  (Simulationsparametersatz 3)

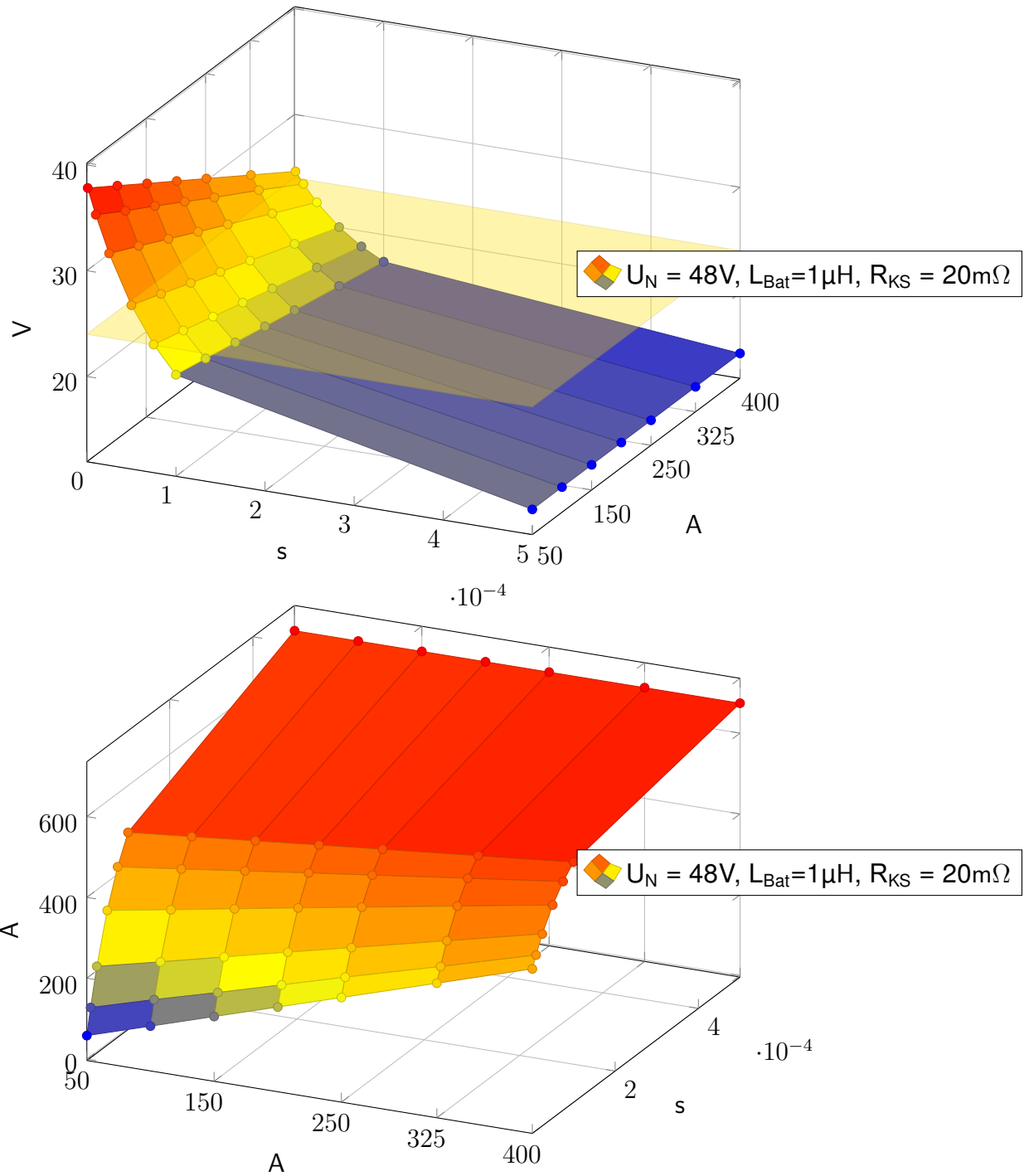


Abbildung A.6: Spannung  $U_{\text{Link}}$  als Funktion von Abschaltstromschwelle  $I_{\text{Trip}}$  und zeitlicher Abschaltverzögerung  $t_d$  (Simulationsparametersatz 1)

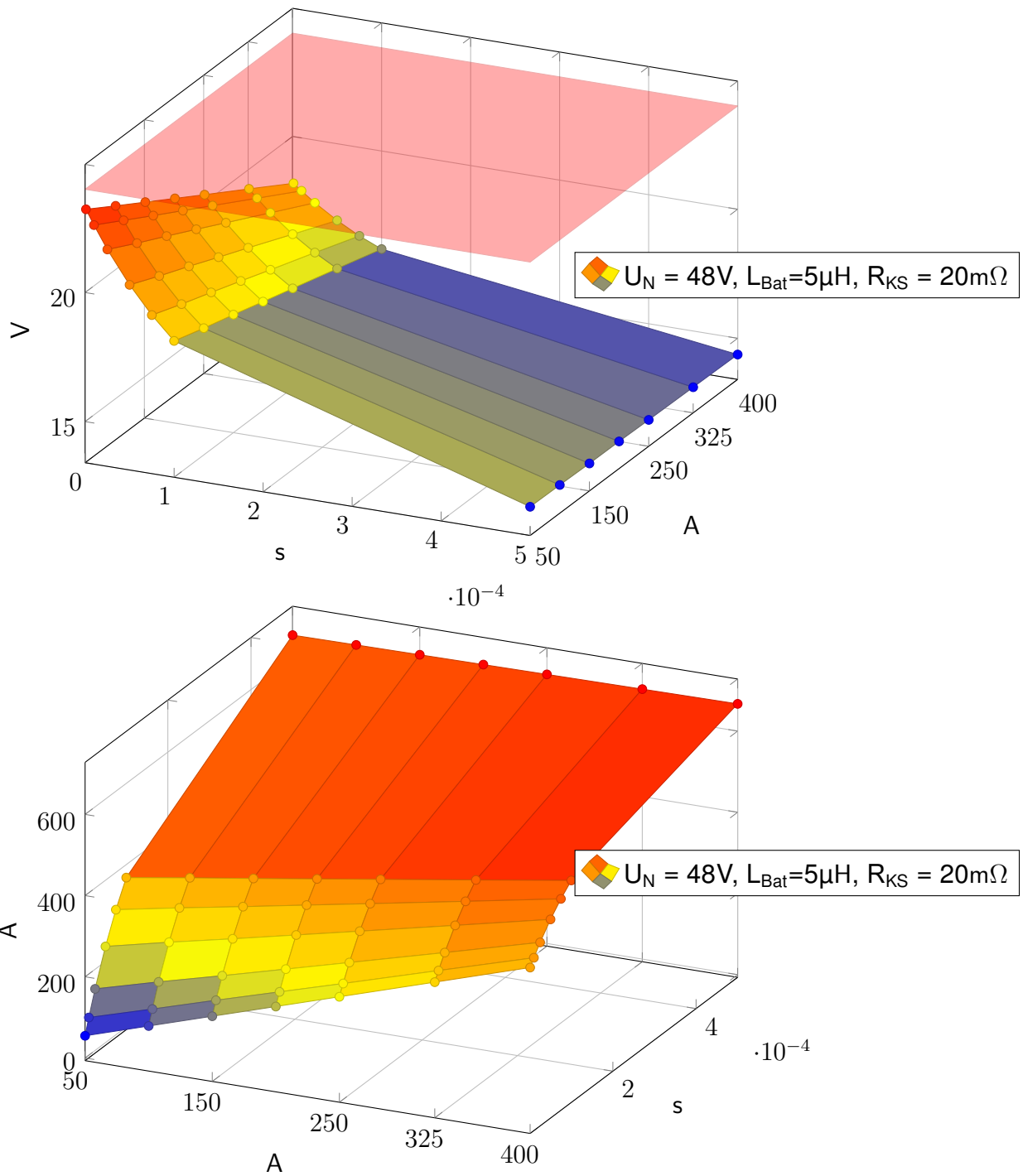


Abbildung A.7: Spannung  $U_{Link}$  als Funktion von Abschaltstromschwelle  $I_{Trip}$  und zeitlicher Abschaltverzögerung  $t_d$  (Simulationsparametersatz 2)

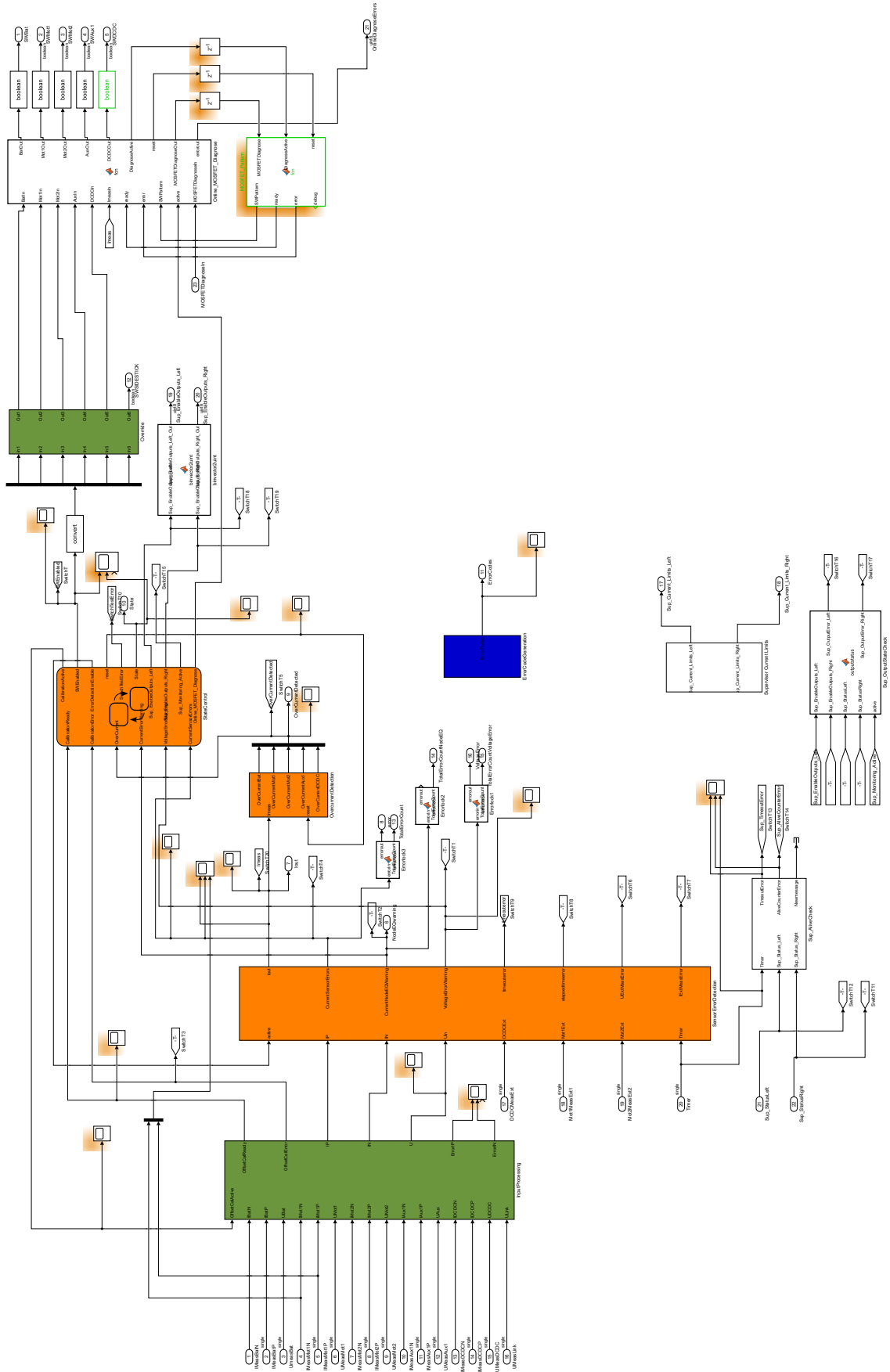


Abbildung A.9: Matlab/Simulink Modell zur Entwicklung der Detektionsalgorithmen - Detailed View



## A.2 Parametersätze für PDU Tests

Quellen	Spannung	$L_{LBat}$	$I_{LimDCDC}$	$I_{DUT}$	$L_{LDUT}$	$I_{Last}$	$L_{KS}$	$t_{Trip}$	$t_{trip}$	Parameter
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	0 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>0</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	0 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>1</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	0 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>2</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	0 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>3</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>4</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>5</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>6</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>7</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>8</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>9</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>10</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>11</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>12</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>13</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>14</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>15</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>16</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>17</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>18</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>19</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>20</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>21</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>22</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	75 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>23</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>24</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>25</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>26</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>27</sub>

Tabelle A.1: Parametersatz für PDU Kurzschluss-tests - Teil 1

Quellen	Spannung	$L_{LBat}$	$I_{LimDCDC}$	$I_{DUT}$	$L_{LDUT}$	$I_{Last}$	$L_{KS}$	$I_{Trip}$	$t_{trip}$	Parameter
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>28</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>29</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>30</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	100 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>31</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>32</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>33</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>34</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	5.0 $\mu$ H	50 A	250 $\mu$ s	DS2 <sub>35</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>36</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>37</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	90 $\mu$ s	DS2 <sub>38</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>40</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	75 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>41</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	75 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>42</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	75 A	90 $\mu$ s	DS2 <sub>43</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	75 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>44</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	100 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>45</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	100 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>46</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	100 A	90 $\mu$ s	DS2 <sub>47</sub>
2	51.0 V	0.5 $\mu$ H	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	100 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>48</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>49</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>50</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	90 $\mu$ s	DS2 <sub>51</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>52</sub>
1 (Bat)	51.0 V	0.5 $\mu$ H	-	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	150 $\mu$ s	DS2 <sub>53</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	40 $\mu$ s	DS2 <sub>54</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	65 $\mu$ s	DS2 <sub>55</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	90 $\mu$ s	DS2 <sub>56</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	125 $\mu$ s	DS2 <sub>57</sub>
1 (DC/DC)	51.0 V	-	60 A	20 A	0.5 $\mu$ H	20 A	0.5 $\mu$ H	50 A	150 $\mu$ s	DS2 <sub>58</sub>

Tabelle A.2: Parametersatz für PDU Kurzschluss tests - Teil 2

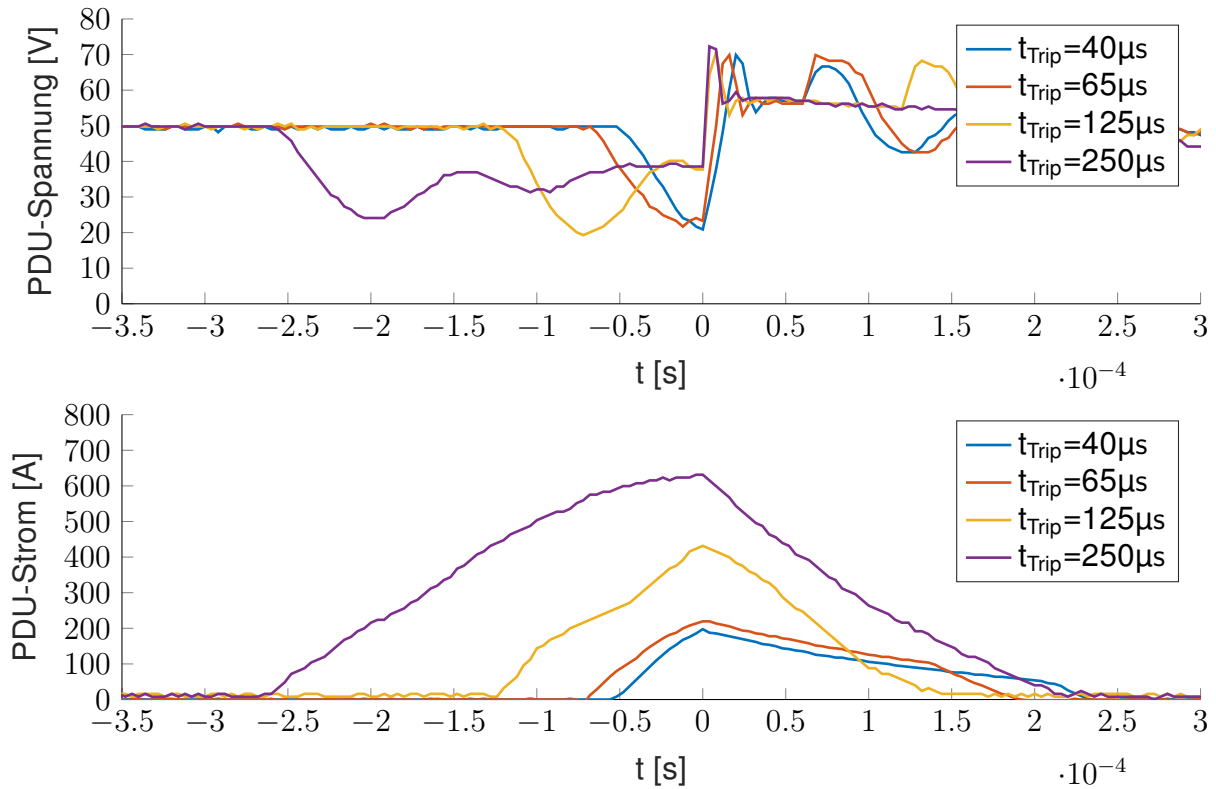


Abbildung A.10: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 0\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50\text{A}$

Quellen	Spannung	$L_{\text{LBat}}$	$I_{\text{LimDCDC}}$	$I_{\text{DUT}}$	$L_{\text{LDUT}}$	$I_{\text{Last}}$	$L_{\text{KS}}$	$I_{\text{Trip}}$	$t_{\text{Trip}}$	Parameter
2	50.7V	$0.5 \mu\text{H}$	60 A	0 A	$0.5 \mu\text{H}$	5 A	$5.0 \mu\text{H}$	50 A	$40 \mu\text{s}$	DS2 <sub>3</sub>
2	50.7V	$0.5 \mu\text{H}$	60 A	0 A	$0.5 \mu\text{H}$	20 A	$5.0 \mu\text{H}$	50 A	$40 \mu\text{s}$	DS2 <sub>4</sub>
2	50.7V	$0.5 \mu\text{H}$	60 A	0 A	$0.5 \mu\text{H}$	45 A	$5.0 \mu\text{H}$	50 A	$40 \mu\text{s}$	DS2 <sub>7</sub>

Tabelle A.3: Parametersatz für PDU Kurzschluss tests - Teil 3

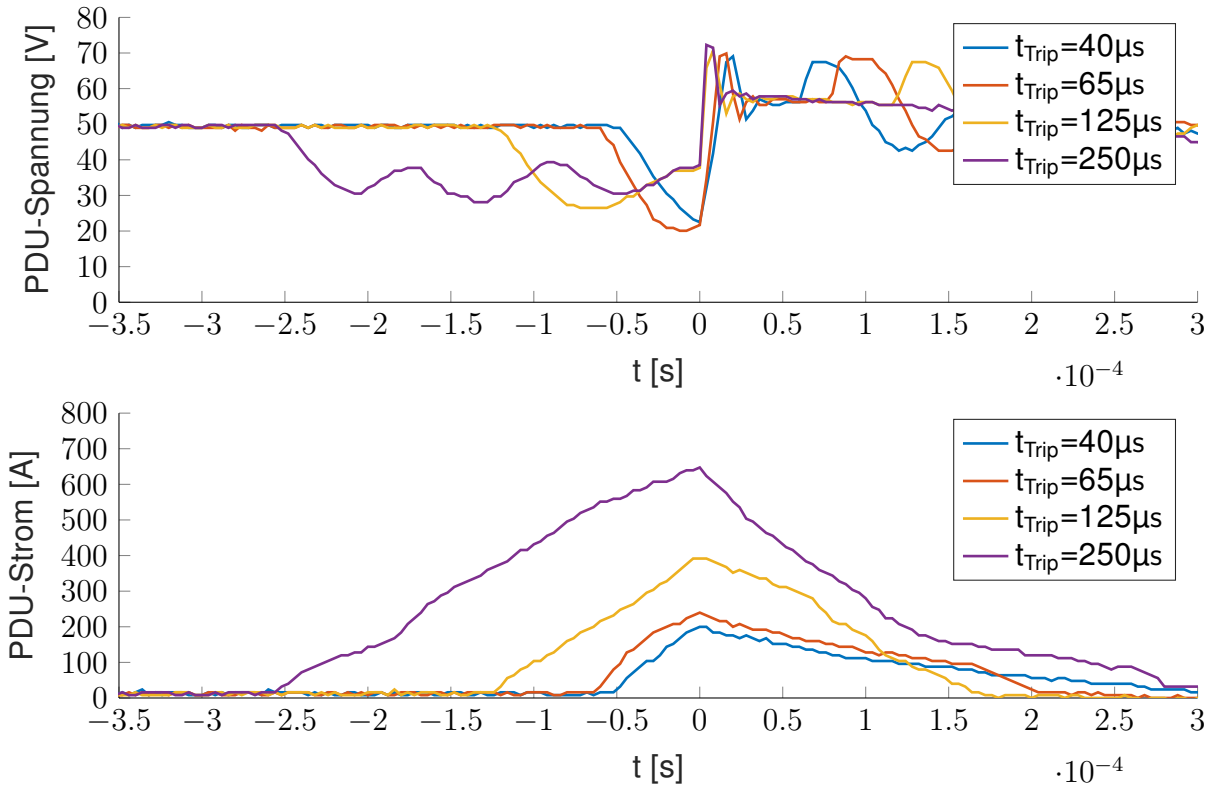


Abbildung A.11: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50 \text{A}$

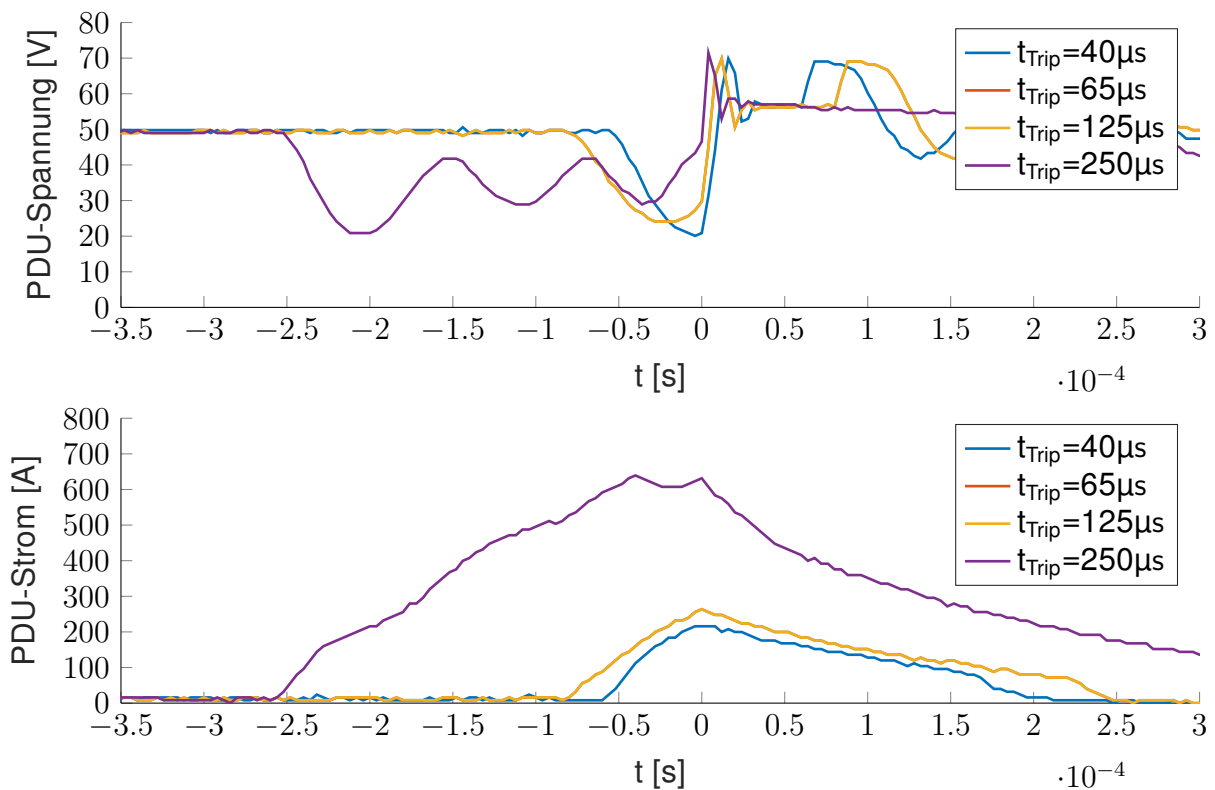


Abbildung A.12: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 75 \text{A}$

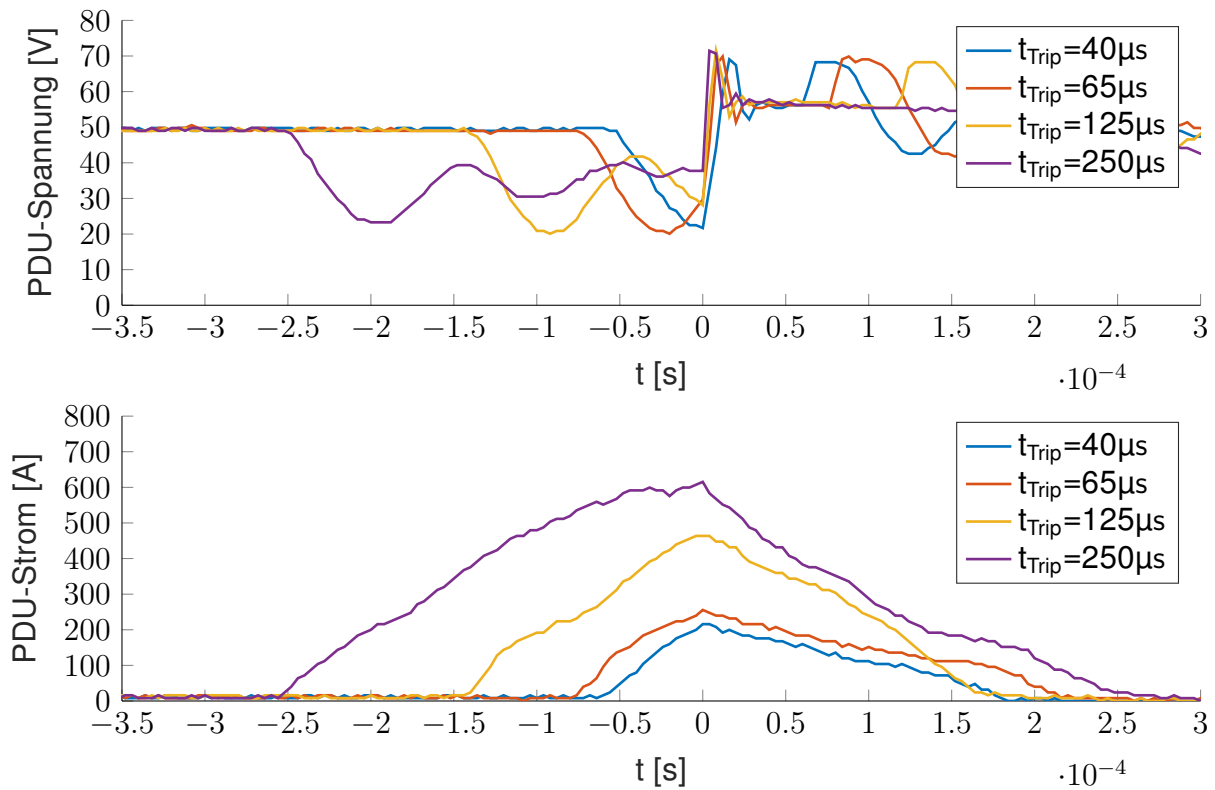


Abbildung A.13: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung einer Energiequelle (DC/DC),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 100\text{A}$

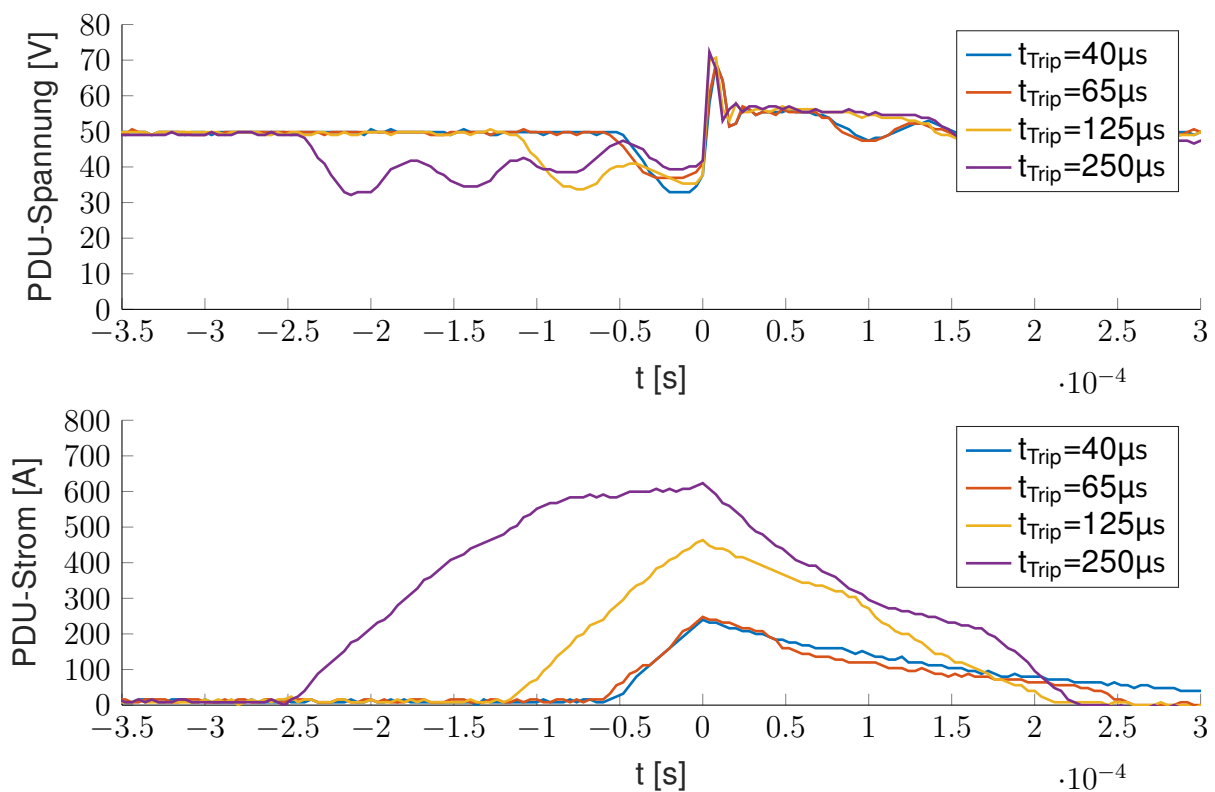


Abbildung A.14: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC & Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50\text{A}$

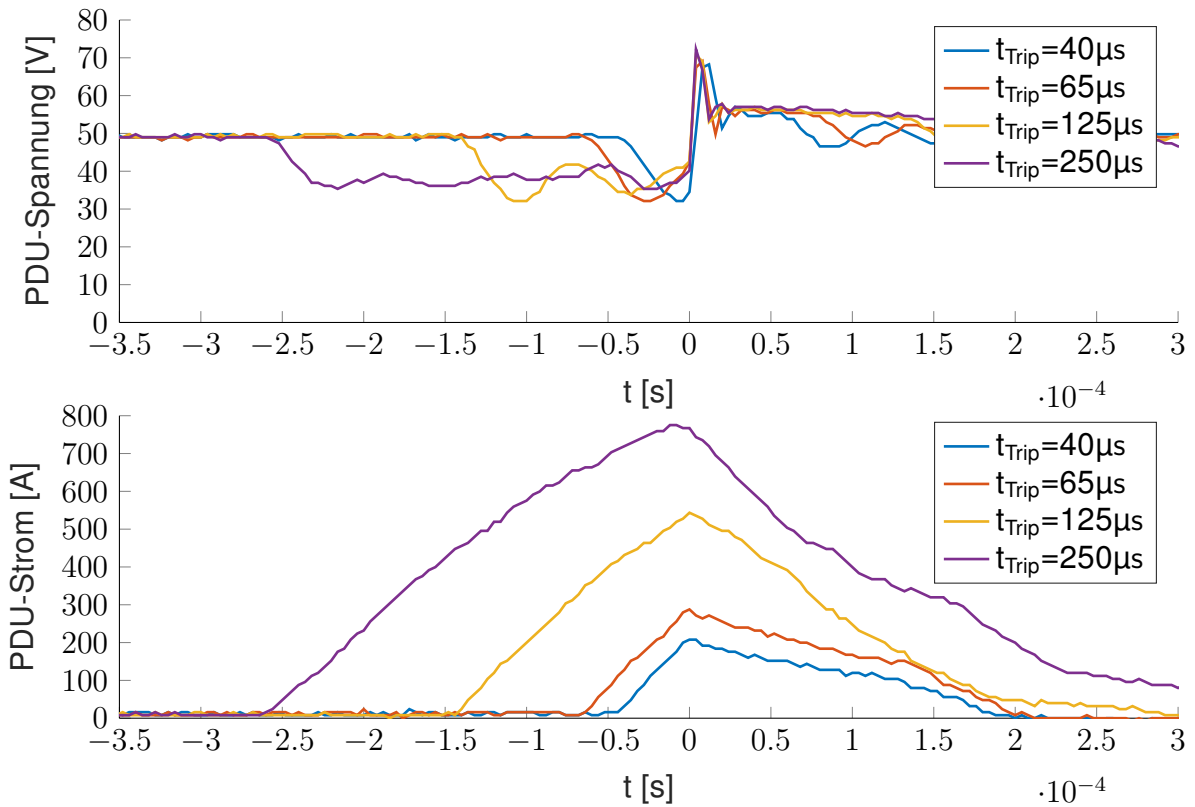


Abbildung A.15: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC & Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 75\text{A}$

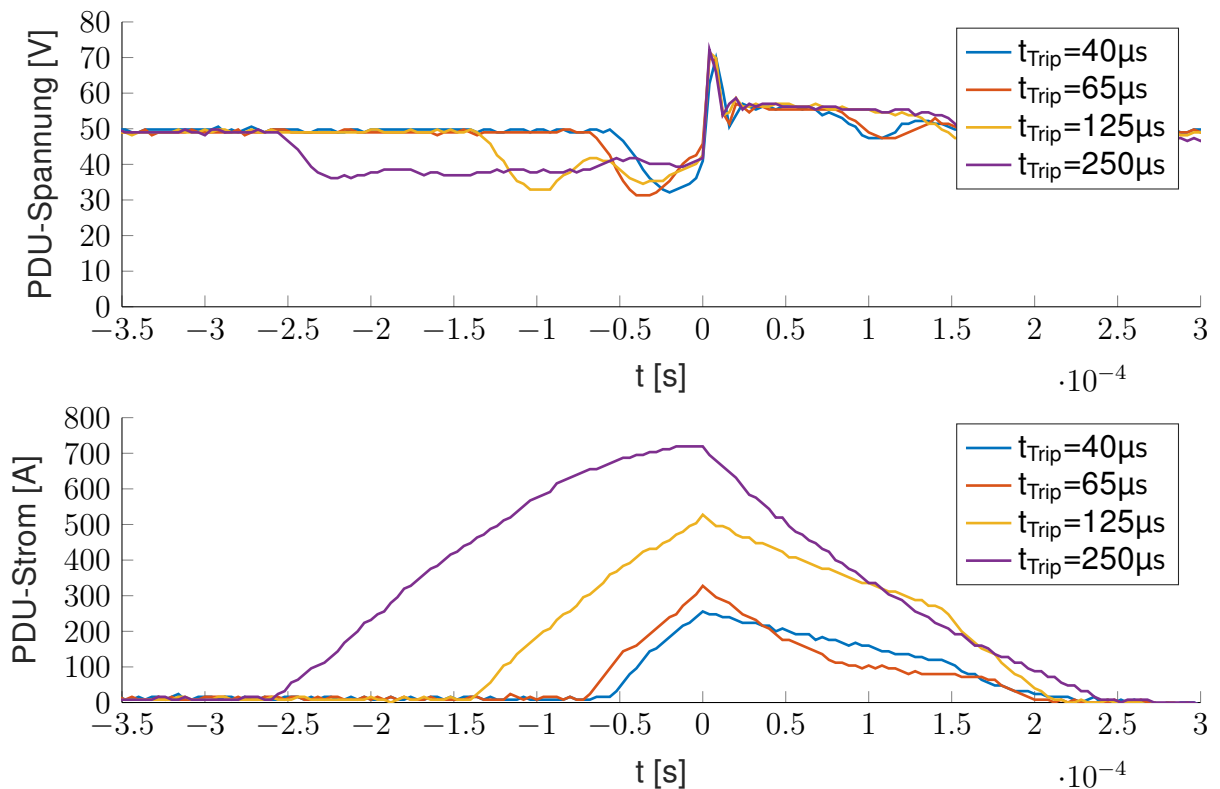


Abbildung A.16: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC + Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 100\text{A}$

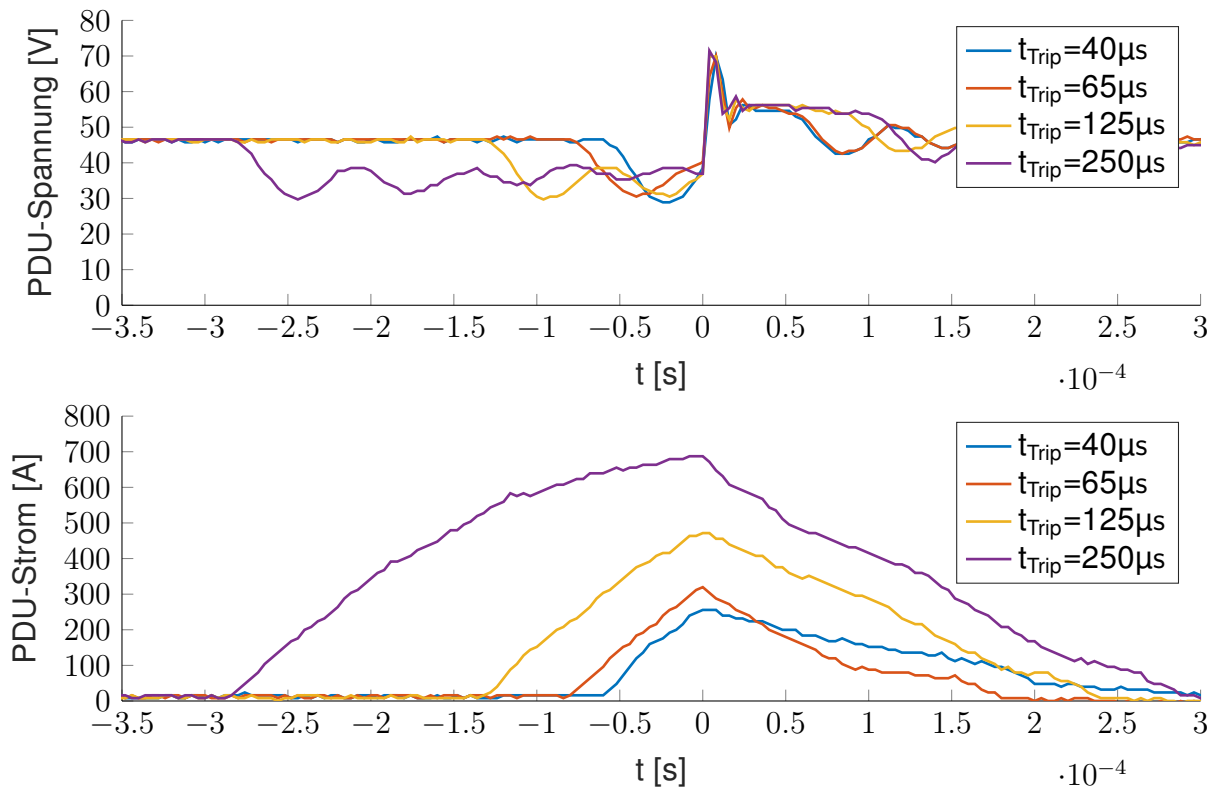


Abbildung A.17: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 1 Energiequelle (Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 100\text{A}$

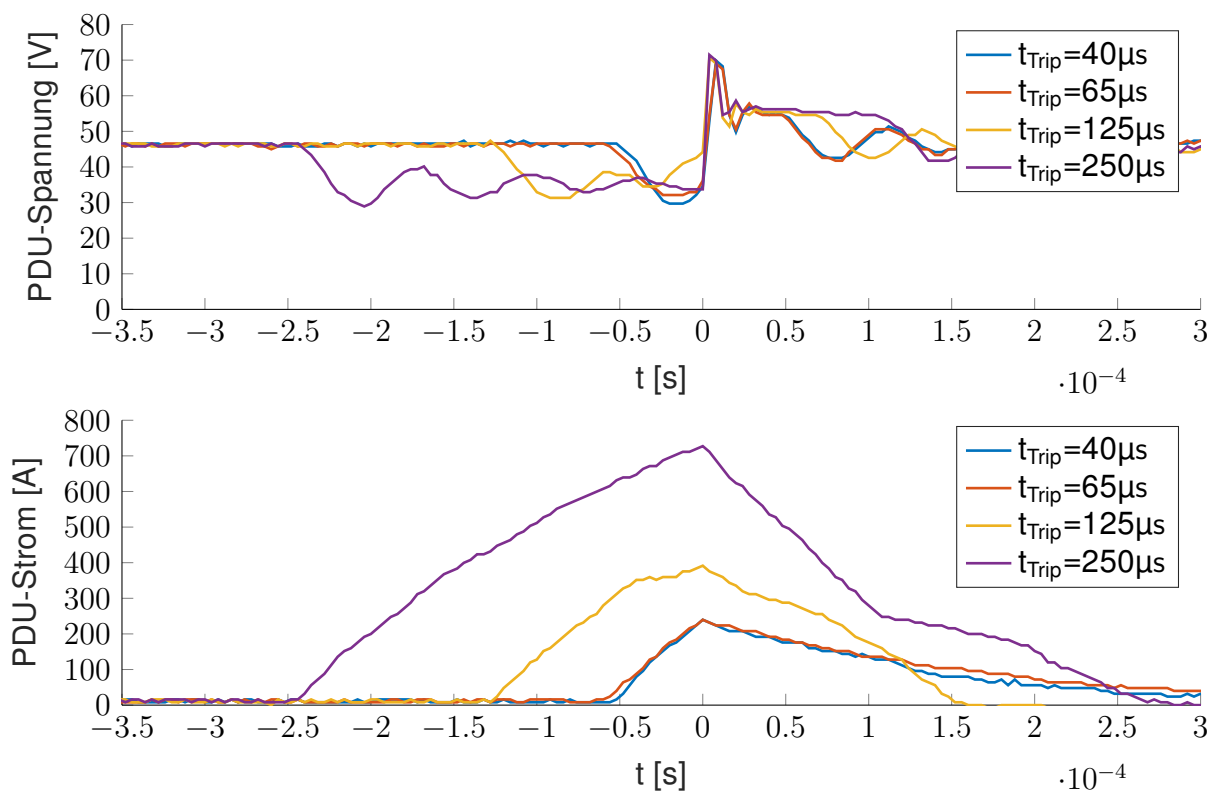


Abbildung A.18: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 1 Energiequelle (Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 5.0 \mu\text{H}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50\text{A}$

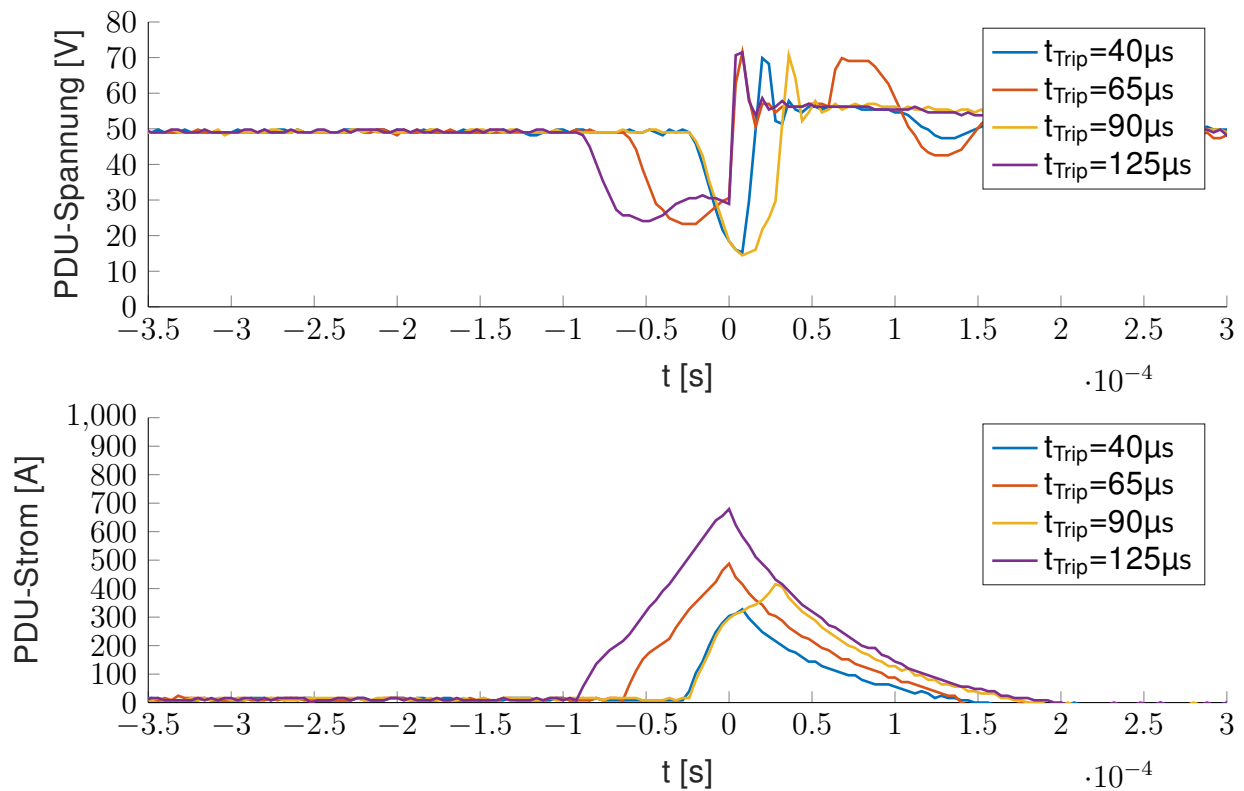


Abbildung A.19: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC + Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 500\text{ nH}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50\text{A}$

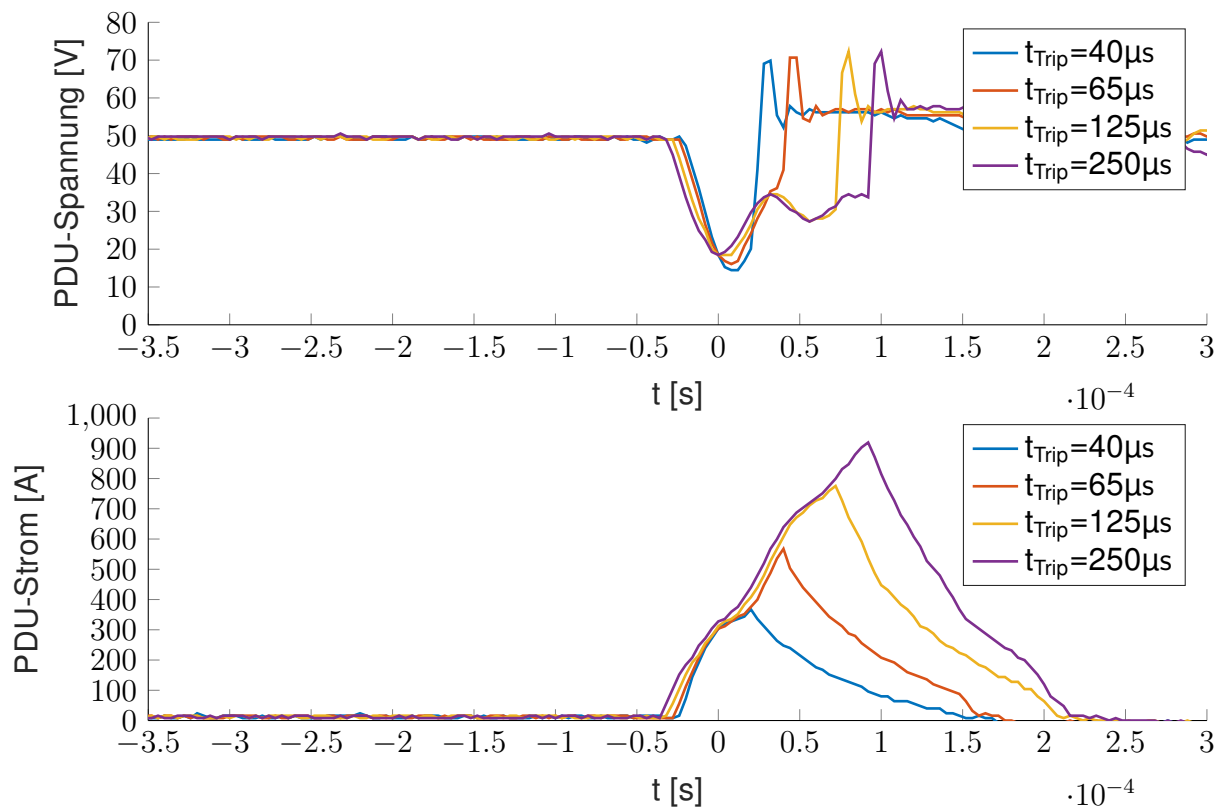


Abbildung A.20: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC + Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 500\text{ nH}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 75\text{A}$

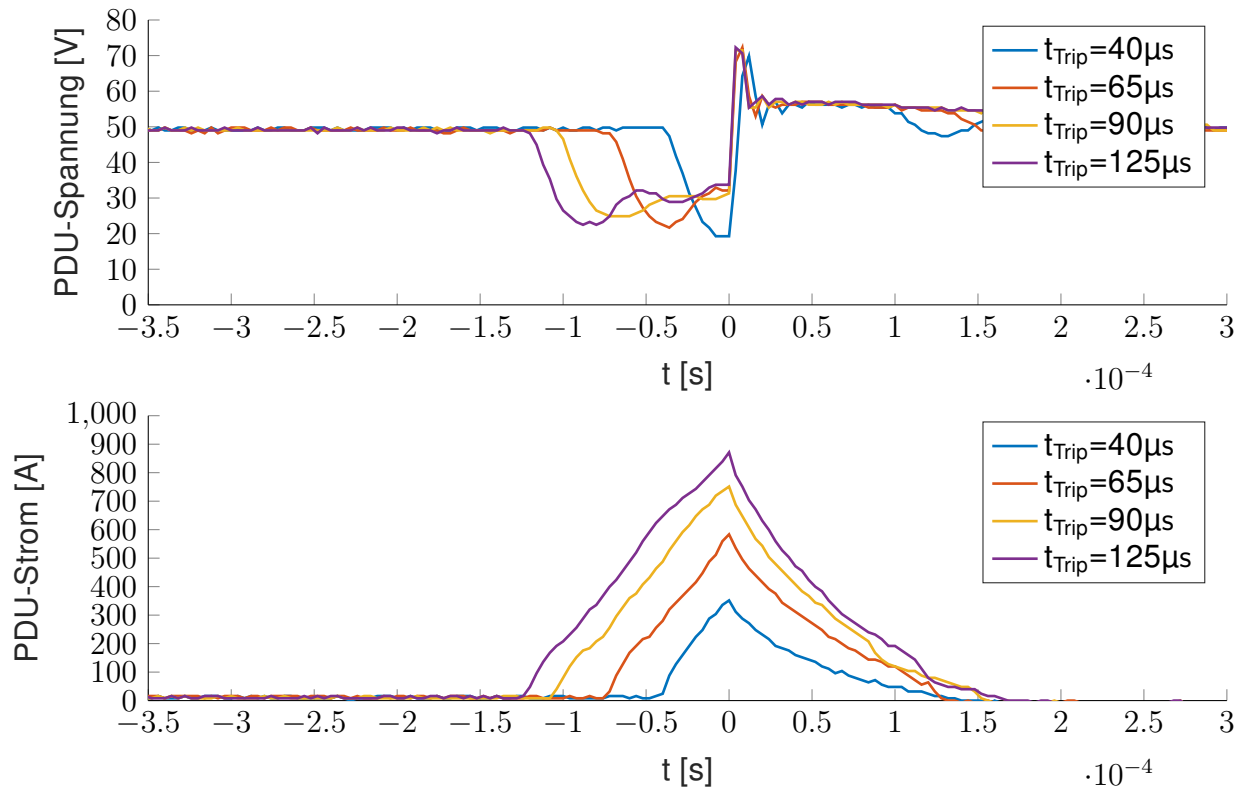


Abbildung A.21: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 2 Energiequellen (DC/DC + Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 500 \text{ nH}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 100 \text{ A}$

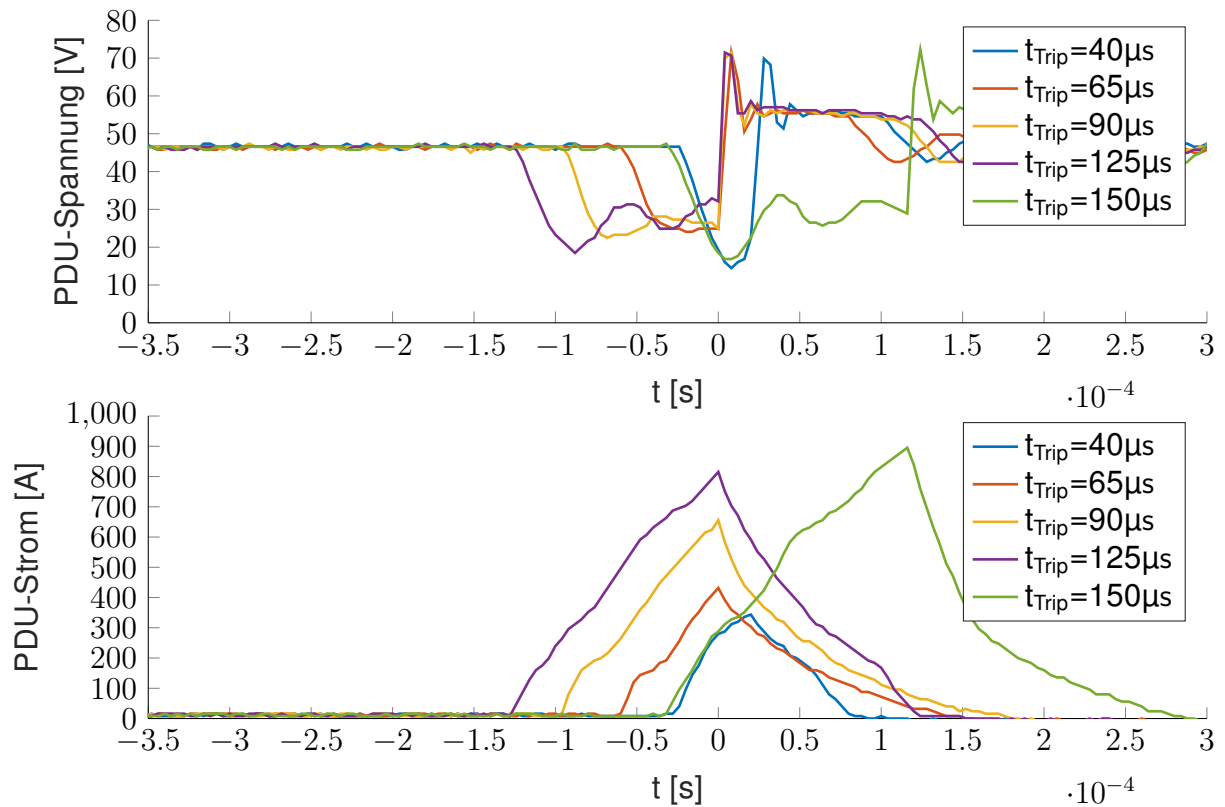


Abbildung A.22: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 1 Energiequelle (Batterie),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 500 \text{ nH}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50 \text{ A}$

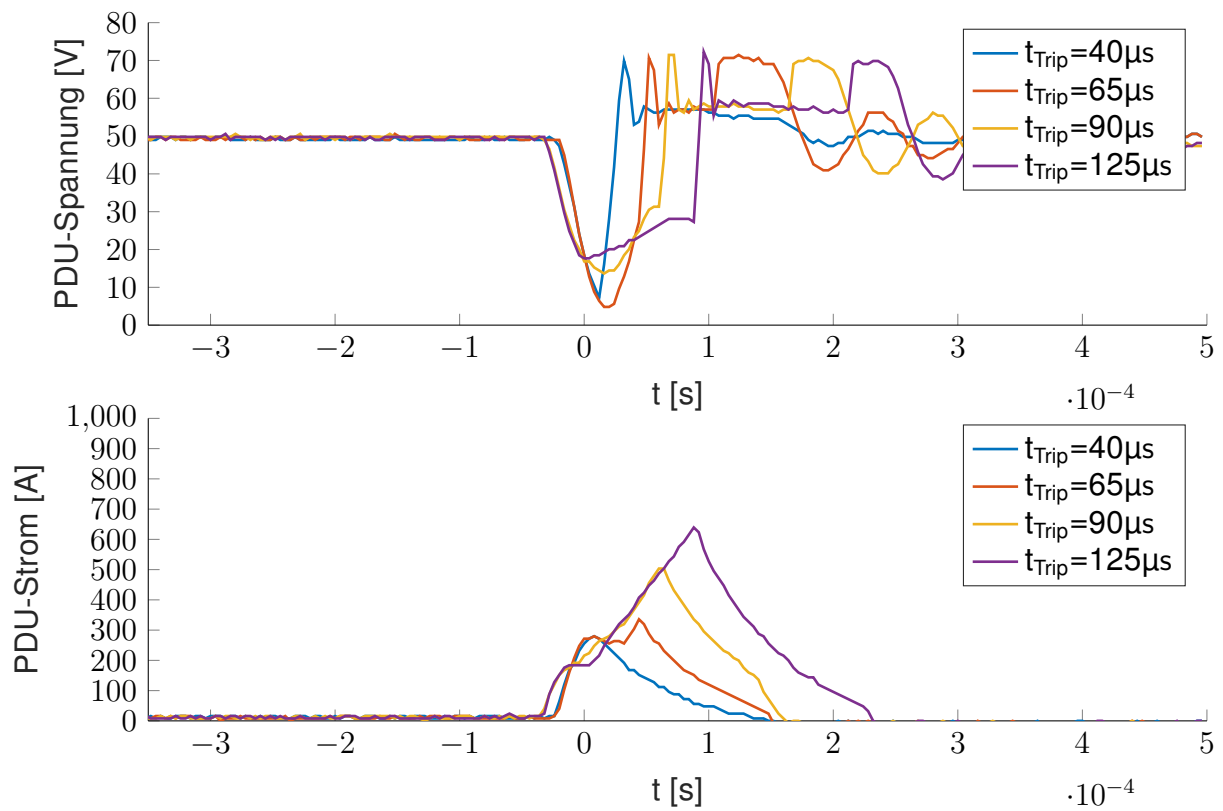


Abbildung A.23: Abschaltvorgang im Kurzschlussfall bei Verwendung von 1 Energiequelle (DC/DC),  $t_{\text{Trip}}$  variabel,  $L_{\text{KS}} = 500 \text{ nH}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20 \text{ A}$ ,  $I_{\text{Trip}} = 50 \text{ A}$

### A.3 Diagnosefunktion Schaltzelle

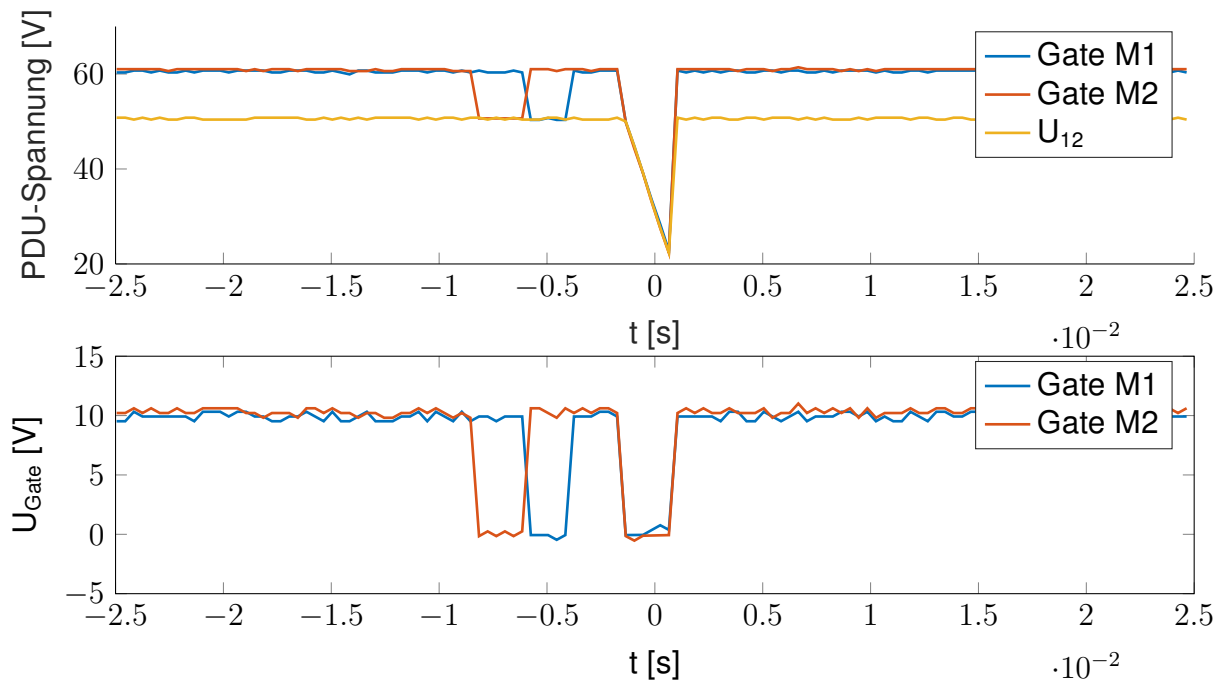


Abbildung A.24: Erfolgreiche Eigendiagnose einer Schaltzelle



## **Lebenslauf**

### **Persönliche Daten:**

Name: Stefan Maximilian Dreyer

Geburtsdatum: 5. April 1985

Geburtsort: Bonn

Familienstand: Ledig

### **Schulbildung:**

1990 - 1995: Rischbachschule St. Ingbert

1995 - 2004: Abitur Leibniz-Gymnasium St. Ingbert

### **Studium:**

10/2004 - 04/2012: Diplomstudiengang Elektrotechnik und Informationstechnik, RWTH Aachen University

### **Berufstätigkeit:**

06/2012 - 05/2017: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Kraftfahrzeuge Aachen ika RWTH Aachen

06/2017 - 05/2017: Senior Engineer Hardware und Komponenten, fka GmbH Aachen

01/2018 - 02/2020: Teamleiter Hardwareentwicklung und –integration, fka GmbH Aachen

seit 02/2020: Projekt Manager Vorentwicklung, Pierburg GmbH Neuss